

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université Mohamed El-Bachir EL-Ibrahimi de Bordj Bou Arréridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département d'Electronique

THESE

Présentée par

M. CHEBIR Saifeddine

Pour l'obtention du diplôme de

Doctorat LMD

En Génie Electrique et Informatique Industrielle (GEII)

Thème

*Acquisition et Poursuite des Signaux GNSS Multifréquences
et Multi-Constellations dans un milieu Outdoor*

Soutenu le 18 février 2019

Devant le jury composé de:

- | | | |
|--|---------------|--------------|
| • Dr. KESSAL Abdelhalim, MCA, | Président | Univ-BBA |
| • Pr. ROUABAH Khaled, Professeur, | Rapporteur | Univ-BBA |
| • Pr. AIDEL Salih, Professeur, | Co-Rapporteur | Univ-BBA |
| • Pr. BOUZIT Naceredine, Professeur, | Examineur | Univ-Sétif 1 |
| • Pr. AMARDJIA Noureddine, Professeur, | Examineur | Univ-Sétif 1 |
| • Dr. TALBI Mohamed Lamine, MCA, | Examineur | Univ-BBA |



Remerciements

بسم الله الرحمن الرحيم

إن الحمد لله نحمده ونستعينه ونستغفره ونعوذ بالله من شرور أنفسنا ومن سيئات أعمالنا من يهده الله فلا مضل له ومن يضل فلا هادي له وأشهد أن لا إله إلا الله وحده لا شريك له وأشهد أن محمدا عبده ورسوله.
{يَا أَيُّهَا الَّذِينَ آمَنُوا اتَّقُوا اللَّهَ حَقَّ تَقَاتِهِ وَلَا تَمُوتُنَّ إِلَّا وَأَنتُمْ مُسْلِمُونَ}.
{يَا أَيُّهَا النَّاسُ اتَّقُوا رَبَّكُمُ الَّذِي خَلَقَكُمْ مِنْ نَفْسٍ وَاحِدَةٍ وَخَلَقَ مِنْهَا زَوْجَهَا وَبَثَّ مِنْهُمَا رِجَالًا كَثِيرًا وَنِسَاءً وَاتَّقُوا اللَّهَ الَّذِي تَسَاءَلُونَ بِهِ وَالْأَرْحَامَ إِنَّ اللَّهَ كَانَ عَلَيْكُمْ رَقِيبًا}.
{يَا أَيُّهَا الَّذِينَ آمَنُوا اتَّقُوا اللَّهَ وَقُولُوا قَوْلًا سَدِيدًا، يُصْلِحْ لَكُمْ أَعْمَالَكُمْ وَيَغْفِرْ لَكُمْ ذُنُوبَكُمْ وَمَنْ يُطِيعِ اللَّهَ وَرَسُولَهُ فَقَدْ فَازَ فَوْزًا عَظِيمًا} أما بعد: قال الله تعالى { وَإِذْ تَأَذَّنَ رَبُّكُمْ لَئِن شَكَرْتُمْ لَأَزِيدَنَّكُمْ وَلَئِن كَفَرْتُمْ إِنَّ عَذَابِي لَشَدِيدٌ } .

أحمد الله عز وجل على نعمه التي من بها علينا فهو العلي القدير وأحمده تعالى على أنه يسر لي إتمام هذه الرسالة بالفضل والشكر كله لله أولا وآخرا ظاهرا وباطنا.

يُقَالُ: إِنِ اسْتَطَعْتَ أَنْ تَكُونَ عَالِمًا؛ فَكُنْ عَالِمًا، فَإِن لَمْ تَسْتَطِعْ؛ فَكُنْ مُتَعَلِّمًا، فَإِن لَمْ تَكُنْ مُتَعَلِّمًا؛ فَاجْبِهْهُمْ فَإِن لَمْ تُجِبْهُمْ فَلَا تَبْغُضْهُمْ،

وأخص بالشكر والتقدير المشرف على هذه الرسالة (mon directeur de thèse) :

الأستاذ الدكتور: رواج خالد

لما قدمه لي من جهد ونصح ومعرفة طيلة إنجاز هذا البحث والذي أقول له بشارك قول رسول الله صلى الله عليه وسلم:

« إِنَّ اللَّهَ وَمَلَائِكَتَهُ وَأَهْلَ السَّمَوَاتِ وَالْأَرْضِ حَتَّى الثَّمَلَةَ فِي جُبْرِهَا وَحَتَّى الْحُوتِ لَيُصَلُّونَ عَلَى مُعَلِّمِ النَّاسِ الْخَيْرِ »
وقال عليه الصلاة والسلام في الحديث الصحيح :

« من صنع إليكم معروفا فكافئوه، فإن لم تجدوا ما تكافئوه فادعوا له حتى تروا أنكم قد كافأتموه »

كما لا يسعني إلا أن اخصك بأسمى عبارات الشكر و التقدير **الأستاذ الدكتور " عيدل صليح "** لما قدمته لي من جهد و نصح و معرفة طيلة إنجاز هذه الرسالة. وما يوفي حقه الا الله عز وجل الذي ذكر امثالك فقال فيهم :

« ليجزيهم أجرهم أحسن ما عملوا ويزيدهم من فضله »

Remerciements

Un grand merci au Dr. ATIA Salim, Maître de conférences du laboratoire ETA, qui a planté l'optimisme dans ma vie scientifique. Il m'a donné des aides, des idées et des informations, notamment sur la problématique de la modélisation mathématique.

Mes remerciements vont aussi aux membres du Comité Scientifique du département d'électronique de l'Université de Bordj Bou Arréridj Mohamed Bachir El Ibrahimy qui ont permis à cette thèse de voir le jour et d'être menée à terme dans de bonnes conditions.

J'exprime tous mes remerciements à l'ensemble des membres de mon jury : Pr. BOUZIT Naceredine, Pr. AMARDJIA Nouredine et Dr. TALBI Mohamed Lamine.

C'est aussi, un très grand honneur pour moi que le Professeur KESSAL Abdelhalim ait accepté de présider ce jury, et je l'en remercie vivement.

Je tiens à remercier tous les membres de l'équipe du laboratoire ETA (M.TITOUNI Salem, Mlle. FENINICHE Wafa), pour leur aide et leur bonne humeur. Nous avons partagé de bons moments.

Enfin, on ne peut clore cette page de remerciements, sans exprimer ma profonde reconnaissance à l'ensemble du personnel du département d'électronique : Enseignants, Secrétaires (Loubna, Fadhila), et tous les agents du département, ...

Dédicace

Je dédie humblement ce manuscrit à :

Ma mère, qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, reçois à travers ce travail aussi modeste soit-il, l'expression de mes sentiments et de mon éternelle gratitude.

Mon père, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie. Puisse Dieu faire en sorte que ce travail porte son fruit ; Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et le soutien permanent venu de toi.

Mon cher frère « Mfetah » et sa femme.

Mon cher frère « Zine eddine ».

A Ma Très Chère Epouse Youssra

Aucune dédicace ne pourrait exprimer mon amour et mon attachement à toi. Depuis que je t'ai connu, tu n'as cessé de me soutenir et de m'épauler. Tu me voulais toujours le meilleur. Ton amour ne m'a procuré que confiance et stabilité. Tu étais toujours à mes côtés, Je te remercie de ne m'avoir jamais déçu. Aucun mot ne pourrait exprimer ma gratitude, mon amour et mon respect.

A ma fille Djouaria

À mes tantes et à mes oncles.

À tous mes cousins et cousines.

A toutes les familles : CHEBIR et BAKIRI

A tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin.

Abstract

Positioning is seriously affected by the presence of weak power signals at the Global Navigation Satellite System (GNSS) receiver's antenna. Besides, the use of such signals in classical reception methods is unavoidable, since the number of available signals, which are then confined to a single constellation, is limited. To overcome this problem, we propose, in this thesis, two principal contributions. The first one consists of the derivation of the expressions for the non-coherent Delay Locked Loop (DLL) Discriminator Curve (DC) in the absence and presence of Multipath (MP). We propose also the derivation of the expressions of MP tracking errors in non-coherent configuration. The proposed models are valid for all Binary Offset Carrier (BOC) modulated signals in GNSS such as Global Positioning System (GPS) and Future Galileo. The second contribution consists of a method that is based on applying specific transformations to the received signals in urban environment. As a result, one simple classical receiver, that achieves simultaneously these transformations, becomes sensitive to several Multi-Constellation and Multi-Frequency (MC/MF) GNSS signals and realizes thus, successfully, their collective acquisition. The latter method consists of three variants; the primary, dedicated to BOC(m,n) signals reception, is based on undersampling process. The second is founded on time expansion. The last one permits the acquisition of more than five GNSS signals by a single local Composite Binary Coded Symbols (CBCS) waveform replica. The proposed scheme presents less receiver complexity and accordingly better realization cost. The simulation results, corresponding to our first contribution, have shown that the proposed models coincide with the numerical ones. On the other hand, the implementation of the proposed method, corresponding to our second contribution, has shown a veritable solution for the reception of MC/MF signals in unfavorable environment.

Keywords: GNSS, Multi-constellation, Multi-frequency, DLL, Acquisition, Tracking.

Résumé

Le positionnement est sérieusement affecté par la présence de signaux faibles puissances à l'entrée de l'antenne du récepteur du système de navigation par satellite GNSS. En effet, l'utilisation de tels signaux dans les méthodes de réception classiques est inévitable, car le nombre de signaux disponibles, qui sont alors limités à une seule constellation, est restreint. Pour contourner ce problème, nous proposons dans cette thèse deux contributions principales. La première consiste en la dérivation des expressions de la courbe de discrimination DC de la boucle de poursuite de code DLL pour une configuration non cohérente, en l'absence et en présence de multi-trajets MP. Nous proposons également la dérivation des expressions des erreurs de poursuite MP dans la même configuration. Les modèles proposés sont valables pour tous les signaux modulés en BOC(m,n) dans les systèmes de navigation par satellite GNSS tels que le GPS et le futur Galileo. La seconde contribution consiste en une méthode basée sur l'application de plusieurs transformations spécifiques aux signaux reçus en milieu urbain. De ce fait, un récepteur classique simple, qui réalise simultanément ces transformations, devient sensible à plusieurs signaux GNSS multi-constellations et multifréquences MC/MF et réalise ainsi, avec succès, leurs acquisitions collectives. Cette dernière méthode consiste en trois variantes ; la première, dédiée à la réception des signaux BOC(m,n), est basée sur un processus de sous-échantillonnage. La seconde est fondée sur le processus de sur-échantillonnage. La dernière permet l'acquisition de plus de cinq signaux GNSS par une seule réplique locale de forme d'onde composée de symboles codés binaires CBCS. Le schéma proposé présente une faible complexité, et donc un meilleur coût de réalisation. Les résultats de simulation, correspondant à notre première contribution, ont montré que les modèles proposés coïncident parfaitement avec les modèles numériques. D'autre part, la mise en œuvre de la méthode proposée, qui correspond à notre deuxième contribution, constitue une véritable solution pour la réception des signaux MC/MF dans un environnement défavorable.

Mots-clés : GNSS, Multi-constellation, Multifréquence, DLL, Acquisition, Poursuite.

الملخص

تحديد المواقع يتأثر بشدة عند وجود إشارات ضعيفة في مدخل الهوائي لمستقبل نظام الملاحة العالمي بالأقمار الصناعية GNSS. إلى جانب ذلك، لا يمكن الاستغناء عن استخدام مثل هذه الإشارات في طرق الاستقبال التقليدية، لأن عدد الإشارات المتوفرة، التي تقتصر على نظام واحد محدود. للتغلب على هذه المشكلة، نقتراح في رسالة الدكتوراه هذه، مساهمتان رئيسيتان. تتكون الأولى من إيجاد عبارات منحني التيار DC لجهاز DLL في غياب وجود متعدد المسارات MP. كما نقتراح أيضًا اشتقاق عبارات أخطاء التتبع في جهاز DLL الناتجة عن وجود MP. تعتبر النماذج المقترحة صالحة لكل الإشارات المشكّلة ب $BOC(m,n)$ في أنظمة الملاحة العالمية بالأقمار الصناعية GNSS مثل النظام العالمي لتحديد المواقع GPS و الأوربي Galileo.

في حين تتألف المساهمة الثانية من طريقة تستند إلى تطبيق تحويلات محددة على الإشارات المستقبلية في البيئة الحضرية. ونتيجة لذلك، يصبح جهاز الاستقبال الكلاسيكي البسيط، الذي يحقق هذه التحولات في وقت واحد، حساسًا لعدة إشارات GNSS من نظمات مختلفة وترددات متعددة MC / MF ويحقق بالتالي نجاحه. هذه الطريقة المقترحة تتكون من ثلاثة أنماط؛ الأول مكرس لإستقبال إشارات $BOC(m,n)$ بعملية Undersampling. والثاني يقوم على Subsampling. ويسمح النمط الأخير بإستقبال أكثر من خمس إشارات مختلفة للنظام العالمي للملاحة GNSS بواسطة نسخة محلية مماثلة لشكل موجة CBCS. لذلك، المخطط المقترح يسمح باستخدام أجهزة إستقبال بسيطة. وبذلك يعتبر جهاز الإستقبال الأقل تعقيدًا وبأفضل تكلفة إنجاز. كما أظهرت نتائج التجارب المنجزة عن المساهمة المقترحة الأولى، أن النماذج التحليلية المقترحة تتوافق مع النماذج العددية. من ناحية أخرى، أظهر تنفيذ الطريقة المقترحة في المساهمة الثانية، حلا حقيقيا لإستقبال إشارات MC/MF في بيئة غير مواتية.

الكلمات المفتاحية:

النظام العالمي للملاحة بالأقمار الصناعية، كويكبات متعددة، متعدد التردد، اكتساب، تتبع.

Travaux scientifiques réalisés

Publications

- Khaled ROUABAH, Chebir SAIFEDDINE, Salim ATIA, Mustapha FLISSI and Djamel CHIKOUCHE “*Mathematical Model of Non-Coherent-DLL Discriminator Output and Multipath Envelope Error for BOC (α , β) Modulated Signals*”. *Positioning*, February 2013, vol. 4, no. 1, p. 65-79, DOI:10.4236/pos.2013.41008.
- Saifeddine CHEBIR, Salih AIDEL, Khaled ROUABAH ,Salim ATIA and Mustapha FLISSI “*GNSS Signals Acquisition and Tracking in Unfavorable Environment*”, *RADIOENGINEERING*, june 2018, vol. 27, no. 2, p. 557-571, DOI: 10.13164/re.2018.0557.

Table des matières

Introduction

Générale.....Erreur ! Signet non défini.

Objectifs de la

thèse.....*Erreur ! Signet non défini.*

Contribution de la

thèse.....*Erreur ! Signet non défini.*

Organisation du

document.....*Erreur ! Signet non défini.*

Chapitre I: Systèmes de Navigation Mondiale par Satellite GNSS.....9

I.1 Introduction.....10

I.2 Systèmes GNSS.....10

I.3 Système GPS.....12

I.3.1 Constellation GPS..... 12

I.3.2 Signaux GPS 12

I.3.2.1 Bande GPS-L1 12

I.3.2.2 Bande GPS-L2..... 14

I.3.2.3 Bande GPS-L5..... 16

I.4 Système Galileo.....18

I.4.1 Constellation Galileo 18

I.4.2 Signaux Galileo 19

I.4.2.1 Bande Galileo-E1 19

I.4.2.2 Bande Galileo-E6 21

I.4.2.3 Bande Galileo-E5 22

I.5 Système GLONASS.....24

I.5.1 Constellation GLONASS 24

I.5.2 Signaux GLONASS 25

I.5.2.1 Bandes GLONASS-G1 et G2 25

I.6 Système COMPASS.....27

I.6.1 Signaux COMPASS 27

I.6.2 Bandes COMPASS B1 et B2.....	28
I.7 Compatibilité et interopérabilité GNS.....	30
1.7.1 Compatibilité GNSS	31
I.7.2 Interopérabilité des Systèmes GNSS	31
I.7.2.1 Interopérabilité des signaux GNSS.....	31
I.8 Conclusion.....	32
Chapitre II: Modulations GNSS.....	33
II.1 Introduction.....	34
II.2 Modulation GNSS.....	34
II.2.1 Modulation BPSK	34
II.2.1.1 ACF du signal modulé en BPSK	35
II.2.1.2 DSP du signal modulé en BPSK	36
II.2.2 Modulation BOC	37
II.2.2.1 ACF du signal BOC	40
II.2.2.2 DSP du signal BOC.....	42
II.2.3 Modulation MBOC	45
II.2.3.1 Implémentation CBOC	45
II.2.3.2 Implémentation TMBOC	47
II.2.3.3 ACF des signaux CBOC et TMBOC	49
II.2.3.4 DSP de signal MBOC	50
II.2.4 Modulation BOC-AW.....	51
II.2.4.1 Modulation BOC-AW Optimisée	53
II.2.4.2 ACF des formes OBOC-AW	54
II.2.4.3 DSP des formes BOC-AW	54
II.2.5 Modulation BCS.....	57
II.2.5.1 DSP du signal BCS.....	58
II.2.6 Modulation CBCS.....	60
II.3 Comparaison entre les signaux GNSS.....	61
II.4 Conclusion.....	64
Chapitre III: Acquisition et poursuite des signaux GNSS.....	65
III.1 Introduction.....	66
III.2 Acquisition classique des signaux GNSS.....	66
III.2.1 Acquisition par recherche série	66
II.2.2 Acquisition par recherche parallèle	70

III.2.3	Problème de transition du signe de bit	71
III.2.4	Méthode Zero-Padding.....	72
III.3	Poursuite de signaux GNSS.....	75
III.3.1	Boucle de poursuite de phase PLL.....	75
III.3.1.1	Discriminateur de phase	76
III.3.2	Poursuite du code	77
III.3.2.1	Boucle DLL cohérente	78
III.3.2.2	Boucle DLL non cohérente.....	79
III.4	Sources d'erreur des signaux GNSS.....	80
III.4.1	Erreur d'éphéméride	81
III.4.2	Erreur troposphérique.....	81
III.4.3	Erreur ionosphérique	82
III.4.4	Erreur d'horloges satellites	82
III.4.5	Erreur de Multi-trajet	82
III.4.6	Erreur de la géométrie des satellites	83
III.4.7	Erreur de bruit thermique du récepteur	86
III.4.8	Puissance du signal reçu	86
III.4.9	Rapport signal sur bruit	87
III.5	Acquisition des signaux GNSS faibles puissances.....	88
III.5.1	Acquisition par augmentation de la durée d'intégration	88
III.5.1	Acquisition par la Méthode DBZP.....	88
III.6	Conclusion.....	90
Chapitre IV: Modèles Mathématiques de la Sortie du Discriminateur du DLL et de L'enveloppe d'Erreur des Multi-trajets pour les Signaux Modulés BOC(α,β) dans une configuration non Cohérente.....		91
IV.1	Introduction.....	92
IV.2	Modèle mathématique du DC de la DLL cohérente.....	92
IV.3	Modèle mathématique proposé de la fonction DC de la DLL non cohérente.....	98
IV.3.1	Région D_0	103
IV.3.2	Régions D_i pour "i" impair	103
IV.3.3	Segments D_i pour "i" pair	104
IV.3.4	Segment DM	104
IV.4	Modèle proposé de l'erreur de poursuite en présence des MPs pour une configuration non cohérente.....	105

IV.5 Test des formes fermes des modèles proposés	111
IV.6 Conclusion.....	116
Chapitre V: Acquisition et poursuite des signaux GNSS Multifréquence et Multi-constellations dans un milieu défavorable.....	116
V.1	
Introduction.....	<i>Erreur !</i>
<i>Signet non défini.</i>	
V.2 Approche GNSS Multi-constellations/Multifréquences.....	118
V.3 Principe de la méthode proposée.....	120
V.3.1 Première variante : Approche basée sur le Sous-échantillonnage.....	120
V.3.1.1 Filtre de Précorrélacion	123
V.3.2 Deuxième variante : Approche basée sur le Sur-échantillonnage.....	124
V.3.3 Troisième variante : Approche basée sur la sou-porteuse unique CBCS	125
V.3.4 Récepteur GNSS MC/MF.....	125
V.3.4.1 Section RF	127
V.3.4.1.1 Antenne.....	126
V.3.4.1.2 Filtre passe bande (F-PB)	127
V.3.4.1.3 Amplificateur/LNA.....	128
V.3.4.1.4 La descente en fréquence FI.....	128
V.4 Canaux des trois variantes.....	131
V.4.1 Canal-1.....	131
V.4.2 Canal-2.....	133
V.4.3 Canal-3.....	133
V.5 Résultats de simulation	133
V.5.1 Première variante proposée	134
V.5.2 Deuxième variante proposée.....	135
V.5.3 Troisième variante proposée	136
V.5.3.1 Moyennes courantes des erreurs	136
V.5.3.2 Erreur quadratique moyenne	144
V.5.4 Réduction des erreurs MC/MF dans un environnement dégradé	153
V.6 Conclusion.....	154
Conclusion	
<i>générale</i>	<i>Erreur ! Signet non</i>
<i>défini.</i>	

Table des matières

<i>Annexe</i>	157
<i>Bibliographie</i>	161

Table des figures

Figure.I.1 Disposition des segments des systèmes GNSS.	11
Figure.I.2 DSPs normalisés des codes dans la bande GPS-L1.	14
Figure.I.3 Schéma de génération du signal GPS-L2.	15
Figure.I.4 DSPs des codes dans la bande GPS-L2.	16
Figure.I.5 Schéma de génération du signal GPS-L5.	17
Figure.I.6 DSP du code BPSK(10) dans la bande GPS-L5.	17
Figure.I.7 Schéma de génération de signal E1-OS.	20
Figure.I.8 DSPs des codes dans la bande Galileo-E1.	20
Figure.I.9 Schéma de modulation du service CS du signal Galileo-E6.	21
Figure.I.10 DSPs des codes dans la bande Galileo-E6.	22
Figure.I.11 Schéma de génération de signal Galileo-E5.	23
Figure.I.12 DSP du code ALtBOC(15,10) dans la bande Galileo-E5.	24
Figure.I.13 DSP du code P(Y) du signal GLONASS-G1.	26
Figure.I.14 DSP du code P(Y) du signal GLONASS-G2.	27
Figure.I.15 DSP des codes de la bande COMPASS –B1.	29
Figure.I.16 DSP des codes de la bande COMPASS –B2.	30
Figure.I.17 DSP des codes de la bande COMPASS –B3.	30
Figure.II.1 Modulation BPSK.	35
Figure.II.2 ACF du signal BPSK.	36
Figure.II.3 DSP des codes BPSK(1), BPSK(2), BPSK(4) et BPSK(5).	37
Figure.II.4 Modulation BOC.	38
Figure.II.5 Génération des signaux de modulation BOC.	39
Figure.II.6 ACFs des codes BOC(1,1), BOC(2,1) et BOC(5,1).	41
Figure.II.7 ACFs des codes BOC(10,5), BOC(14,2) et BOC(15,2.5).	42
Figure.II.8 DSPs des codes BOC(1,1), BOC(2,1), BOC(4,1) et BOC(8,1).	43
Figure.II.9 DSPs BOC(6,1) pour une sous porteuse sinus et cosinus.	45
Figure.II. 10 Forme d’onde de la sous-porteuse CBOC.	46
Figure.II.11 Sous-porteuse de TMBOC(6,1,4/33).	49
Figure.II.12 ACFs des codes BOC(1,1), CBOC(6,1,1/11) et TMBOC (6,1,4/33).	50
Figure.II.13 DSPs des codes MBOC(6, 1,1/11), BOC(1,1) et BOC(6,1).	51
Figure.II.14 Différentes formes des signaux modulés en $BOC - AW(p, q, \alpha^{(M)})$	52
Figure.II.15 Formes d’ondes des versions originales et optimisée des signaux BOC-AW.	53
Figure.II.16 ACFs des codes BOC(1,1), BOC-AW(1,1, α^2), BOC-AW(1,1, α^4) et BOC-AW(1,1, α^6).	54
Figure.II.17 DSPs des codes BOCAW(1,1, $\alpha^{(2)}$) et BOC(1,1).	55
Figure.II.18 DSPs des codes BOCAW(1,1, $\alpha^{(4)}$) et BOC(1,1).	56
Figure.II.19 DSPs des codes BOCAW(1,1, $\alpha^{(6)}$) et BOC(1,1).	56
Figure.II.20 Modulation BCS([1,-1, 1,-1, 1,-1,1], f_c).	57
Figure.II.21 ACF du signal BCS([1,-1, 1,-1, 1,-1,1], f_c).	59
Figure.II.22 DSP du signal BCS([1,-1, 1,-1, 1,-1,1], f_c).	59

Figure.II.23 Génération de la modulation CBCS.....	60
Figure.II.24 ACF du signal CBCS(20%).....	61
Figure.II.25 DSP du signal CBCS(20%).....	62
Figure.II.26 ACFs normalisées des signaux BOC(1,1), BCS, OBOC-AW, CBOC(6,1,1/11,+), TMBOC(6,1,4/33) et CBCS(20%).....	62
Figure.II.27 DSPs normalisées des signaux BPSK(1), BOCsin(1,1), CBOC(6,1,1/11,+), TMBOC(6,1,4/33), BOCcos(1,1) et CBCS(20%) .	63
Figure.II.28 DSPs des signaux BOC (1,1), BCS, OBOC-AW, MBOC et CBCS(20%).....	63
Figure.III.1 Schéma bloc de l'acquisition par recherche série.	67
Figure.III.2 Décalages fréquentiel & Temporel.	69
Figure.III.3 Acquisition des satellites GNSS visible.	70
Figure.III.4 Acquisition par recherche parallèle.	71
Figure.III.5 Code C/A et donnée du signal GPS L1.	72
Figure.III.6 Corrélation avec et sans donnée.	72
Figure.III.7 Génération du code local et du code reçu avec zéro-padding.	73
Figure.III.8 Corrélation avec zero-padding et avec changement du signe de bit.....	74
Figure.III.9 Zoom du premier pic de corrélation.	74
Figure.III.10 Structure de la boucle PLL.	76
Figure.III.11 Boucle Avance-Retard.	77
Figure.III.12 Schéma de la boucle DLL cohérent.	79
Figure.III.13 Schéma de la boucle DLL non cohérente.	80
Figure.III.14 Phénomène des multi-trajets.	83
Figure.III.15 Effets de la géométrie des satellites.	84
Figure.III.16 Schéma bloc de méthode DBZP.	90
Figure.IV.1 DC du code BOC(α,α) de la DLL cohérente avec $\Delta = \frac{T_{C/A}}{4}$	93
Figure.IV.2 DC du code BOC(α,α) de la DLL cohérente avec $\Delta = \frac{3T_{C/A}}{20}$	93
Figure.IV.3 DC du code BOC(α,α) de la DLL cohérente avec $\Delta = \frac{T_{C/A}}{10}$	94
Figure.IV.4 DC du code BOC(α,α) de la DLL cohérente avec $\Delta = \frac{T_{C/A}}{20}$	94
Figure.IV.5 $Dc(\tau)$ cohérente normalisée pour différentes valeurs de α et de β	95
Figure.IV.6 Fonction de la tension d'erreur, $\alpha/\beta = 2$	96
Figure.IV.7 DC du code BOC(α,α) de la DLL non cohérente avec $\Delta = \frac{T_{C/A}}{4}$	99
Figure.IV.8 DC du code BOC(α,α) de la DLL non cohérente avec $\Delta = \frac{3T_{C/A}}{20}$	99
Figure.IV.9 DC du code BOC(α,α) de la DLL non cohérente avec $\Delta = \frac{T_{C/A}}{10}$	100
Figure.IV.10 DC du code BOC(α,α) de la DLL cohérente avec $\Delta = \frac{T_{C/A}}{20}$	100
Figure.IV.11 DC non cohérente normalisée pour différentes valeurs de α et β	101
Figure.IV.12 Délimitation et notation des différentes régions de la courbe DLL du code BOC(2,1).....	102
Figure.IV.13 LOSCF, MCF et CCF du code du BOC(α,α).....	107
Figure.IV.14 DC-DLL non cohérente en présence de MP.....	107
Figure.IV.15 Terme d'erreur de la DC-DLL cohérente et DC-DLL non-cohérente pour le signal LOS BOC($\alpha,1$) ($\alpha = 1, 2, 3$ et 4).....	110
Figure.IV.16 DLL Non-cohérente en présence des MPs.....	112

Figure.IV.17 Comparaison des modèles proposés et numériques des DCs normalisés pour le code BOC(1,1).....	113
Figure.IV.18 Comparaison des modèles proposés et numériques des DCs normalisés pour le code BOC(6,1).....	113
Figure.IV.19 Comparaison des modèles proposés et numériques des DCs normalisés pour le code BOC(15,10).....	114
Figure.IV.20 Comparaison des modèles proposés et numériques des enveloppes des offsets d'erreur du code BOC(1,1).....	114
Figure.IV.21 Comparaison des modèles proposés et numériques des enveloppes des offsets d'erreur du code BOC(6,1).....	115
Figure.IV.22 Comparaison des modèles proposés et numériques des enveloppes des offsets d'erreur du code BOC(15,10).....	115
Figure.V.1 Spectre du signal BOCsin(8,1) avant et après sous-échantillonnage.....	122
Figure.V.2 FD du signal modulé BOCsin(8,1) avant et après l'utilisation de la première variante de la méthode proposée.....	123
Figure.V.3 Principe du sur-échantillonnage d'une séquence.....	124
Figure.V.4 FD correspondant à la deuxième version pour le signal modulé BOC(5,5).....	125
Figure.V.5 FDs de BOCsin(1,1), CBOC(6,1,1/11,+), TMBOC(6,1,4/33), BOCcos(1,1) et CBCS(20%) acquis avec CBCS(20 %)......	126
Figure.V.6 Schéma bloc du récepteur GNSS MC/MF.....	126
Figure.V.7 Antenne GNSS MC/MF de Pinwheel Novatel®.....	128
Figure.V.8 Transposition de la bande d'entrée et filtrage FI.....	130
Figure.V.9 Canaux sélectionnés des trois variantes de la méthode proposée.....	132
Figure.V.10 Circuits classiques d'acquisition et de poursuite.....	132
Figure.V.11 Les moyennes courantes des erreurs pour la réception classique et de première variante proposée du signal modulé BOCcos(15,2.5).....	134
Figure.V.12 Les RMSEs de la réception classique et de la première variante proposée du signal modulé BOCcos(15,2.5).....	135
Figure.V.13 Les moyennes courantes des erreurs de la réception classique et de la deuxième variante proposée du signal modulé BPSK(10).....	135
Figure.V.14 Les RMSEs de la réception classique et de la deuxième variante proposée du signal modulé BPSK(10).....	136
Figure.V.15 Les moyennes courantes des erreurs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé BOCsin(1,1) pour une largeur de bande BP-P de 4 MHz.....	137
Figure.V.16 Les moyennes courantes des erreurs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé BOCsin(1,1) pour une largeur de bande BP-P de 12..... MHz.....	137
Figure.V.17 Les moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé BOCsin(1,1) pour une largeur de bande BP-P de 24 MHz.....	138
Figure.V.18 Les moyennes courantes des erreurs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé BOCsin(1,1) pour une largeur de bande BP-P infinie....	138
Figure.V.19 Les moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé CBOC pour une largeur de bande BP-P de 4 MHz.....	139

Figure.V.20 Les moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé CBOC pour une largeur de bande BP-P de 12 MHz.....	139
Figure.V.21 Les moyennes courantes des erreurs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé CBOC pour une largeur de bande BP-P de 24 MHz.....	140
Figure.V.22 Les moyennes courantes des erreurs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé CBOC pour une largeur de bande BP-P infinie.....	140
Figure.V.23 Les moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé TMSBOC pour une largeur de bande BP-P de 4 MHz.....	141
Figure.V.24 Les moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé TMSBOC pour une largeur de bande BP-P de 12 MHz.....	141
Figure.V.25 Les moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé TMSBOC pour une largeur de bande BP-P de 24 MHz.....	142
Figure.V.26 Les moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé TMSBOC pour une largeur de bande BP-P infinie.....	142
Figure.V.27 Les moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé BOCCos(1,1) pour une largeur de bande BP-P de 4 MHz.....	143
Figure.V.28 Les moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé BOCCos(1,1) pour une largeur de bande BP-P de 12 MHz.....	143
Figure.V.29 Les moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé BOCCos(1,1) pour une largeur de bande BP-P de 24 MHz.....	144
Figure.V.30 Les moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé BOCCos(1,1) pour une largeur de bande BP-P infinie.....	144
Figure.V.31 Les RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé BOCSin(1,1) pour une largeur de bande BP-P de 4 MHz.....	145
Figure.V.32 Les RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé BOCSin(1,1) pour une largeur de bande BP-P de 12 MHz.....	145
Figure.V.33 Les RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé BOCSin(1,1) pour une largeur de bande BP-P de 24 MHz.....	146
Figure.V.34 Les RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé BOCSin(1,1) pour une largeur de bande de BP-P infinie.....	146
Figure.V.35 Les RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé CBOC pour une largeur de bande BP-P de 4 MHz.....	147
Figure.V.36 Les RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé CBOC pour une largeur de bande BP-P de 12 MHz.....	147
Figure.V.37 Les RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé CBOC pour une largeur de bande BP-P de 24 MHz.....	148
Figure.V.38 Les RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé CBOC pour une largeur de bande BP-P infinie.....	148
Figure.V.39 Les RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé TMSBOC pour une largeur de bande BP-P de 4 MHz.....	149
Figure.V.40 Les RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé TMSBOC pour une largeur de bande BP-P de 12 MHz.....	149

Figure.V.41 Les RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé TMBOC pour une largeur de bande BP-P de 24 MHz.....	150
Figure.V.42 Les RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé TMBOC pour une largeur de bande BP-P infinie.....	150
Figure.V.43 Les RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé BOCCos(1,1) pour une largeur de bande BP-P de 4 MHz.....	151
Figure.V.44 Les RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé BOCCos(1,1) pour une largeur de bande BP-P de 12 MHz.....	151
Figure.V.45 Les RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé BOCCos(1,1) pour une largeur de bande BP-P de 24 MHz.....	152
Figure.V.46 Les RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé BOCCos(1,1) pour une largeur de bande BP-P infinie.....	152

Liste des tableaux

Tableau.I.1 Paramètres des constellations GNSS.....	11
Tableau.II.1 Implémentations possibles du MBOC(6, 1,1/11) [17].....	49
Tableau.III.1 Signification de DOP.....	85
Tableau.III.2 Puissance des signaux GNSS à la réception.....	87
Tableau.V.1 Pourcentage de réduction d'erreur en fonction du RMSE.....	154

Liste des abréviations

ACF	AutoCorrelation Function
ADC	Analog to Digital Converter « Covertisseur analogique numérique »
ASE	Agence Spatiale Européenne
AltBOC	Alternate Binary Offset Carrier « Porteuse à offset binaire alternative »
ASPeCT	Autocorrelation Side-Peak Cancellation Technique
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BCS	Binary Coded Symbol
BDT	BeiDou Time
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BOC	Binary Offset Carrier
BOC-AW	BOC with Adjustable Width
C/A	Coarse/Acquisition
CAF	Cross-Ambiguity Function
CAN	Covertisseur Analogique Numérique
CBCS	Composite BCS
CBOC	Composite BOC
CCF	Composite Correlation Function
CDMA	Code Division Multiple Access
C-ELP	Coherent Early–Late Processing
CF	Correlation Function
CL	Civil Long
CM	Civil Moderate
CS	Commercial Service
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access
DBZP	Double Block Zero Padding
DLL	Delay Locked Loop
DOP	Dilution Of Precision
DP	Dot Product
DSP	Densité Spectrale de Puissance
ELS	Early-Late Slope
EET	Early1/Early2 Tracker
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
FLL	Frequency Locked Loop

F-PB	Filtre passe bande
GEO	Geostationary Earth Orbit
GLONASS	GLOBAL'naya NAVigatsionnaya Sputnikovaya Sistema
GLONASSST	GLONASSST System Time
GNSS	Global Navigation Satellite System
GPS	Global Positioning System
GPST	GPS Time
GRASS	General Removing Ambiguity via Side Peak Suppression
GST	Galileo System Time
HP	High Precision
HDOP	Horizontal Dilution Of Precision
IGSO	Inclined Geosynchronous Orbit
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IF	Intermédiaire frequency
LNA	Low Noise Amplifier
LOS	Line of Sight
LOSCF	Line of Sight Correlation Function
MBOC	Multiplexed BOC
MC/MF	Multi-constellation et Multifréquences
MEE	Multipath Error Envelopes
MEDLL	Multipath Estimating Delay Locked Loop
MET	Multipath Estimation Technique
MEO	Medium Earth Orbit
MRDLL	Modified Rake DLL Technique
MLE	Maximum Likelihood Estimator
MTPA	Modified Time Parallel Acquisition
MP	Multipath
MCF	Multipath Correlation Function
NC-ELP	Non-Coherent Early–Late Processing
NC	Narrow Correlator
NCO	Numerically Controlled Oscillator
NCPACF	No Central Peak ACF
OBOC-AW	Optimised BOC-AW
OS	Open Service
PCF	Pseudo Correlation Function
PDOP	Position Dilution Of Precision
PLL	Phase-Locked Loop
PRN	Pseudo Random Noise
PRS	Public Regulated Service
PSK-R	Phase Shift Keying with Rectangular symbol)

PVT	Position, Vitesse et Temps (PVT)
P(Y)	Code P crypté
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RAIM	Receiver Autonomous Integrity Monitoring
RNSS	Radio Navigation Satellite Service
RC	Replacement Code
RF	Radio Frequency
RMSE	Root Mean Square Error
SAR	Search and Rescue
SCM	Side lobes Cancellation Method
SDR	Software Defined Radio
SNR	Signal to Noise Ratio
SoL	Safety of Life
SP	Standard Precision
SSC	Spectral Separation Coefficient
TAI	Time Atomic International
TDOP	Time Dilution Of Precision
TMBOC	Time Multiplexed BOC
TOC	Tertiary Offset Carrier
UERE	User Equivalent Range Error
UTC	Universal Time Coordinated
VDOP	Vertical Dilution Of Precision
VMMT	Virtual MP Mitigation Technique
WC	Wide Correlator
ZP	Zero-Padding

THESE DE DOCTORAT

INTRODUCTION GENERALE

*ACQUISITION ET POURSUITE DES SIGNAUX GNSS
MULTIFREQUENCES ET MULTI-CONSTELLATIONS
DANS UN MILIEU OUTDOOR*

INTRODUCTION GENERALE

Actuellement, les systèmes mondiaux de navigation par satellite GNSS (Global Navigation Satellite Systems) sont largement utilisés dans de nombreux domaines (véhicule [1], aviation [2], maritime [3],...) et pour diverses applications [4], [5]. Les techniques de transmission et de multiplexage adoptées dans ces systèmes sont respectivement l'étalement de spectre par séquence directe DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) et l'accès multiple par répartition de code CDMA (Code Division Multiple Access) [4], [5], [6]. Les codes utilisés ici sont les codes pseudo-aléatoire PRN (Pseudo-Random Noise) [7] qui sont généralement pris de plusieurs familles de codes comme les codes de Gold [8], les codes de Kasami [9], les codes m-séquence [10], [11] et les codes de Weil [12], [13]. La modulation binaire par déplacement de phase BPSK (Binary Phase Shift Keying) a d'abord été utilisée par le GNSS traditionnel (ancienne génération) [4]. Par la suite, pour des raisons d'amélioration de la précision et de la cohabitation entre GNSS traditionnelle et nouvelle génération (GPS, Galileo, GLONASS ...), une nouvelle modulation appelée modulation par porteuse à offset binaire BOC (Binary Offset Carrier) a été introduite et approuvée [14]. Cette dernière est plus efficace car elle présente de meilleures performances avec des contraintes spécifiques tels que les Multitrajets MP (Multipath), bruit, puissance faible, interférences, interopérabilité et compatibilité [14], [15], [16]. D'autres développements sur la modulation BOC ont conduit à plusieurs autres types de modulations, qui constituent aujourd'hui la famille de modulation BOC. À titre d'exemple, nous pouvons citer la modulation BOC multiplexée MBOC (Multiplexed BOC) développée pour les signaux L1C GPS modernisés et Galileo service ouvert (Open Service) [17]. Elle dispose de deux implémentations: la première est un signal à quatre niveaux appelée BOC composite CBOC (Composite BOC) [18] et la seconde est un signal à deux niveaux appelé BOC multiplexé dans le temps TMBOC (Time Multiplexed BOC) [17] [19], [20]. Une autre modulation appelée modulation binaire de symbole codée BCS (Binary Coded Symbol), qui est une généralisation des modulations BPSK et BOC, a été proposée dans [5], [21]. Le BCS possède une fonction d'autocorrélation ACF (AutoCorrelation Function) pointue qui se traduit par de très bonnes performances en termes de rejet naturel des MP et de grande flexibilité pour une future optimisation GNSS [21]. Cette dernière a été suivie par la modulation CBCS (Composite BCS) développée dans [5], [22] en tant que candidat pour une structure du signal L1 OS optimisée. Son concept est similaire à celui du signal MBOC et peut être exprimé par une combinaison linéaire de BOC(1,1) et une forme d'onde BCS avec le même taux de brique (Chip) [22]. Basé sur le principe de BCS, un autre membre de la famille BOC est la modulation BOC-AW (BOC with Adjustable Width), caractérisée par trois niveaux (-1,0,1) et sa version optimisée OBOC-AW (Optimised BOC-AW) caractérisée par deux niveaux [23]. Les dernières formes d'ondes présentent une meilleure résistance par rapport au bruit, au brouillage et aux interférences, comparativement aux BOC et BCS traditionnels dans la même bande de fréquences

[23]. Récemment, une séquence de modulation BCS est proposée dans [24], fournissant des performances élevées en termes de résistance par rapport au MP et aux interférences et une précision de poursuite de code. Elle consiste en quatre séquences BCS de longueur 84 constituée d'un vecteur, qui est formé par des alternances de +1 et de -1 avec différentes longueurs de temps.

Les performances des récepteurs GNSS sont entravées par certains problèmes tels que les MP [4], [25], les interférences et le bruit [4]. Les MPs sont une source d'erreur dominante et sont caractérisés par leur nombre, leurs amplitudes, leurs retards et leurs phases [26], [27], [28]. En effet, le MP crée un biais sur l'estimation du retard temporel par la boucle à verrouillage de retard DLL (Delay Locked Loop) du récepteur GNSS qui se traduit par une erreur de positionnement [29], [30]. L'analyse des performances du signal et l'optimisation des paramètres du récepteur GNSS nécessitent la connaissance des modèles mathématiques des différentes fonctions caractérisant les signaux GNSS tels que l'ACF, la Densité spectrale de puissance (DSP), la fonction discriminateur (FD) et l'enveloppes d'erreurs des MPs MEE (Multipath Error Envelope). Pour cette raison, dans les références [31] et [32], ont été établis les modèles analytiques de l'ACF, du FD et du MEE pour le traitement de la configuration DLL avance-retard cohérent C-ELP (Coherent Early-Late Processing) dans les récepteurs BOCsin. Les modèles caractérisant le cas de traitement par DLL avance-retard non-cohérent NC-ELP (Non-Coherent Early-Late Processing) ont été proposés dans [33]. Dans cet article, nous avons présenté nos modèles analytiques proposés de FD et de MEE de la DLL pour une configuration non cohérente. Le développement des modèles est plus complexe par rapport à celui de la configuration cohérente. En effet, contrairement aux modèles de FD cohérents qui contiennent des segments de premier ordre, la FD non cohérente contient des segments de premier et de second ordre. Nous avons également développé les modèles des MEEs non cohérents et nous avons démontré qu'ils sont similaires à ceux pour le cas cohérent. Les modèles proposés sont valables pour tous les signaux modulés $\text{BOC}(\alpha, \beta)$ dans les systèmes GNSS. La configuration non cohérente est utilisée chaque fois que la phase du signal reçu ne peut pas être estimée et ne peut donc pas être démodulée. Par conséquent, le signal doit être traité dans une bande transposée par la DLL non cohérente. Les implémentations sous Matlab ont montré que les modèles analytiques proposés coïncident avec les modèles numériques ce qui prouve l'efficacité des modèles proposés. Les modèles théoriques de l'ACF et de DSP pour tous les signaux BOC et MBOC basés sur leurs propriétés statistiques ont également été proposés dans la référence [34]. Récemment, les auteurs de la référence [35] ont complété les travaux de [33] et [34] pour proposer les modèles analytiques de l'ACF, du FD et du MEE pour les signaux modulés $\text{BOCcos}(\alpha, \beta)$ et MBOC pour les configurations de poursuite C-ELP et NC-ELP. Tous ces efforts de recherche ont été accompagnés d'une étude approfondie des principales causes de dégradation des performances GNSS et de recherche des solutions adéquates à leurs effets. Dans ce contexte plusieurs méthodes ont été proposées pour réduire les effets de l'erreur de MP [4], [26]. Ces techniques sont typiquement classées en termes de conception d'antennes [36], [37], [38], d'architecture de discriminateur améliorée [39], et de post-traitement des objets discernables [29], [40], [41], [42]. En ce qui concerne la catégorie amélioration de

l'architecture de discriminateur, plusieurs techniques simples ont été proposées dans la littérature scientifique. Par exemple, dans la référence [43], est présentée une description des méthodes traditionnelles d'atténuation du MP, développées pour les signaux GNSS existants, à savoir le corrélateur étroit NC (Narrow Correlator) [39], [43], [44], le corrélateur double delta $\Delta\Delta$ (Double Delta correlator) [43], [44], le corrélateur double delta amélioré EDDC (Enhanced Double Delta Correlator) [45]. D'autres techniques comme celle nommée ELS (Early-Late Slope) [43], [46] et la structure EET (Early1/Early2 Tracker) [43], [47] présentent une complexité moyenne. Néanmoins, à faible rapport signal sur bruit SNR (Signal-to-Noise Ratio), le NC reste le meilleur choix parmi les algorithmes considérés [39], [48]. En outre, plusieurs autres techniques complexes mais puissantes, utilisées pour réduire l'effet des MP, sont aussi proposées dans la littérature en cas d'absence complète de pics secondaires dans les ACF des signaux GNSS. Dans cette partie, on peut citer à titre d'exemple la technique d'estimation de MP MET (Multipath Estimation Technique) [49], la DLL à estimation des MPs MEDLL (Multipath Estimating Delay Locked Loop) [50], [51], l'algorithme itératif rapide à base de maximum de vraisemblance FIMLA (Fast Iterative Maximum Likelihood Algorithm) [52]. On trouve aussi, la technique d'atténuation de MP virtuelle VMMT (Virtual MP Mitigation Technique) [53] et la technique à base de DLL du récepteur Rake modifiée MRDLL (Modified Rake DLL Technique) [54]. Ces techniques d'atténuation des MP utilisent les propriétés du signal reçu pour estimer le retard du signal direct. Leur principe consiste à estimer tous les paramètres du signal direct et des signaux MP tels que les retards, les amplitudes et les phases. Ensuite, les signaux MP sont éliminés afin de poursuivre uniquement le trajet direct [42], [45], [55], [56]. Comme indiqué plus haut, la seule limitation de ces techniques réside dans la complexité tant matériel que logiciel [57], [58].

Dans les systèmes GNSS, les MPs ne représentent pas le problème unique qui peut gêner le positionnement. En effet, lors de l'utilisation de la modulation BOC, un autre inconvénient apparaît en raison de la présence de plusieurs pics secondaires dans la forme de l'ACF des signaux modulés en BOC. Ces pics secondaires peuvent provoquer de faux verrouillage de la boucle de poursuite de code DLL dans le récepteur et donc une ambiguïté au cours du processus de poursuite [59]. Par conséquent, plusieurs techniques d'annulation des pics latéraux ont également été proposées dans la littérature. On peut citer comme exemple, la technique ASPeCT (Autocorrelation Side-Peak Cancellation Technique) [60]. Cette méthode est dédiée uniquement aux signaux $\text{BOCsin}(n,n)$. Elle permet d'obtenir des mesures fiables sans ambiguïté et elle est adaptée à différents types des filtres de précorrélacion. Dans la référence [61], on trouve la méthode d'annulation des pics secondaires SCM (Side lobes Cancellation Method). Par rapport à la méthode ASPeCT, celle-ci présente l'avantage d'être appliquée à tout signal modulé en BOCsin/cos et elle peut fournir une solution importante avec une complexité matérielle bien inférieure. Dans la référence [62], les auteurs ont proposé la méthode GRASS (General Removing Ambiguity via Side Peak Suppression) qui est valable uniquement pour les signaux BOCsin . Cette dernière supprime tous les pics secondaires indésirables par la combinaison de la fonction d'intercorrélacion entre le signal reçu et un signal auxiliaire local, avec l'ACF du signal reçu. Dans [63], une autre méthode, avec deux versions, a été proposée pour éliminer complètement les pics

secondaires dans les ACFs des modulations BOC(n,n) et MBOC. Cette méthode est basée sur l'utilisation d'une ACF de référence en combinaison avec l'estimateur du maximum de vraisemblance MLE (Maximum Likelihood Estimator) des signaux MPs. Une autre approche récente présentée dans [64] est basée sur la génération, au niveau du récepteur, d'une ACF composite sans pic central NCPACF (No Central Peak ACF) pour les signaux modulés en BOCsin(m,n). Cette méthode réduit significativement la largeur du pic principal de l'ACF et élimine complètement les pics secondaires, ce qui améliore les performances d'atténuation des MP. De plus, d'autres méthodes non ambiguës, basées sur la modification des codes générés localement, ont été proposées dans les références [65], [66], [67], [68]. Dans la référence [65], les auteurs ont proposé une nouvelle technique pour les signaux BOCsin(kn,n) génériques. Cette méthode est basée sur l'utilisation d'une PCF (Pseudo Correlation Function) au lieu de la FAC classique. Cette méthode donne de meilleures performances dans les situations idéales, mais elle est limitée par l'influence du MP et du bruit, car elle implique la suppression d'une partie significative du signal reçu. Les auteurs de la référence [66] ont proposé un nouveau schéma appelé BOC-PRN où les signaux modulés BOCsin(1,1) sont désétalés en réalisant la corrélation entre le signal reçu et le code PRN. L'ACF résultant de cette multiplication peut être utilisée directement comme un signal d'erreur dans la boucle de la poursuite de code DLL agissant, par conséquent en tant que FD, ce qui donne comme une simplification matérielle sur une large gamme d'offset de retard de code. Cette technique élimine les ambiguïtés mais elle est limitée par l'influence des MP puisqu'elle se comporte comme un corrélateur large WC (Wide Correlator). Dans [67], le discriminateur BOC-PRN est utilisé pour les signaux modulés en MBOC afin d'éliminer les ambiguïtés dans ces derniers. Même s'il présente une fonction discriminante sans ambiguïté et moins d'exigences matérielles que le cas traditionnel, il ne permet pas d'atteindre le potentiel d'amélioration des MPs de la structure MBOC. Un autre discriminateur non ambigu a été introduit dans [68] pour les signaux BOCcos(m,n). Ce dernier a montré son efficacité pour atténuer les MPs pour un retard moyen. Néanmoins, sa performance dynamique et de poursuite ne peut être garantie.

En plus des limitations susmentionnées, la réception des signaux GNSS faibles puissances représente un autre problème difficile qui devient de plus en plus dominant en raison de l'utilisation massive des dispositifs de localisation par satellite [69], [70]. Le signal GNSS dans les endroits intérieurs et les environnements de faible signal comme les canyons urbains profonds, est théoriquement inférieur de 10 à 25 dB par rapport à la limite inférieure qui est de -130 dBm observée dans des conditions de ciel ouvert [71]. Pour améliorer la sensibilité du processus d'acquisition dans un tel état de faible signal, le calcul de corrélation sur une période d'intégration plus longue, pour les deux configurations cohérente et non cohérente, est généralement une méthode très efficace [70], [72], [73], [74]. L'intégration cohérente diminue la bande passante du bruit et améliore la sensibilité du récepteur. Cependant, elle est limitée par les changements des signes des bits des données qui sont inconnues [70]. L'intégration non cohérente, même si elle ne souffre pas de telles limitations, elle devient moins efficace si la durée d'intégration augmente [70]. En outre, l'implémentation des algorithmes de récepteur GPS pour des signaux faibles est

confrontée aux ressources limitées des dispositifs sans fil. Par conséquent, tout algorithme pratique doit être conçu conformément aux exigences de ces dispositifs. A cet effet, plusieurs algorithmes ont été développés [75], [76], [77].

Les GNSS nouvelles générations utilisent des signaux avec des périodes de code et de bits égaux, ce qui va introduire une autre limitation sévère causée par la présence de la transition de bit dans chaque segment du signal reçu. La transition de bits, provoquée par les données de navigation ou le code secondaire, peut provoquer la séparation du pic principal de la fonction d'ambiguïté croisée CAF (Cross-Ambiguity Function) en deux petits lobes sur l'axe de décalage Doppler. Ce problème, pour le cas d'un signal faible, va se traduire par une estimation biaisée du retard de code et du décalage Doppler [78], [79]. Parmi les premières méthodes proposées pour résoudre le problème de la transition de bit, il y a celle basée sur la propriété d'invariance d'énergie de CAF [80]. Les auteurs de [81] ont proposé une nouvelle méthode d'annulation de transition de signe de bit qui peut être réalisée en deux étapes. Le résultat de l'application de cette méthode permet l'atténuation des dégradations de division du pic CAF et la détection de signal plus fiable en présence de transition de signe de bit. Cependant, malgré que cette méthode permette d'améliorer les performances par rapport à l'approche d'acquisition conventionnelle, elle nécessite une plus grande charge de calcul pour effectuer le processus d'acquisition. Une autre méthode intéressante appelée DBZP (Double Bloc Zero Padding) a été proposée dans [82]. Cette dernière présente une meilleure sensibilité au problème de transition de bit en comparaison avec le corrélateur traditionnel et elle est très efficace sur le plan de calcul pour le même SNR. La méthode DBZP a été ensuite suivie par le schéma MTPA (Modified Time Parallel Acquisition) proposé dans [83] pour résoudre le problème de transition de bits de données basé sur l'algorithme FFT. Ici, les méthodes d'accumulation des périodes, pour les configurations cohérente et non cohérente, ont été testées [84] après avoir apporté quelques changements. Il a été démontré que le traitement cohérent surpasse de loin celui non cohérent et ce au détriment d'une charge de calcul accrue. Après, dans [85], une étude approfondie de l'impact de la transition sur les performances d'acquisition a été réalisée en termes de probabilité de détection. Ce travail a conduit à la détermination des paramètres d'acquisition optimale en présence de transitions de signes de bits des données. Dans [86], les mêmes auteurs ont fourni une étude mathématique générale de la dégradation de l'acquisition en présence de la transition du signe de bit. En outre, en prenant en compte la transition du bit de signe, ils ont exprimé la probabilité de détection et évalué la probabilité moyenne de détection.

En plus du problème de transition de signe de bits, les signaux GNSS dans un environnement où l'utilisateur est entouré de hauts bâtiments, sont très fortement atténués. Les utilisateurs peuvent donc se retrouver dans des endroits où certains satellites au-delà de l'horizon sont effectivement masqués par des obstacles. Cette perte de visibilité de certains satellites dégrade la Dilution de Précision DOP (Dilution of Precision) disponible pour l'utilisateur et la précision du service [4], [25], [87], [88]. Pour surmonter cette limitation, il faut prendre en compte l'existence de plusieurs systèmes de navigation par satellite GNSS (GPS, GLONASS et les nouveaux systèmes Galileo et COMPASS) pour concevoir et réaliser un récepteur multi-

constellation et multifréquences (MC/MF). En effet, ces dernières années, les systèmes mondiaux de navigation par satellite, outre le GPS et le GLONASS, ont été renforcés par l'intégration des systèmes Galileo et BeiDou. En conséquence, de nombreux efforts de recherche ont été consacrés au développement, à l'implémentation et à la conception des récepteurs GNSS-MC/MF définis en logiciels et matériels. Cela peut apporter des avantages considérables dans le calcul de solution de navigation de position, vitesse et temps (PVT) tel que [89], [90], [91], [92] :

- L'amélioration de la précision de la position et du temps avec l'augmentation du nombre de satellites par rapport au système unique.
- La résistance au phénomène de masquage dans les zones urbaines.
- L'amélioration de la DOP grâce au renforcement de la distribution spatiale des satellites visibles.
- L'élimination de l'erreur ionosphérique dans le calcul de la position en comparant les retards de deux signaux GNSS.
- L'amélioration de la robustesse contre les interférences en utilisant différentes bandes de fréquences.

Néanmoins, il convient de noter que les systèmes multi-constellations introduisent une inconnue supplémentaire dans la procédure d'estimation en raison du décalage entre leurs échelles de temps [93]. En conséquence, le nombre requis de satellites visibles augmente [93]. Pour surmonter ce problème, un algorithme a été proposé dans la référence [94] pour obtenir une solution de position avec seulement quatre satellites GPS/GLONASS visibles. Cependant, les résultats de l'évaluation expérimentale de cet algorithme ont montré qu'une solution de position pourrait être obtenue avec une légère perte de précision. Par ailleurs, dans [95], la solution de navigation GPS-Galileo combinée a été évaluée en apportant de légères améliorations par rapport au GPS unique. De plus, les résultats présentés dans [93] confirment que la combinaison GPS/GLONASS, réduits à seulement quatre satellites combinés, montre des améliorations apparentes par rapport à la solution unique GPS en termes de disponibilité et de précision. Une autre limitation se pose dans les mesures de récepteurs GNSS dans un scénario urbain qui sont considérablement affectées par des erreurs grossières. Une solution efficace nécessite l'utilisation d'outils efficaces pour protéger la fiabilité et l'intégrité du système de navigation [4], [25], [96]. Une approche qui a été développée pour assurer la fiabilité et l'intégrité est la surveillance autonome de l'intégrité du récepteur RAIM (Receiver Autonomous Integrity Monitoring). Un travail de recherche intéressant a été mené dans [97] pour améliorer les algorithmes RAIM dans les environnements où le signal est dégradé. Dans la même référence, ces algorithmes RAIM améliorés ont été appliqués à une combinaison GPS/GLONASS présentant des améliorations de performances évidentes par rapport au GPS autonome. Cependant, au cours des dernières années, de nombreux groupes de recherche ont commencé à travailler sur le développement de récepteurs modernes de logiciel SDR (Software Defined Radio) MC/MF GNSS. A titre d'exemples, on peut citer la conception et l'architecture d'un récepteur SDR GPS/Galileo présenté dans la référence [98], le récepteur SDR GPS/Galileo/GLONASS donné dans [99], la conception et la mise en

œuvre d'un récepteur SDR COMPASS/GPS/Galileo dans [100], et la toute récente plateforme des récepteurs SDR développée et analysée dans [101]. Avec les progrès technologiques dans l'industrie des circuits intégrés, et plus particulièrement la disponibilité de convertisseurs analogiques-numériques travaillant dans les GHz, la conception de la partie Radiofréquences (RF) multifréquences est toujours en cours d'étude. De nombreuses approches pour la conception d'interfaces frontales multifréquences ont été présentées dans la littérature à savoir celles proposées dans [91], [102] et [103]. Cependant, la réception RF multifréquences est limitée par l'augmentation de la complexité du récepteur, la consommation d'énergie et la dégradation non négligeable du signal dans un environnement bruité [104].

Objectifs de la thèse

Les objectifs de cette thèse sont multiples et sont énumérés plus en détails ci-après :

- 1- Dans un premier lieu nous allons étudier et valider les caractéristiques des signaux GNSS et leurs techniques de traitement. La comparaison entre les signaux GNSS ancienne et nouvelle générations en termes de l'ACF et de la DSP est effectuée.
- 2- En deuxième lieu, nous allons proposer un modèle mathématique théorique caractérisant les tensions d'erreurs de discriminateur DLL et les biais en présence des MPs des signaux modulés en $\text{BOC}(\alpha, \beta)$ dans les récepteurs GNSS pour une configuration non cohérente.
- 3- Finalement, nous allons proposer une méthode efficace pour recevoir des signaux GNSS dans un environnement défavorable. Cette méthode présente une charge de calcul très réduite et elle est caractérisée par sa capacité d'acquérir et de poursuivre plusieurs signaux GNSS MC/MF de faible puissance en utilisant une seule structure de réception.

Contribution de la thèse

Les contributions principales de notre thèse de doctorat sont comme suit :

1. Une analyse détaillée accompagnée d'une étude comparative des caractéristiques théorique des ACFs et DSPs des signaux BPSK, $\text{BOCsin}/\cos(\alpha, \beta)$, CBOC, TMBOC, OBOC-AW, BCS et CBCS.
2. Une étude détaillée des techniques d'acquisition classique et celle spécifique aux signaux faibles puissances.
3. Une analyse de l'impact des MPs et du bruit sur les signaux GNSS et les courbes S des DLL cohérente et non cohérente.
4. La Proposition d'une modélisation mathématique caractérisant les sorties du discriminateur DLL non cohérent en l'absence et en présence des MPs.
5. La Proposition d'une méthode d'acquisition et de poursuite des signaux GNSS (BPSK, $\text{BOCsin}/\cos(\alpha, \beta)$, CBOC, TMBOC, CBCS) multi-constellations et multifréquences dans un environnement urbain.

Organisation du document

Notre thèse est organisée comme suit :

Le premier chapitre est consacré au principe de fonctionnement des systèmes de radionavigation par satellite, les constellations GNSS, les bandes de fréquences, les services offerts par les systèmes GNSS et l'analyse de la compatibilité et de l'interopérabilité entre ces systèmes.

Nous verrons ensuite dans le deuxième chapitre, une description théorique et mathématique temporelle et fréquentielle des modulations GNSS tels que les caractéristiques de l'ACF et de la DSP. De plus, nous présentons une comparaison entre ces modulations.

Le troisième chapitre présente le contexte théorique des techniques classique d'acquisition sans ambiguïté pour les signaux faibles puissances dans le récepteur GNSS. Nous montrons également le processus de poursuite de code pour les configurations cohérente et non cohérente ainsi que les perturbations qui peuvent affectées les signaux GNSS.

Dans le quatrième chapitre, nous proposons nos modèles mathématiques théoriques qui caractérisent la sortie du discriminateur DLL non cohérent. Nous proposons aussi une modélisation de l'enveloppe d'erreur de MPs pour les signaux modulés en $\text{BOC}(\alpha, \beta)$ dans les récepteurs GNSS. De plus, les résultats de simulation correspondant aux modèles mathématiques proposés seront présentés à la fin de ce chapitre.

Le cinquième chapitre est consacré la proposition d'une méthode efficace et performante pour recevoir des signaux GNSS dans un environnement défavorable. Cette dernière est basée sur la combinaison de plusieurs types des signaux de navigation. En utilisant cette méthode, les signaux BPSK, $\text{BOCsin}/\text{cos}(\alpha, \beta)$, CBOC, TMBOC, CBCS peuvent être acquis en utilisant une structure de réception unique. A la fin de ce chapitre, nous allons présenter les résultats de simulation permettant l'évaluation et la comparaison des performances de la méthode proposée pour le cas de la présence des MPs et du bruit.

Cette thèse sera clôturée par une conclusion générale, ainsi que des perspectives.

THESE DE DOCTORAT

Chapitre I
**Systemes de Navigation
Mondiale par Satellites
GNSS**

*ACQUISITION ET POURSUITE DES SIGNAUX GNSS
MULTIFREQUENCES ET MULTI-CONSTELLATIONS DANS UN
MILIEU OUTDOOR*

I.1 Introduction

À l'heure actuelle, deux systèmes GNSS mondiaux pleinement opérationnels : le GPS et le GLONASS. le GPS était le premier GNSS opérationnel moderne disponible [92], [105]. Cependant, Galileo et COMPASS sont de nouveaux systèmes GNSS actuellement en cours de développement pour la prochaine décennie [92], [106]. L'objectif principal des systèmes GNSS est de déterminer la solution de navigation qui consiste en la position, la vitesse et le temps (PVT) d'un récepteur à tout instant, en tout endroit sur la terre [105]. La méthode utilisée pour déterminer la position d'un récepteur GNSS est basée sur le principe de la triangulation en mesurant la distance qui sépare un récepteur d'un satellite qui émet le signal GNSS. Deux types de mesures sont possibles : la mesure de la pseudo-distance et la mesure de la phase. Pour obtenir la pseudodistance satellite – récepteur, le retard de propagation de l'onde entre le satellite et le récepteur est multiplié par la vitesse de propagation du signal (vitesse de la lumière) [105].

L'objectif du premier chapitre est de présenter le fonctionnement des systèmes GNSS (GPS, Galileo, GLONASS et COMPASS) en décrivant les caractéristiques de chaque système de navigation, ses services associés, ses bandes de fréquences allouées et ses signaux transmis correspondants. Nous présentons également, la compatibilité et l'interopérabilité des systèmes GNSS, ainsi que la nécessité d'un récepteur GNSS multi-constellations multifréquences pour améliorer les performances de navigation par satellites dans des milieux difficiles.

I.2 Systèmes GNSS

GNSS est un terme spécifique pour tout système de navigation par satellites qui offre un positionnement géo-spatial autonome avec une couverture globale [92], [105], [107]. Le GNSS est composé de quatre principales technologies satellitaires : le GPS (Global Positioning System) des États Unis, le GLONASS (Global Orbiting Navigation Satellite System ou GLObalnaya NAVigatsionnaya Sputnikovaya Sistema) de la Fédération de Russie, et le Galileo de l'Union Européenne et finalement le COMPASS de la Chine. Les systèmes GNSS sont développés en premier lieu pour des applications militaires, mais l'utilisation de ces systèmes pour déterminer la solution PVT dans des applications civiles est devenue remarquable [105], [106]. Comme illustré dans la figure (I.1), chacun des systèmes GNSS est composé principalement de trois segments : le segment spatial, le segment de contrôle et le segment des utilisateurs. Ces segments sont presque similaires dans les quatre technologies GNSS [92], [107].

Le segment spatial est composé d'une constellation de satellites GNSS, en orbite autour de la terre. Chaque système GNSS possède sa propre constellation des satellites, disposée en orbite pour fournir la couverture souhaitée. Chaque satellite GNSS transmet continuellement un signal qui l'identifie et fournit son temps, son orbite et son état [92], [107] [108]. Les paramètres des constellations GNSS sont regroupés da le tableau I.1.

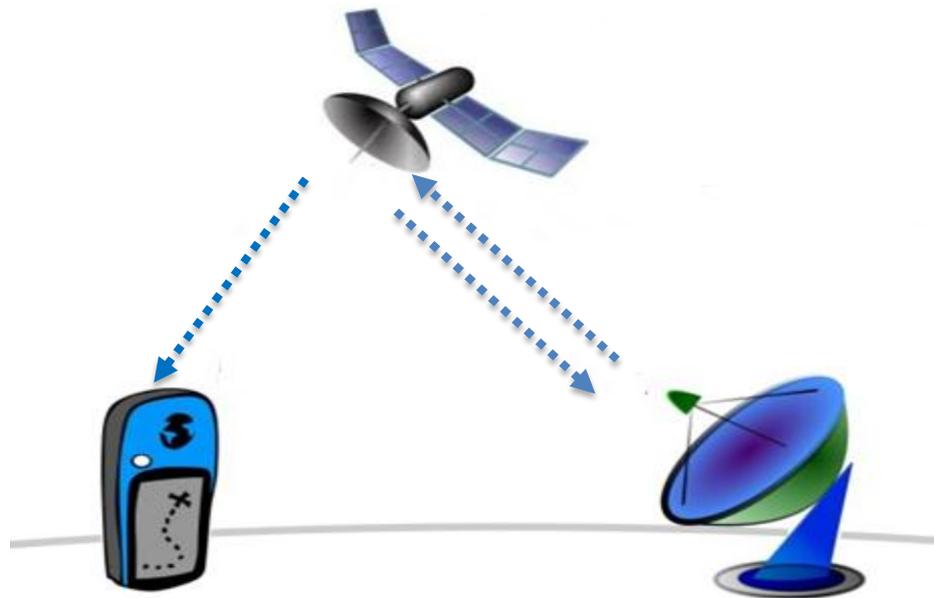


Figure.I.1 Disposition des segments des systèmes GNSS.

Le segment de contrôle d'un système GNSS est constitué d'un ensemble des stations terrestres dont le rôle principal est de contrôler les satellites et maintenir leurs positions dans les orbites. Ce segment assure aussi la surveillance de l'état de santé des satellites et met à jour les messages de navigation des satellites [92], [107] [108]. Le segment utilisateur, composé d'un ensemble de récepteurs civils et militaires qui ne font que l'acquisition des signaux des satellites pour bénéficier des fonctionnalités de positionnement, de navigation et de synchronisation [92], [107], [108].

	GPS	Galileo	GLONASS	COMPASS
Nombre de satellites	32	30	31	35
Plans orbitaux	6	3	3	3
Inclination (°)	55	56	64,9	55
Altitude (Km)	20200	23222	19100	21528
Période	11h58m	11h15m	14h05m	12h35m
Temps de système	GPST	GST	UTC(SU)	BDT

Tableau.I.1 Paramètres des constellations GNSS.

I.3 Système GPS

Le système GPS est un système de navigation spatial développé par le département de défense des États-Unis pour répondre aux besoins des forces militaires américaines [105], [109]. Le GPS est le premier GNSS qui a fonctionné d'une façon continue depuis plusieurs décennies. A ce jour, le GPS est utilisé pour différents domaines civils, et pour des applications de positionnement, de navigation, de synchronisation et de surveillance [106]. Le GPS fournit deux services de positionnement [105], [110], [111] :

- **Le service PPS (Precise Positioning Service) :** c'est un service très précis destiné aux militaires et à certains utilisateurs autorisés du gouvernement américain.
- **Le service SPS (Standard Positioning Service) :** c'est un service civil est accessible gratuitement et sans interruption à tous les usagers du monde entier.

I.3.1 Constellation GPS

Actuellement, la constellation GPS est composée de 31 satellites opérationnels répartis dans six plans orbitaux, les orbites sont presque circulaires avec une altitude d'environ 20200 km au-dessus de la surface de la terre, inclinée de 55 degrés par rapport à l'équateur et avec des périodes orbitales d'environ 11 heures 58 minutes [105], [109], [112], [113]. Les paramètres de la constellation GPS sont regroupés dans le tableau I.1.

I.3.2 Signaux GPS

La bande de fréquences 1559-1610 MHz est attribuée, sur le plan international, au service de radionavigation par satellite RNSS (Radionavigation Satellite Service). Les satellites GPS transmettent sur trois fréquences porteuses notées f_{L1} , f_{L2} et f_{L5} et sont données par [105], [106], [109]:

$$f_{L1} = 1575,42 \text{ MHz}$$

$$f_{L2} = 1227,6 \text{ MHz}$$

$$f_{L5} = 1176,45 \text{ MHz}$$

I.3.2.1 Bande GPS-L1

Actuellement, les signaux transmis dans la bande GPS-L1 sont le code C/A (Coarse/Acquisition), le code P(Y), le M-Code et le signal civil L1C [5]. Ces signaux sont composés d'une onde porteuse, de données de navigation $D(t)$ et de code d'étalement $C(t)$ [105]. Le code d'étalement C/A est un code civil pseudo-aléatoire PRN (Pseudo-Random Noise) de longueur 1023 bits (chips de longueur 293 m) ; de période 1 ms et de fréquence 1.023 MHz. Par contre, le code P (Precision) est un code militaire crypté par le code Y de fréquence 10.23 MHz, de période d'une semaine et de longueur 29.3 m pour un seul chip. Les codes C/A et P(Y) sont modulés en BPSK(1) et BPSK(10) respectivement. Le signal GPS-L1, noté $S_{L1}^k(t)$ (pour $k^{\text{ième}}$ satellite) est donné par l'équation (I.1) [105], [114], [115], [116]:

$$S_{L1}^k(t) = \sqrt{2P}D^k(t)C^k(t) \cos(2\pi f_{L1}t + \phi_{L1}) \quad (I.1)$$

Avec $\sqrt{2P}$ représente l'amplitude du signal et ϕ_{L1} la phase initiale.

Le M-code est un signal modulé en BOC(10,5) avec des fréquences de sous-porteuse de 10,23 MHz et un taux de code d'étalement de 5,115 Mb/s [117]. Le M-code est destiné aux applications militaires et il est plus performant que le code P(Y). Le M-Code fournit une acquisition plus robuste et offre de meilleures flexibilités, d'authentification, et de confidentialité en comparaison avec le code P(Y) [5], [105], [117], [118].

Le signal L1C est un signal à usage civil, composé du canal pilote (appelé L1C_P) et du canal de données (appelé L1C_D). Le canal de données contient un signal de modulation BOC(1,1) pure avec 25% de la puissance totale du signal, tandis que le canal pilote utilise la modulation TMBOC avec 75% de la puissance totale du signal L1C [119]. Ce dernier utilise des codes d'étalement de longueur 10230 bits et de fréquence de 1.023 MHz, ce qui correspond à une période de répétition de 10 ms [119]. Le signal L1C peut être écrit comme suit [120]:

$$S_{L1C}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \{D_{L1C-D}(t)C_{L1C-D}(t)S_{BOC(1,1)}(t) + C_{L1C-P}(t)S_{TMBOC(6,1,4/33)}(t)\} \quad (I.2)$$

Avec :

- $D_{L1C-D}(t)$: Données de navigation.
- $C_{L1C-D}(t)$ et $C_{L1C-P}(t)$: Séquences d'étalements des canaux données et pilotes respectivement.
- $S_{BOC(1,1)}(t)$: Sous-porteuse BOC(1,1).
- $S_{TMBOC(6,1,4/33)}$: Sous-porteuse TMBOC(6,1,4/33) qui utilise une combinaison de modulation BOC(1,1) et BOC(6,1) comme nous allons le monter dans le deuxième chapitre.

Les caractéristiques techniques des signaux existant dans la bande GPS-L1 sont présentées dans le tableau 1 (cf. Annexe) qui résume tous les paramètres des signaux GNSS. On peut remarquer immédiatement à partir de ce tableau que la technique de transmission utilisée dans la bande GPS-L1 est l'accès multiple par répartition de code CDMA. Les fréquences des codes C/A et L1C sont de même taille, mais la famille de code et le type de modulation ne sont pas les mêmes. Les codes P(Y) et M-code ont des fréquences différentes qui sont supérieures à celles du code C/A et L1C. La longueur du code P(Y) est très grande (6.19×10^{12}) par rapport à celles des codes C/A et L1C. La figure (I.2) montre le spectre de puissance normalisé des signaux GPS-L1 en bande de base. On peut remarquer, d'après cette figure, que le signal du code C/A est réparti sur une largeur de 2,046 MHz, le signal du code P(Y) est réparti sur une largeur d'environ 20,46 MHz et le signal L1C est réparti sur une largeur de 4,092 MHz et finalement le signal du code M-Code est réparti sur une largeur d'environ 30,69 MHz.

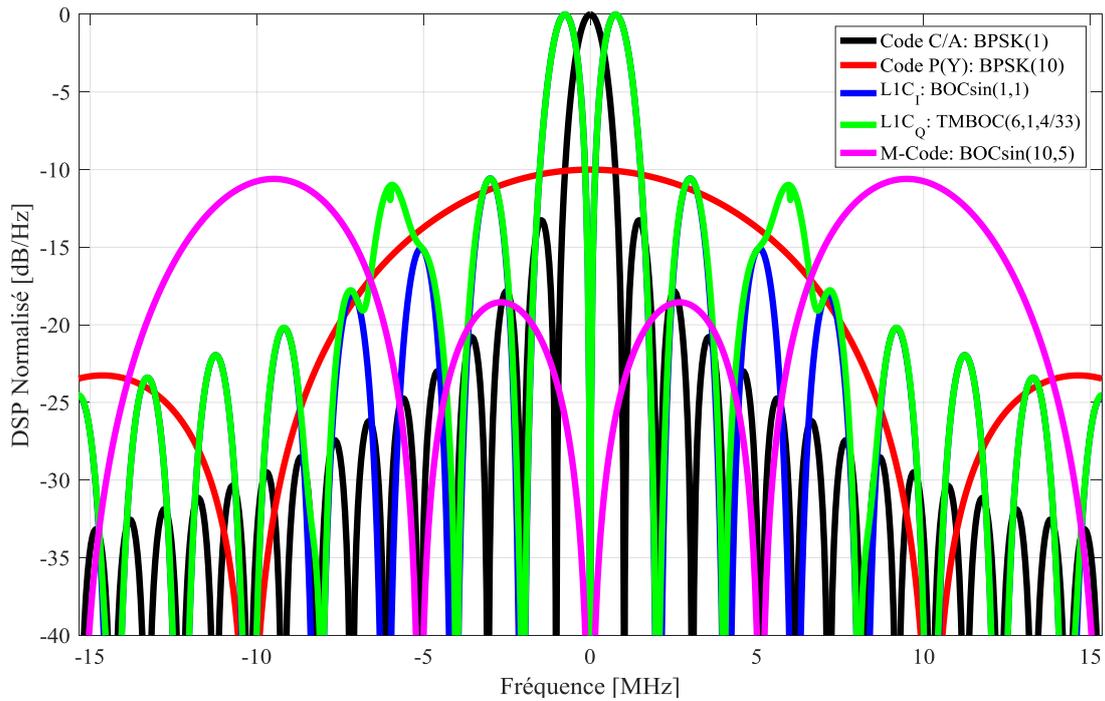


Figure.I.2 DSPs normalisées des différents codes de la bande GPS-L1.

On peut noter que le signal L1C est le signal d'interopérabilité qui établit un signal commun entre le GPS et d'autres signaux des autres systèmes GNSS au profit des utilisateurs civils du monde entier. De ce fait, le signal L1C assure la compatibilité entre le GPS et les autres systèmes GNSS disponibles [120].

I.3.2.2 Bande GPS-L2

Le système GPS transmet dans la bande GPS-L2 (1227,60 MHz) un signal civil modernisé appelé L2C avec les codes P(Y) et M-Code. Les propriétés et les paramètres des codes P(Y) et M-code sont semblables à ceux de la bande GPS-L1 [5]. Le signal GPS-L2C, pour le $k^{\text{ième}}$ satellite noté $S_{L2}^k(t)$, est donné par l'expression suivante [114], [115]:

$$S_{L2}^k(t) = \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{2P}D^k(t)C^k(t) \sin(2\pi f_{L2}t + \phi_{L2}) + \\ \sqrt{2P}F\{D_{L2}(t)\} RC^k(t) \cos(2\pi f_{L2}t + \phi_{L2}) + \text{M-Code militaire} \end{array} \right\} \quad (I.3)$$

Avec:

$D^k(t)$: Message de navigation associé au satellite avec un débit de données de 50 bit/s.

$F\{D_{L2}(t)\}$: Flux de données de 25 bit/s qui est codé par un codeur convolutionnel de débit 1/2.

$RC^k(t)$: Un nouveau code appelé code de remplacement RC (Replacement Code). Il est transmis avec le même débit que le code C/A (1,023 Mbits/s). Il est généré en multiplexant, dans le temps deux codes de longueurs différentes. Il s'agit du code CM (Civil Moderate) de longueur modérée et du code long CL (Civil Long). Le code CM contient 10230 chips de fréquence 511.5 kHz, et il se répète toutes les 20 ms. Il est modulé avec les données. Le code CL contient 767250 chips de fréquence 511.5 kHz, avec une période de 1,5 secondes. Il n'est pas modulé avec les données de navigation. Cette particularité assure au signal L2C des performances intéressantes dans des milieux faibles puissances [115]. La figure (I.3) montre le schéma de principe de génération du signal L2 en bande de base. Le tableau 1 (cf. Annexe) résume les caractéristiques techniques des signaux existant dans la bande GPS-L2 [5]. La figure (I.4) illustre les DSPs des codes des signaux de la bande GPS-L2. On remarque, d'après cette figure, que le signal L2C modulé en BPSK(1) occupe une largeur bande d'environ 2,046 MHz. De plus, le code P(Y), modulé aussi en BPSK(10), occupe une largeur de bande d'environ 20,46 MHz. Par contre, le M-code de bande passante 30,69 MHz est modulé avec la sous porteuse BOCsin(10,5).

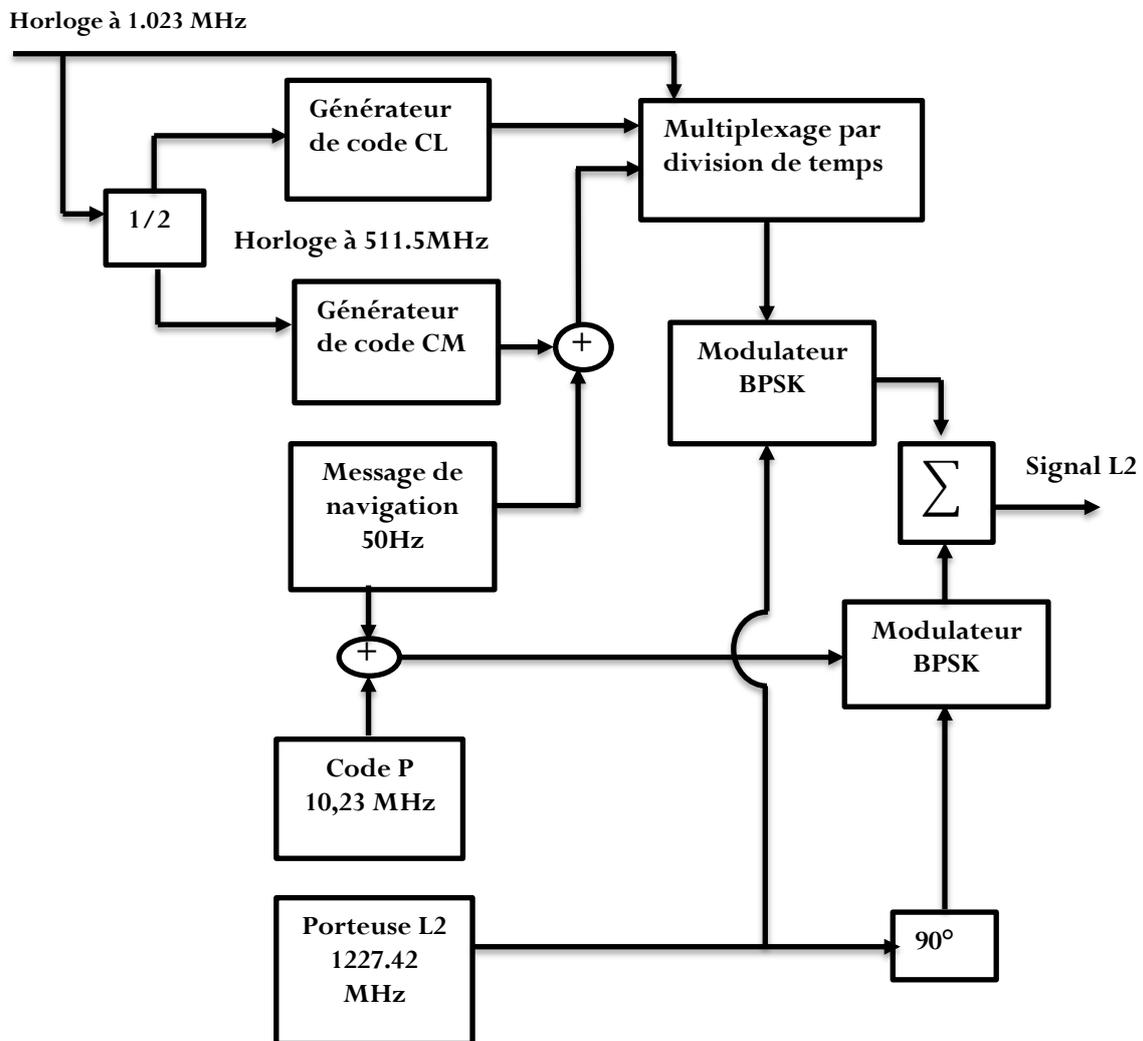


Figure.I.3 Schéma de génération du signal GPS-L2.

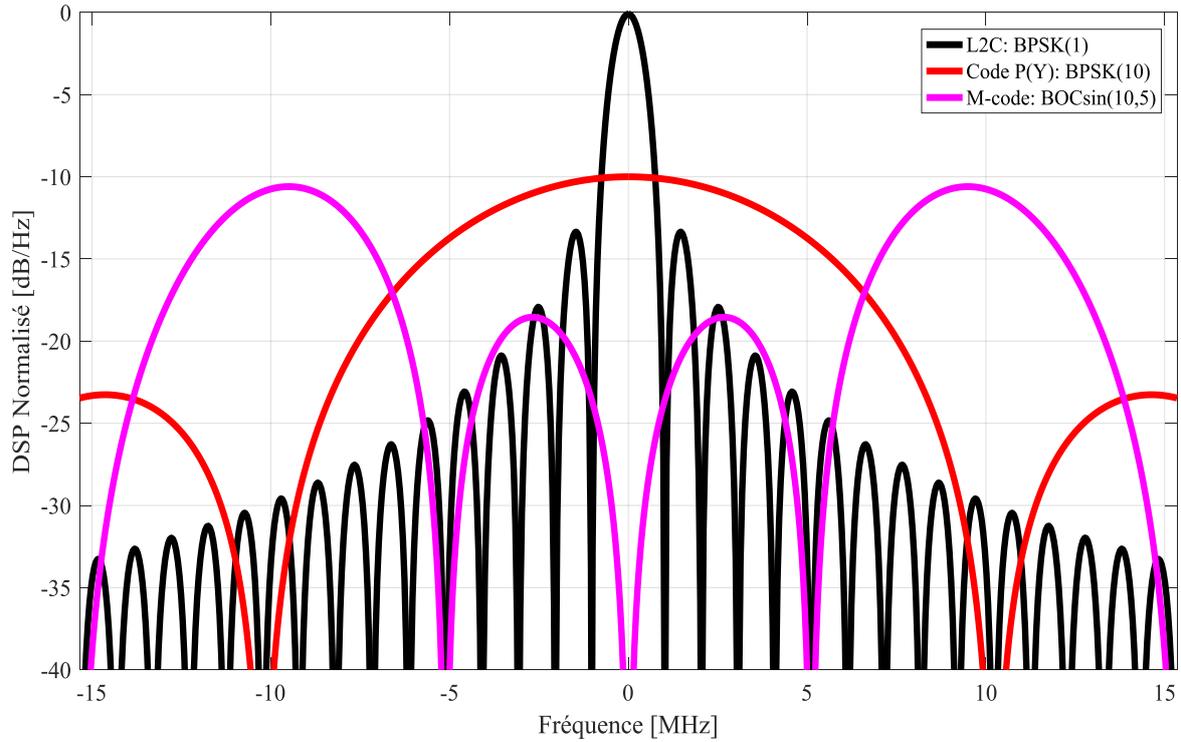


Figure.I.4 DSPs des codes dans la bande GPS-L2.

I.3.2.3 Bande GPS-L5

Le signal L5 de la bande GPS-L5 est transmis sur la fréquence 1176.45 MHz. Il utilise la modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). L'équation mathématique pour la structure du signal GPS-L5 pour le $k^{\text{ième}}$ satellite, noté $S_{L5}^k(t)$, est donnée par [115], [121]:

$$S_{L5}^k(t) = \left\{ \sqrt{2PF} \{D_{L5}(t)\} NH_{10}(t) g_1^k(t) \cos(2\pi f_{L5}t + \phi_{L5}) + \sqrt{2P} NH_{20}(t) g_2^k(t) \sin(2\pi f_{L5}t + \phi_{L5}) \right\} \quad (I.4)$$

Le signal civil GPS-L5 a deux composantes avec la même amplitude $\sqrt{2P}$. Une composante en phase de données et notée I_5 modulée avec le code PRN $g_1^k(t)$ et les données de navigation à 50 Hz. La deuxième composante, en quadrature de pilote, notée Q_5 ne contient pas des messages de navigation. Elle est uniquement modulée avec le code PRN $g_2^k(t)$. Les deux codes $g_1^k(t)$ et $g_2^k(t)$ ont une période de 10230 chips avec un taux de 10,23 Mchips/s [115].

La figure (I.5) présente le schéma de principe pour la génération du signal GPS-L5. Les deux composantes I_5 et Q_5 sont multiplexées avec des codes de Neumann-Hofmann $NH_{10}(t)$ et $NH_{20}(t)$ avec, respectivement, des longueurs de 10 bits et de 20 bits. La période dans ce cas est de 10 ms pour le code $NH_{10}(t)$ et 20 ms pour le code $NH_{20}(t)$. Ces codes sont courts et servent

simplement à étendre la longueur du code $g_1^k(t)$ de 10230 chips à 102 300 chips et la longueur du code $g_2^k(t)$ de 10230 chips à 204600 chips [115], [121]. Les caractéristiques techniques des signaux existant dans la bande GPS-L5 sont présentées dans le tableau 1 (cf. Annexe) [5]. La figure (I.6) représente la DSP du signal GPS-L5 pour une modulation BPSK(10) de fréquence 10.23 MHz. Ici le signal possède un seul lobe principal de large bande, et de petits lobes secondaires.

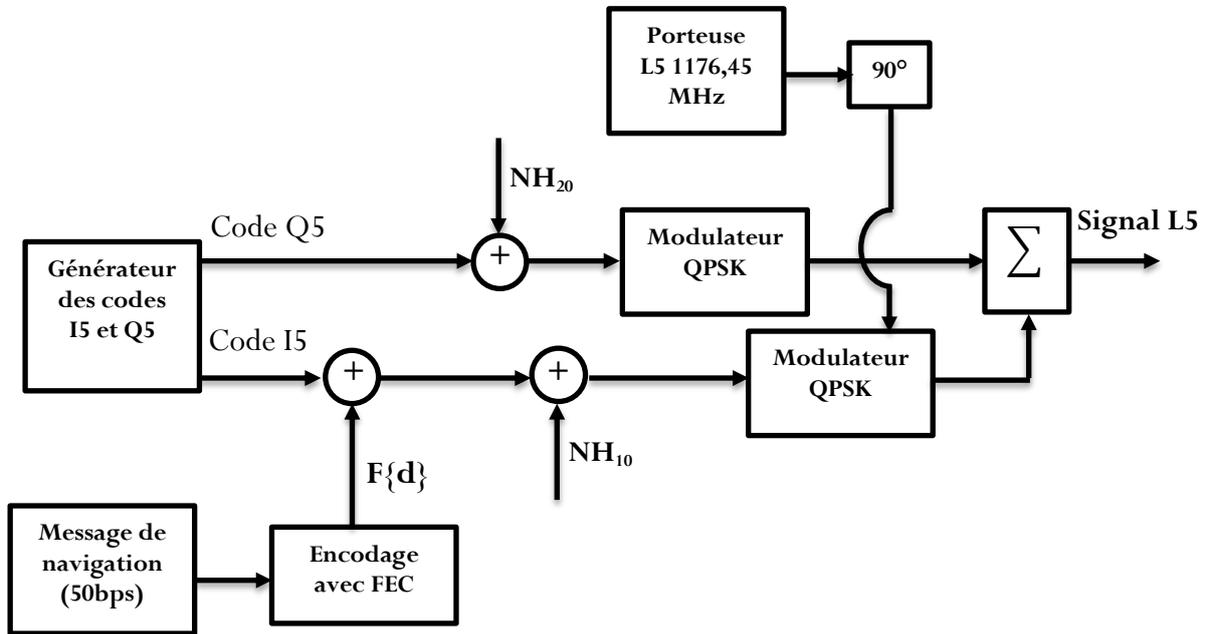


Figure.I.5 Schéma de génération du signal GPS-L5.

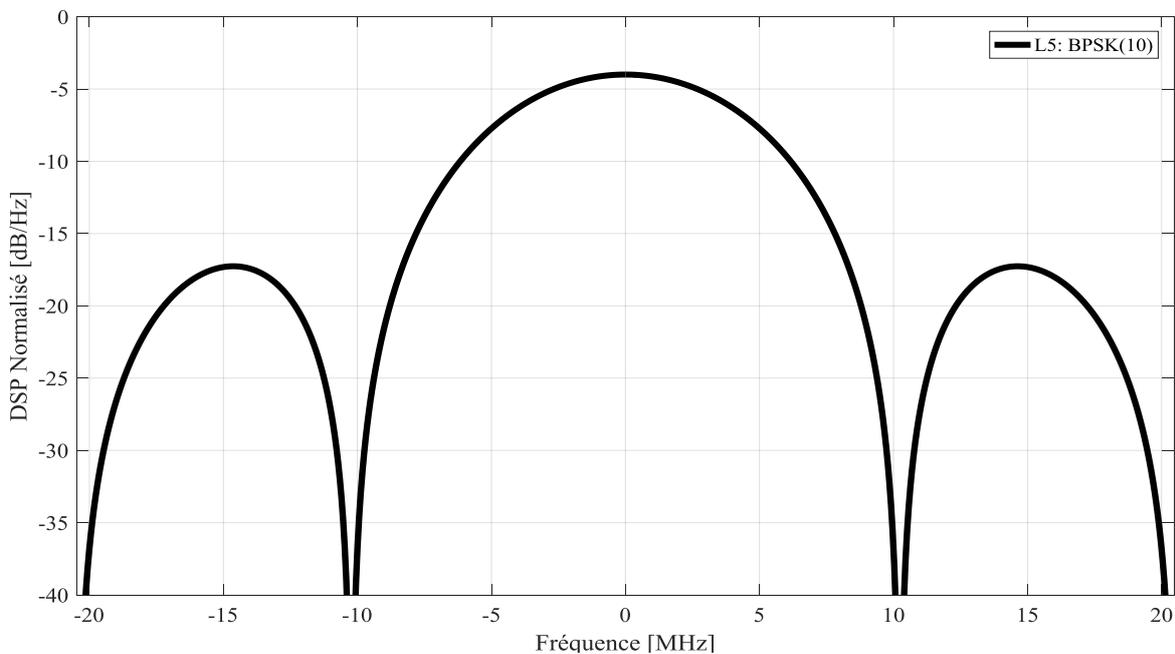


Figure.I.6 DSP du code BPSK(10) dans la Bande GPS-L5.

I.4 Système Galileo

Galileo est un système GNSS développé par l'Agence Spatiale Européenne (ASE) dans le but de répondre à plusieurs enjeux stratégiques, scientifiques, commerciaux de l'union européenne [122]. Galileo est basé sur la même technologie des deux systèmes GPS et GLONASS. Il offre un service de positionnement et de synchronisation de couverture mondiale, très précis et garanti [123]. Galileo est un programme sous contrôle civil et ses données peuvent être utilisées pour une large gamme d'application. Il est autonome mais aussi interopérable avec les systèmes GNSS existants [92], [107], [122]. Le système Galileo proposera 5 services [105], [107], [124]:

- **Open Service (OS):** c'est un service de localisation ouvert gratuit destinée aux applications de grand public et accessible pour tous les utilisateurs civils.
- **Commercial Service (CS):** c'est un service de positionnement commercial plus précis. Le service CS sera payant et garanti, il est géré par des fournisseurs d'accès pour les applications commerciales.
- **Safety of Life (SoL):** c'est un service payant de très haute qualité à accès contrôlé avec une garantie de service pour des applications critiques.
- **Public Regulated Service (PRS):** c'est un service de plus haute précision, réservé principalement aux utilisateurs autorisés par le gouvernement, pour les applications sensibles nécessitant un haut niveau de continuité de service (sécurité et défense des Etats européens), équivalant au PPS du GPS.
- **Search and Rescue (SAR):** c'est un service d'aide à la recherche et au sauvetage de précision inférieure à 10 m. Ce service est utilisé pour identifier et localiser les signaux de détresse.

I.4.1 Constellation Galileo

Les caractéristiques du segment spatial du système Galileo sont détaillées dans le tableau (I.1). La constellation Galileo sera composée de 30 satellites (27 opérationnels et 3 de secours pour assurer à l'utilisateur la fiabilité du service en cas de panne d'un satellite) placés sur trois orbites moyennes circulaires MEO (Medium Earth Orbit) à raison de huit satellites par orbite, d'un demi-grand axe de 23230,297 kilomètres. Les orbites sont inclinées de 56° par rapport au plan de l'équateur ce qui permet de couvrir facilement les régions polaires jusqu'à 75° latitude nord [105], [107], [125], [126].

Actuellement, 18 satellites Galileo sont en orbite et supportent l'infrastructure au sol et après une longue période de test, les services initiaux de Galileo sont maintenant disponibles pour les autorités publiques, les entreprises et les citoyens. Les services initiaux offerts par Galileo comprennent OS, PRS et SAR [122].

I.4.2 Signaux Galileo

Les signaux de navigation du système Galileo sont transmis en quatre bandes de fréquences (E5a, E5b, E6 et E1) fournissant une large bande. Les signaux E5a et E5b font partie du signal E5 dans sa bande passante complète [19], [105], [127] :

$$\begin{aligned} f_{E1} &= 1575,42 \text{ MHz} \\ f_{E6} &= 1278,75 \text{ MHz} \\ f_{E5} &= 1191,795 \text{ MHz} \\ f_{E5a} &= 1176,45 \text{ MHz} \\ f_{E5b} &= 1207,14 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Les fréquences des signaux Galileo et les services avec les modulations utilisées et d'autres paramètres sont regroupé dans le tableau 1 (cf. Annexe) [105], [107], [127].

I.4.2.1 Bande Galileo-E1

La bande Galileo-E1, centrée sur la fréquence 1575.42 MHz, est composée de trois signaux, le signal OS-E1-B de canal de données dénommé e_{E1-B} , le signal OS-E1-C de canal de pilote dénommé e_{E1-C} et le signal PRS-E1 dénommé aussi e_{E1-A} . Tous ces signaux sont modulés sur la fréquence porteuse E1. Les signaux e_{E1-B} et e_{E1-C} ne sont pas cryptés et sont accessibles à tous les utilisateurs (Ils prennent en charge les services OS, CS et SoL) [107]. Le signal e_{E1-A} est crypté et est accessible uniquement aux utilisateurs autorisés de PRS. Les séquences d'étalement e_{E1-B} et e_{E1-C} utilisent la modulation CBOC(6,1,1/11). La séquence e_{E1-A} utilise la modulation BOCcos(15,2.5) [5], [128]. Ce type de modulation sera détaillé dans le chapitre II. Le modèle normalisé du signal composite CBOC(6,1,1/11) de Galileo E1-OS en bande de base est donné par l'équation suivante [120], [123], [128]:

$$S_{E1}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ C_{E1-B}(t) D_{E1-B}(t) S_{CBOC(6,1,\frac{1}{11},+)}(t) - C_{E1-C}(t) S_{CBOC(6,1,\frac{1}{11},-)}(t) \right\} \quad (I.5)$$

Avec :

$C_{E1-B}(t)$ et $C_{E1-C}(t)$: Séquences des codes PRN des canaux donné et pilote respectivement.

$D_{E1-B}(t)$: Message de navigation Galileo e_{E1-B} avec un taux des symboles de 250 Sps.

$S_{CBOC(6,1,\frac{1}{11},+)}(t)$ et $S_{CBOC(6,1,\frac{1}{11},-)}(t)$: sont les sous porteuses de modulation CBOC(6,1,1/11)

pour une implémentation MBOC pour les voies des données et pilotes respectivement. Le signal CBOC est basé sur une approche que nous allons présenter dans le chapitre II. Le tableau 1 (cf. Annexe) donne un résumé sur les caractéristiques techniques du signal Galileo-E1 [5] et la figure (I.7) montre la technique de modulation pour les signaux OS de la bande Galileo-E1.

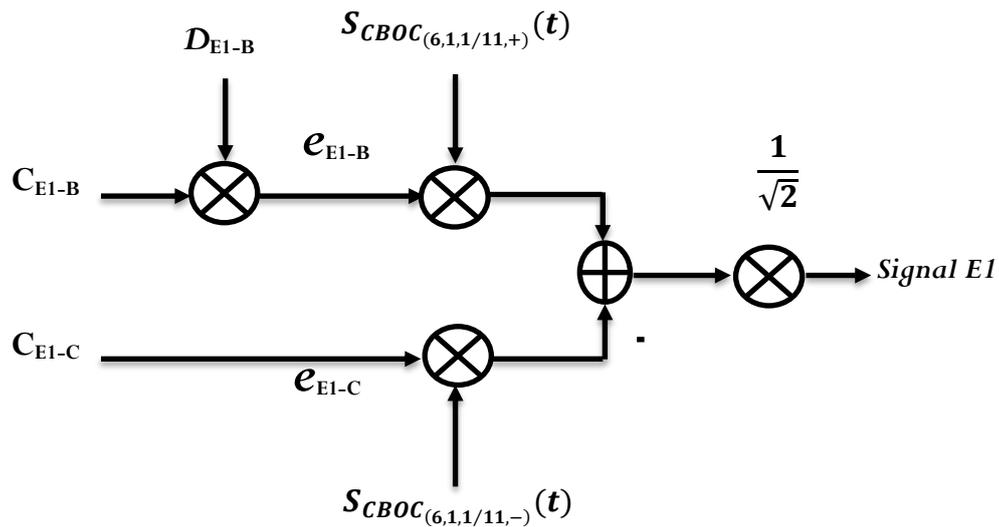


Figure.I.7 Schéma de génération de signal E1-OS.

La figure (I.8) présente la DSP normalisée des codes de la bande Galileo-E1. A partir de cette figure, on remarque que le signal E1-PRS est réparti sur une bande d'environ 35 MHz et le signal E1-OS occupe une bande étroite.

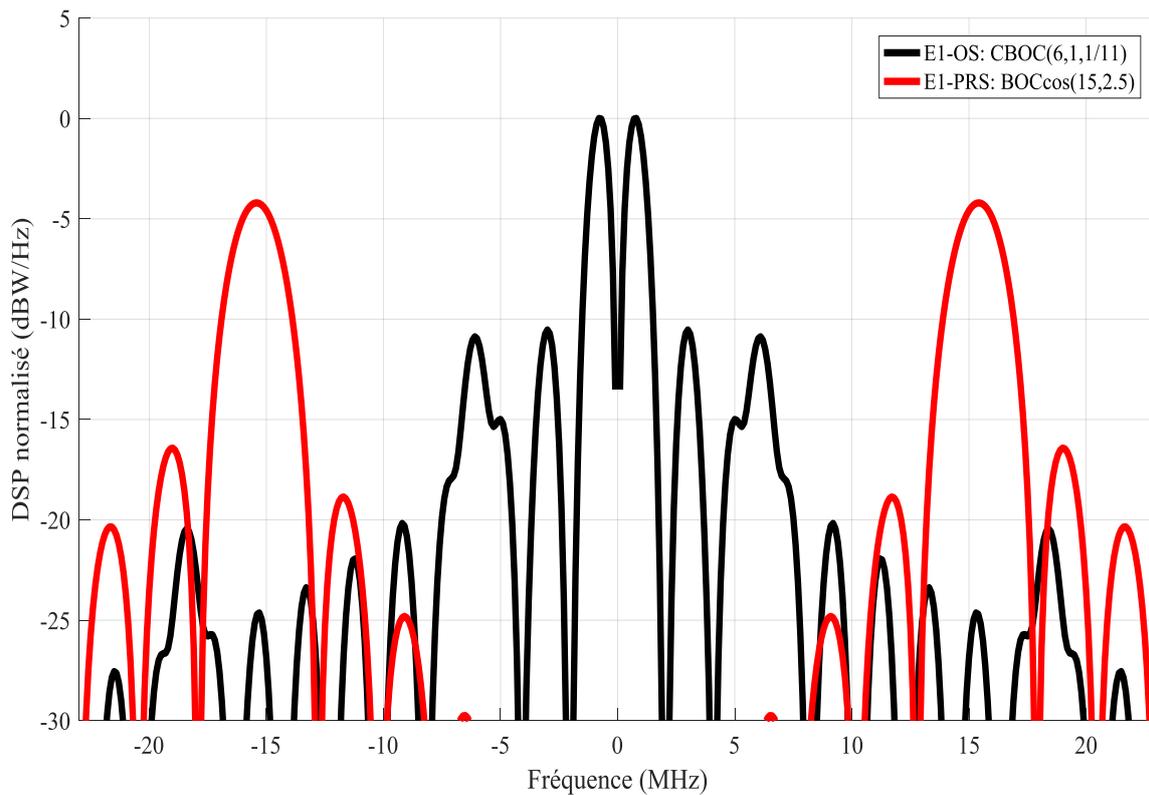


Figure.I.8 DSPs des codes dans la bande Galileo-E1.

I.4.2.2 Bande Galileo-E6

Le signal transmis dans la bande Galileo-E6 est similaire à celui de la bande E1. Il est composé de trois canaux transmis sur la même fréquence de porteuse f_{E6} [128]. Le premier signal e_{E6-A} est réservé au service PRS, tandis que les deux autres signaux e_{E6-B} et e_{E6-C} sont réservés pour le service CS. Le signal e_{E6-B} est utilisé pour le canal des données, et le signal e_{E6-C} pour le canal pilote. Les composantes des signaux e_{E6-B} et e_{E6-C} utilisent la modulation BPSK(5) avec un taux des chips de 5.115 Mcps. Le modèle normalisé du signal de Galileo E6-CS en bande de base est donné par l'équation suivante [107] [120], [123], [128]:

$$S_{E6}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \{C_{E6-B}(t) \times D_{E6-B}(t) - C_{E6-C}(t)\} \quad (I.6)$$

Avec :

$C_{E6-B}(t)$ et $C_{E6-C}(t)$: Séquences des codes PRN des données et des pilotes respectivement.

$D_{E6-B}(t)$: Message de navigation Galileo du signal e_{E6-B} avec un taux de symboles de 1000 Sps.

Les caractéristiques techniques du signal Galileo-E6 sont résumées dans le tableau 1 (cf. Annexe). Le schéma de génération de modulation du service CS du signal E6 est illustrée sur la figure (I.9) [123]. D'autre part, la composante du signal e_{E6-A} utilise un schéma de modulation BOCcos(10,5), avec un taux de code d'étalement de 5.115 Mcps et de fréquence de sous-porteuse de 10,23 MHz [107], [128].

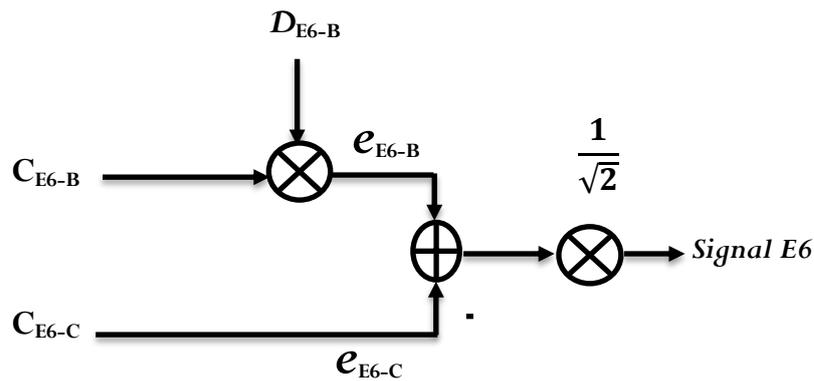


Figure.I.9 Schéma de modulation du service CS du signal Galileo-E6.

La figure (I.10) présente la DSP du signal Galileo-E6. On remarque, d'après cette figure, que le signal E6-PRS occupe une largeur de bande d'environ 30 MHz. Par contre, le signal E6-CS a une bande d'environ 10 Mhz.

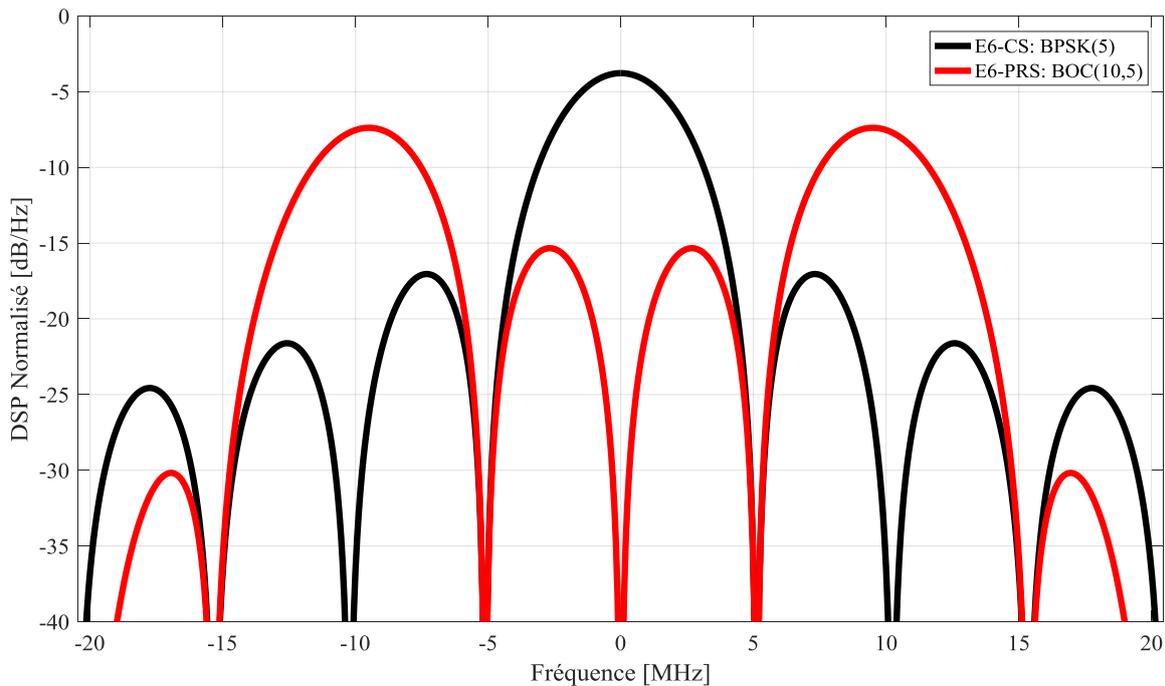


Figure.I.10 DSPs des codes dans la bande Galileo-E6.

I.4.2.3 Bande Galileo-E5

Le signal transmis sur la bande Galileo-E5 utilise une modulation spéciale connue sous le nom de AltBOC(15,10). Il est centré sur la fréquence 1191,795 MHz avec une fréquence de sous-porteuse $f_{sc} = 15,315$ MHz et un taux de chip de 10,23 Mcps. Les formes d'onde des sous-porteuses sont choisies de manière à obtenir une enveloppe constante à l'émetteur [107], [123], [129]. Le signal E5 est constitué de quatre composantes qui transmettent deux catégories de services :

Le service OS sur la bande E5a, qui est centrée sur la fréquence 1176,45 MHz (la même fréquence centrale que celle de GPS L5). Il est divisé en deux canaux de données E5a-I du signal dénommé e_{E5a-I} et de pilote E5a-Q du signal dénommé e_{E5a-Q} . Le signal e_{E5a-I} composé de données de navigation D_{E5a-I} , est modulé avec une séquence de codes PRN C_{E5a-I} de fréquence chip de 10.23MHz. Tandis que le signal e_{E5a-Q} est composé uniquement d'une séquence de code PRN de fréquence 10.23MHz [5], [107] [123].

Le service SoL à la bande E5b, est centré sur la fréquence 1207,14 MHz. Cette bande est également divisée en un canal de données E5b-I du signal dénommé e_{E5b-I} et un canal pilote E5b-Q du signal dénommé e_{E5b-Q} . Le signal e_{E5b-I} est composé des données de navigation D_{E5b-I} modulées avec une séquence de codes PRN C_{E5b-I} de fréquence de chip 10.23 MHz. Tandis que le signal e_{E5b-Q} contient seulement la séquence de codes PRN C_{E5b-Q} [107], [123]. Le tableau 1 (cf. Annexe) résume les caractéristiques techniques des signaux Galileo de la bande E5. La

représentation analytique de l'enveloppe complexe en bande de base du signal Galileo-E5 modulé en AltBOC(15,10) est donnée par l'équation suivante [128], [129]:

$$\begin{aligned}
 S_{E5}(t) = & \frac{1}{2\sqrt{2}} \left(e_{E5a-I}(t) + j e_{E5a-Q}(t) \right) \left[sc_S(t) - j sc_S \left(t - \frac{T_{sc}}{4} \right) \right] \\
 & + \frac{1}{2\sqrt{2}} \left(e_{E5b-I}(t) + j e_{E5b-Q}(t) \right) \left[sc_S(t) + j sc_S \left(t - \frac{T_{sc}}{4} \right) \right] \\
 & + \frac{1}{2\sqrt{2}} \left(\bar{e}_{E5a-I}(t) + j \bar{e}_{E5a-Q}(t) \right) \left[sc_P(t) - j sc_P \left(t - \frac{T_{sc}}{4} \right) \right] \\
 & + \frac{1}{2\sqrt{2}} \left(\bar{e}_{E5b-I}(t) + j \bar{e}_{E5b-Q}(t) \right) \left[sc_P(t) + j sc_P \left(t - \frac{T_{sc}}{4} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{I.7}$$

Avec :

T_{sc} : Période de la sous-porteuse.

\bar{e}_{E5a-I} , \bar{e}_{E5a-Q} , \bar{e}_{E5b-I} et \bar{e}_{E5b-Q} : Composantes du signal données par [128]:

$$\bar{e}_{E5a-I} = e_{E5a-Q} e_{E5b-I} e_{E5b-Q} \tag{I.8}$$

$$\bar{e}_{E5a-Q} = e_{E5a-I} e_{E5b-I} e_{E5b-Q} \tag{I.9}$$

$$\bar{e}_{E5b-I} = e_{E5b-Q} e_{E5a-I} e_{E5a-Q} \tag{I.10}$$

$$\bar{e}_{E5a-I} = e_{E5b-I} e_{E5a-I} e_{E5a-Q} \tag{I.11}$$

sc_S et sc_P : Sous-porteuses à quatre valeurs pour les signaux simples et les signaux de produit.

Le schéma de génération du signal E5 est donné par la figure (I.11). Une description détaillée de la génération du signal Galileo-E5, modulé en AltBOC(15,10), se trouve dans la référence [128].

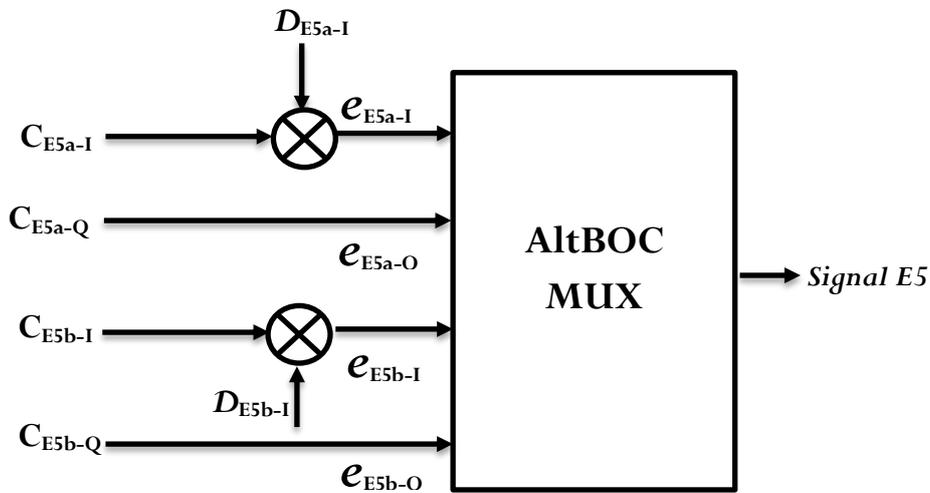


Figure.I.11 Schéma de génération de signal Galileo-E5.

La figure (I.12) montre la DSP normalisée du signal Galileo-E5 modulé en ALtBOC(15,10). On remarque, d'après cette figure, que le spectre de cette modulation est divisé autour de la fréquence centrale en deux bandes latérales. Le signal Galileo-E5 est un signal avec une largeur de bande de 51,15 MHz. Un tel signal, possédant cette bande large présente, par conséquent, de faibles erreurs des MPs et une précision élevée dans la poursuite des codes.

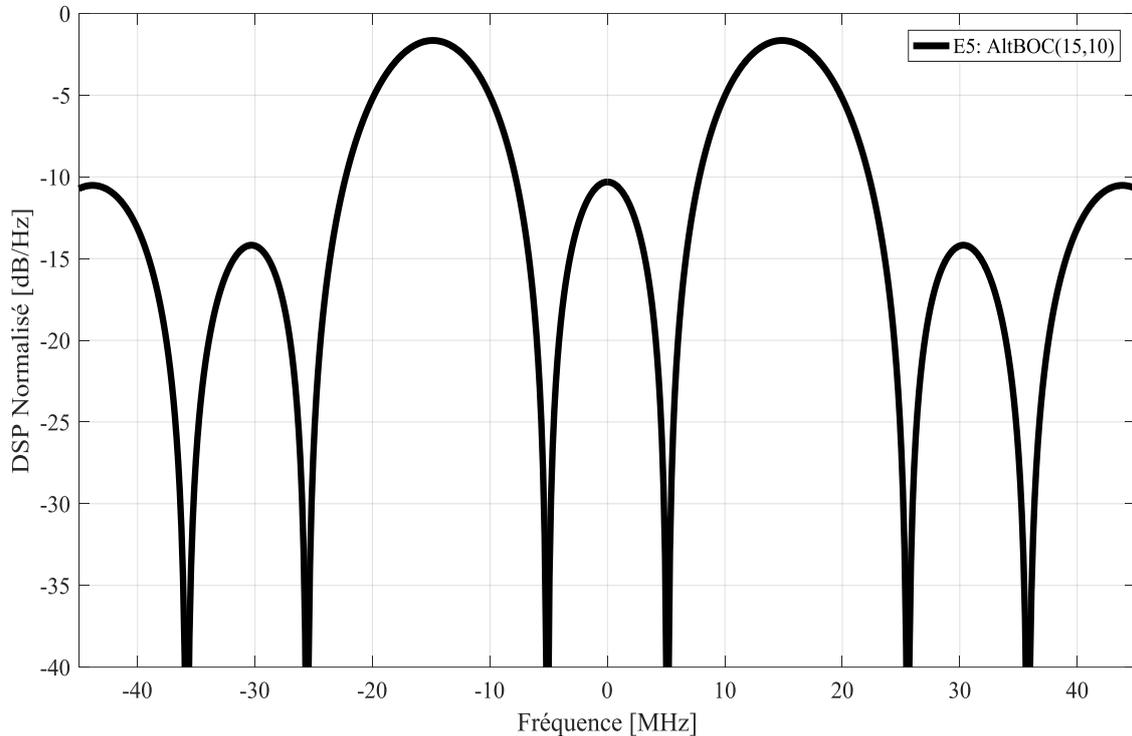


Figure.I.12 DSP du code ALtBOC(15,10) dans la bande Galileo-E5.

I.5 Système GLONASS

GLONASS est un système GNSS, exploité initialement par l'ancienne Union Soviétique au milieu des années 1970. Il a permis d'estimer la PVT dans n'importe quel endroit dans le monde [107]. Le système GLONASS offre deux types de service : un service de précision standard SP (Standard Precision) disponible pour tous les utilisateurs civils et un service crypté de haute précision HP (High Precision) disponible pour les utilisateurs autorisés [105], [107], [130], [131].

I.5.1 Constellation GLONASS

Comme nous l'avons détaillé dans le tableau (I.1), la constellation GLONASS complètement déployée, est composée de 31 satellites répartis dans trois plans orbitaux séparés de 120° . Chaque satellite est situé à une distance de 19100 km de la surface terrestre avec une inclinaison de $64,8^\circ$, donnant une période orbitale d'environ 11 heures et 15 minutes [105], [107], [130]. Actuellement, 26 satellites en constellation GLONASS, 23 satellites sont opérationnels, un

satellite en phase de mise en service, un satellite sous contrôle par l'entrepreneur principal et un satellite en phase de test en vol [132].

I.5.2 Signaux GLONASS

Le système GLONASS utilise la technique d'accès multiple par répartition en fréquence FDMA (Frequency Division Multiple Access) pour transmettre les signaux des satellites contrairement au système GPS et Galileo qui utilisent le CDMA. Chaque satellite du système GLONASS transmet des signaux de navigation sur deux bandes de fréquences, L1, centrée sur la fréquence 1602 MHz et L2, centrée autour de 1246 MHz [105], [107]. Les bandes de fréquences GLONASS, L1 et L2 sont appelées G1 et G2 dans le but de les faire distinguer des désignations des fréquences GPS [130]. Les fréquences utilisées par le système GLONASS sont présentées dans le tableau 1 (cf. Annexe). Les bandes des fréquences porteuses G1 et G2 sont divisées en 14 canaux selon les formules suivantes [130]:

$$f_{K1} = f_{G1} + K\Delta f_{G1} \quad (I.12)$$

$$f_{K2} = f_{G2} + K\Delta f_{G2} \quad (I.13)$$

Avec :

f_{G1} et f_{G2} : Fréquences centrales pour chaque bande.

Δf_{G1} : Séparation entre les canaux pour la bande G1, $\Delta f_{G1} = 562.5$ KHz.

Δf_{G2} : Séparation entre les canaux pour la bande G2, $\Delta f_{G2} = 437.5$ KHz.

K : Numéro du canal (canal de fréquence) des signaux transmis par les satellites GLONASS dans les bandes G1 et G2 (les chaînes sont numérotées de -7 à 6). Les satellites, dans les points opposés d'un plan d'orbite, transmettent des signaux sur des fréquences égales, car ces satellites ne seront jamais visibles simultanément pour un utilisateur terrestre [130].

Contrairement aux systèmes GPS et Galileo, tous les satellites du système GLONASS utilisent les mêmes codes PRN mais des fréquences porteuses différentes en utilisant la modulation BPSK. Cela garantit la séparation des signaux. Un tel mécanisme permettant d'effectuer cette tâche est connue sous le nom de coefficient de séparation spectrale SSC (Spectral Separation Coefficient). Cependant, le système nécessite des développements matériel et logiciel plus complexes [105], [130].

I.5.2.1 Bandes GLONASS-G1 et G2

Le signal GLONASS-G1 transmis, en utilisant la technique FDMA sur la fréquence $G1=1602$ MHz, est modulé en BPSK pour les deux services SP et HP. Le signal SP utilise le code C/A avec une fréquence de 0,511MHz et le signal HP utilise le code P avec une fréquence de 51.10MHz [105], [130]. Le signal GLONASS-G1 est constitué aussi d'une séquence auxiliaire de

fréquence 100 Hz [130]. Le signal GLONASS-G1, noté $S_{GLO-G1}(t)$, est donné par l'expression suivante [105] :

$$S_{GLO-G1}(t) = \sqrt{2P}D(t)C(t)M(t)\cos(2\pi f_{G1}t + \phi) \quad (I.13)$$

Avec :

$C(t)$: Code PRN.

$M(t)$: Séquence du code de méandre.

$D(t)$: Séquence de données.

La figure (I.13) montre la DSP du signal GLONASS-G1 modulé en BPSK(5.11). Dans cette figure, chacun des canaux de fréquences $K=-7\dots\dots+6$ sont filtrés pour transmettre uniquement le lobe principal du signal BPSK, ce qui permet d'observer l'étendue des 14 canaux du code P(Y). Les satellites GLONASS émettent sur les fréquences G1 et G2 légèrement différente mais avec la même technique de transmission FDMA et le même type de modulation BPSK. Le signal GLONASS-G2 est similaire à ceux de la bande G1 [105], [130]. La répartition du signal GLONASS-G2 modulé en BPSK(5.11), est diminuée par rapport au signal GLONASS-G1 comme présenté dans la figure (I.14). Les caractéristiques des signaux GLONASS-G1 et GLONASS-G2 sont présentées dans le tableau 1 (cf. Annexe).

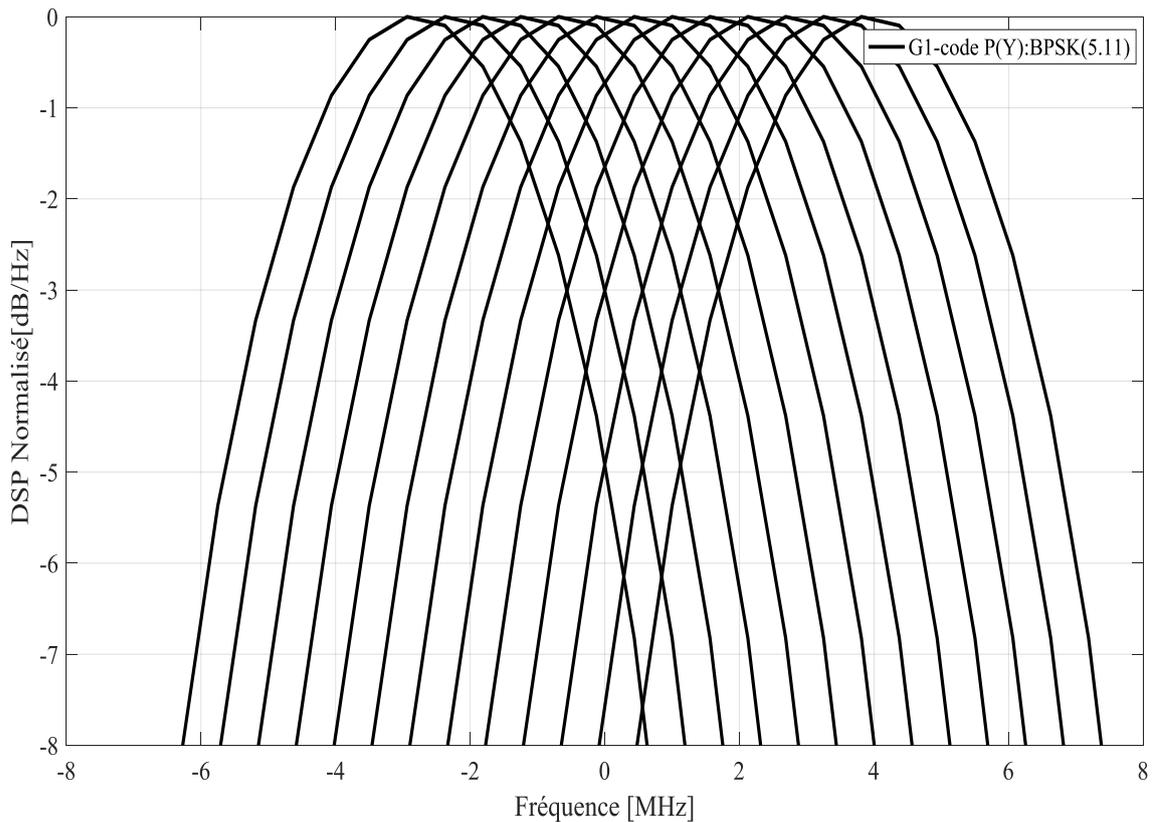


Figure.I.13 DSP du code P(Y) du signal GLONASS-G1.

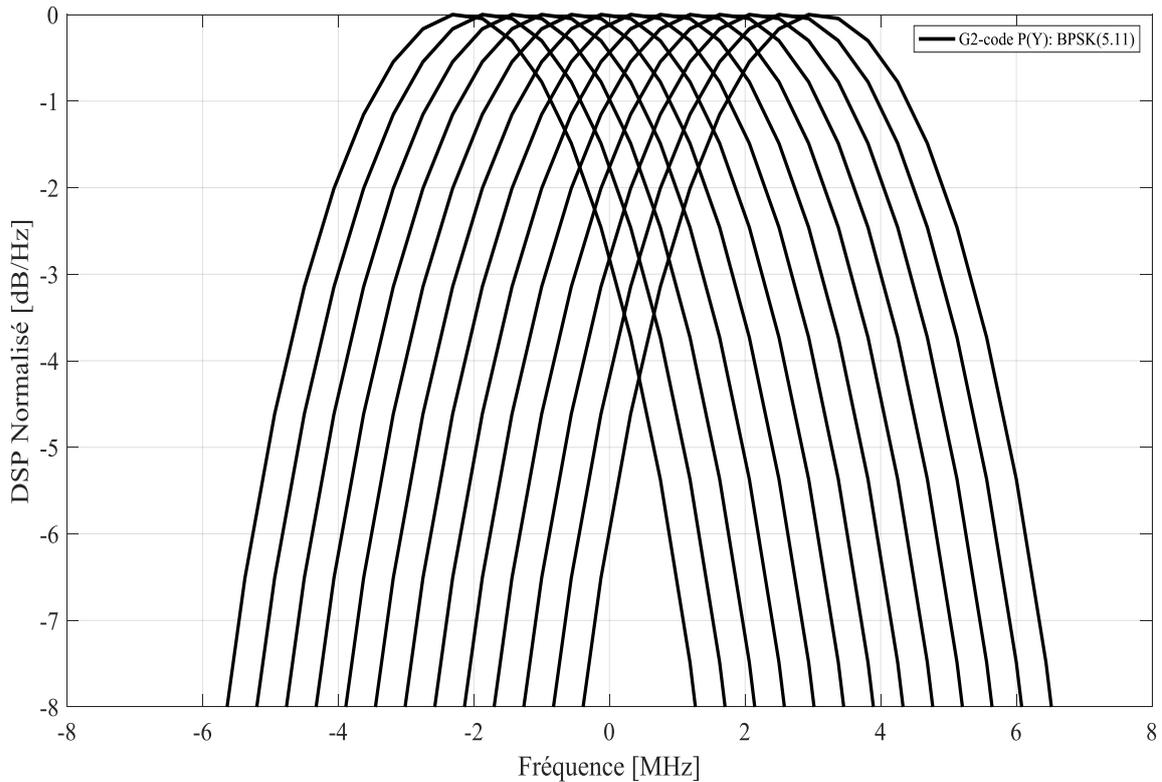


Figure.I.14 DSP du code $P(Y)$ du signal GLONASS-G2.

I.6 Système COMPASS

Le système COMPASS est un système de navigation satellitaire chinois similaire aux autres systèmes GNSS. Il est prévu de fournir deux services de navigation de positionnement, de vitesse et de synchronisation. L'Un des services est ouvert pour les clients civils et aux militaires chinois [107], [133], [134]. Le COMPASS est constitué d'une constellation de 35 satellites appelée BeiDou, 05 satellites géostationnaires GEO (Geostationary Earth Orbit), 27 satellites en MEO et 03 satellites en orbite géostationnaires inclinés IGSO (Inclined Geosynchronous Orbit). Les caractéristiques de cette constellation sont présentées dans le tableau (I.1) [105], [133], [134].

I.6.1 Signaux COMPASS

Les signaux COMPASS utilisent la modulation QPSK avec la technique CDMA [133]. Les satellites transmettent actuellement des signaux GNSS dans trois bandes comme illustré dans le tableau 1 (cf. Annexe). Les fréquences des porteuses sont données comme suit :

$$f_{B1} = 1561,098 \text{ MHz,}$$

$$f_{B1-2} = 1589,742 \text{ MHz,}$$

$$f_{B2} = 1207,14 \text{ MHz,}$$

$$f_{B3} = 1268,52 \text{ MHz},$$

Les bandes de COMPASS chevauchent avec les bandes E2-L1-E1, E5B et E6 des autres systèmes. Chacun des signaux de COMPASS, dans ces bandes, a deux composantes une en phase et l'autre en quadrature [105], [133], [134].

I.6.2 Bandes COMPASS B1 et B2

Actuellement les signaux transmis sur les bandes B1 et B2 sont la somme des canaux I et Q. Le code PRN et le message de navigation sont modulés sur des porteuses de fréquences $f_{B1} = 1561,098 \text{ MHz}$ et $f_{B2} = 1207,14 \text{ MHz}$. Donc, le signal est composé du code PRN, du message navigation et d'une porteuse de fréquence centrale B1 ou B2. Par conséquent, les signaux COMPASS, dans B1 et B2 pour le $k^{\text{ième}}$ satellite, noté respectivement $S_{Com-B1}^k(t)$ et $S_{Com-B2}^k(t)$, sont exprimés comme suit [133]:

$$S_{Com-B1}^k(t) = \{A_{B1-I} C_{B1-I}^k(t) D_{B1-I}^k(t) \cos(2\pi f_{B1}t + \phi_{B1-I}^k) + A_{B1-Q} C_{B1-Q}^k(t) D_{B1-Q}^k(t) \sin(2\pi f_{B1}t + \phi_{B1-Q}^k)\} \quad (I.14)$$

$$S_{Com-B2}^k(t) = \{A_{B2-I} C_{B2-I}^k(t) D_{B2-I}^k(t) \cos(2\pi f_{B2}t + \phi_{B2-I}^k) + A_{B2-Q} C_{B2-Q}^k(t) D_{B2-Q}^k(t) \sin(2\pi f_{B2}t + \phi_{B2-Q}^k)\} \quad (I.15)$$

Avec:

A_{B1-I}, A_{B1-Q} et A_{B2-I}, A_{B2-Q} : Amplitudes des canaux I et Q pour les deux bandes B1 et B2 respectivement.

C_{B1-I}, C_{B1-Q} et C_{B2-I}, C_{B2-Q} : Codes PRN des canaux I et Q pour les deux bandes B1 et B2 respectivement.

D_{B1-I}, D_{B1-Q} et D_{B2-I}, D_{B2-Q} : Données de navigation des canaux I et Q pour les deux bandes B1 et B2 respectivement.

ϕ_{B1-I}, ϕ_{B1-Q} et ϕ_{B2-I}, ϕ_{B2-Q} : Phases initiale des porteuses B1 et B2 des canaux I et Q respectivement.

Les figures (I.15), (I.16) et (I.17) illustrent respectivement les signaux des bandes B1, B2 et B3 pour les composantes en phase et en quadrature.

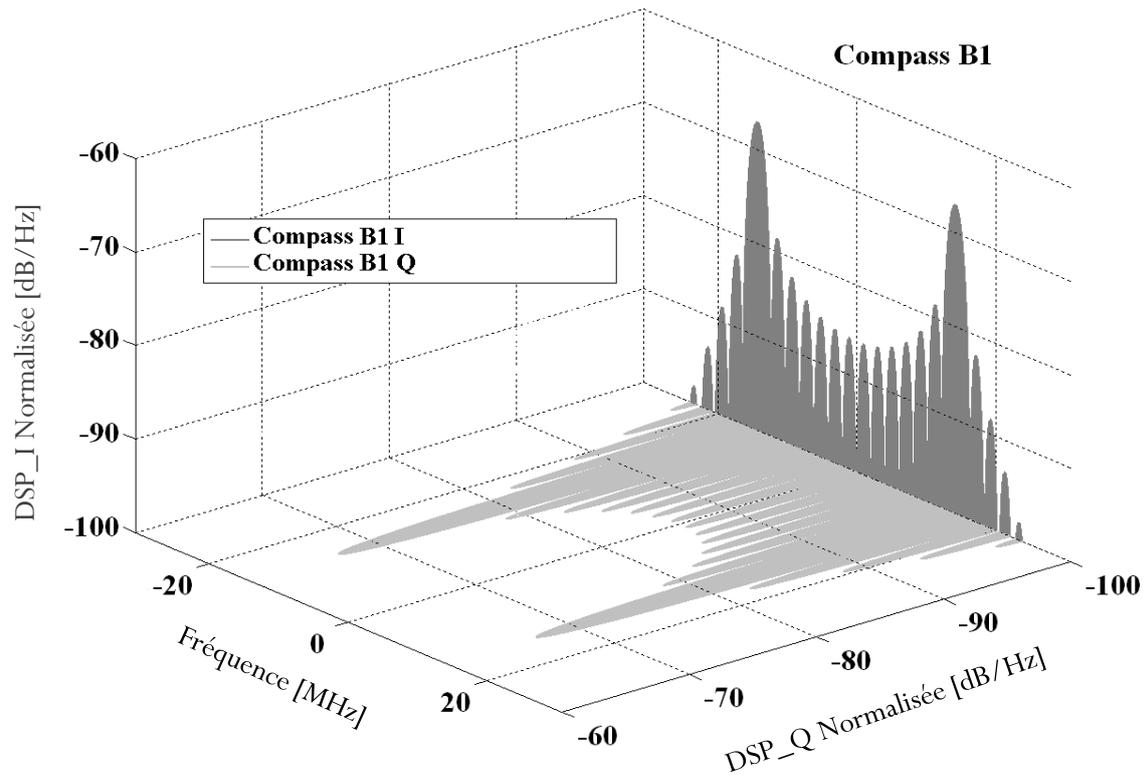


Figure.I.15 DSP des codes de la bande COMPASS –B1 [5].

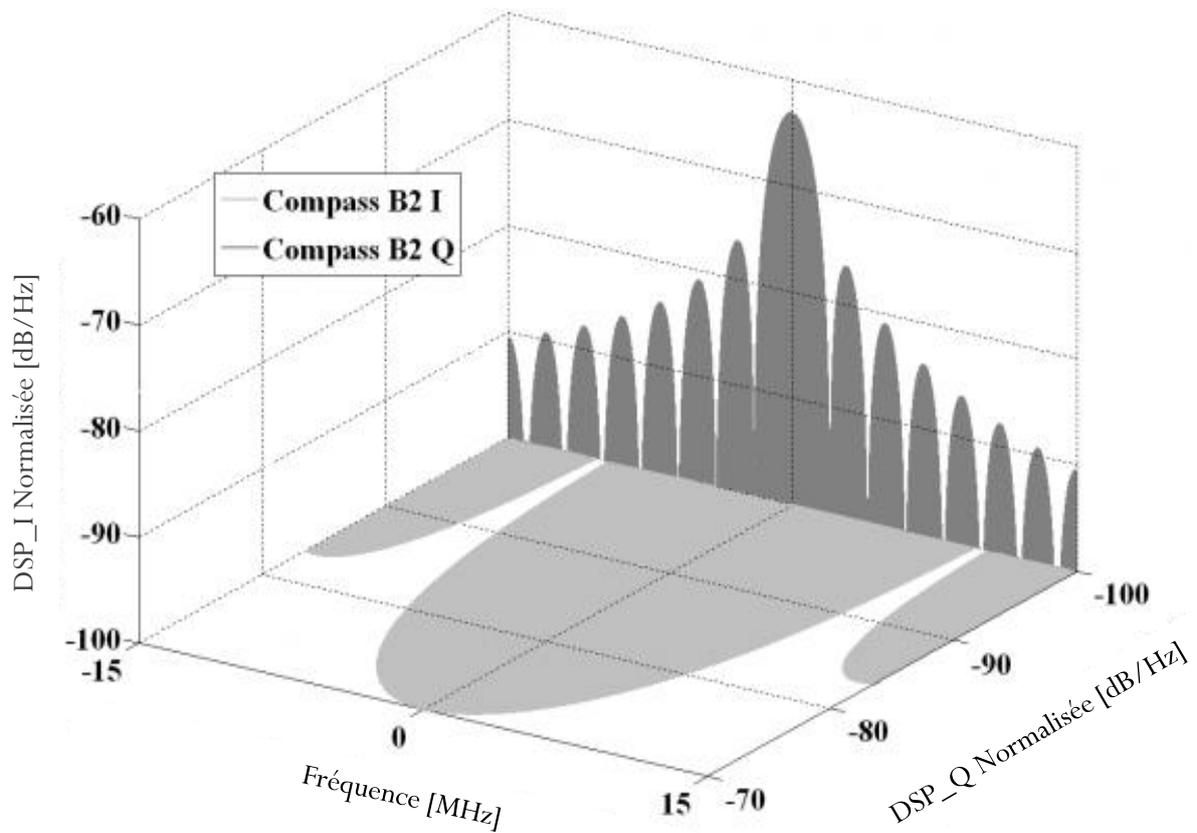


Figure.I.16 DSP des codes de la bande COMPASS -B2 [5].

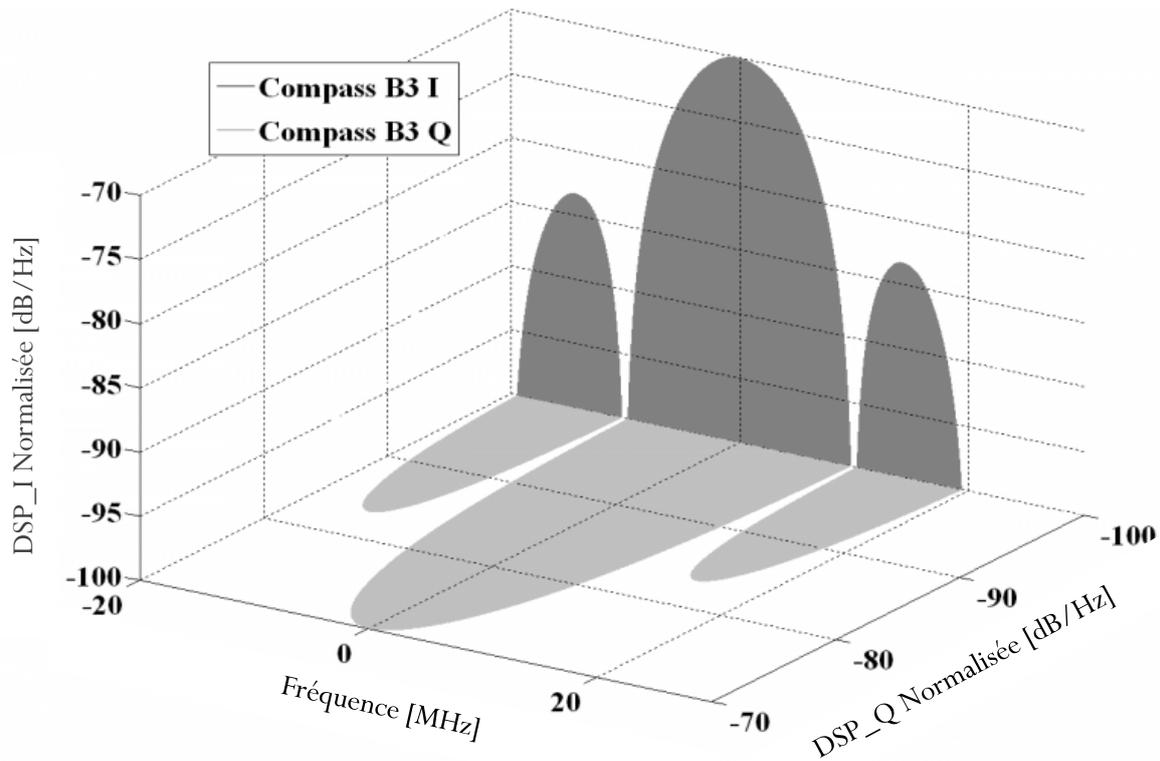


Figure. I.17 DSP des codes de la bande COMPASS -B3 [5].

Dans le futur, les satellites du système COMPASS sont prévus pour transmettre 10 signaux de navigation différents dans les trois bandes de fréquences B1, B2 et B3 comme illustré dans le tableau 1 (cf. Annexe) [135]. Pour la première bande B1, nous trouvons trois signaux : un signal de données B1-C_D et un signal de pilote B1-C_P modulés en TMBOC et un autre signal de pilote B1 modulé en BOC(14,2). La bande B2 sera divisée en deux sous-bandes appelées B2a et B2b. Elle comprend quatre signaux qui sont accessibles à tous les utilisateurs de COMPASS et modulés par la technique AltBOC(15,10). La bande B2a/B2b est réservée à deux signaux désignés au canal de données B2a_D/B2b_D et deux autres signaux désignés au canal de pilote B2a_P/B2b_P. Enfin, la bande B3 sera divisée en trois composantes : deux composantes B3-A_D, B3-A_P modulées par BOC(15,2.5) et une composante B3 modulée par BPSK(10) [135].

I.7 Compatibilité et interopérabilité GNSS

Dans de nombreux cas, un seul système GNSS n'est pas suffisant pour garantir les performances à l'utilisateur, en particulier dans des conditions difficiles telles que les milieux urbains. C'est pourquoi l'émergence de nouveaux systèmes Galileo et COMPASS et la modernisation actuels de GPS et GLONASS impliquent des discussions sur la compatibilité et l'interopérabilité entre les différents GNSS [4], [136], [137], [138], [139].

1.7.1 Compatibilité GNSS

La compatibilité des GNSS signifie que chacun de ces systèmes peut être mis en œuvre indépendamment sans affecter le fonctionnement des autres. Cela suppose en particulier que les caractéristiques des nombreux signaux (fréquence, bande passante, structure, puissance...etc.) transmis par l'un des systèmes n'interfèrent pas avec celles des autres. Pour cela, les différents systèmes GNSS ont été conçus pour être compatibles [4], [136], [137], [138].

1.7.2 Interopérabilité des Systèmes GNSS

L'interopérabilité signifie que l'utilisation combinée de plusieurs GNSS offre un service amélioré par rapport à ce que chacun de ces systèmes fournit indépendamment. L'interopérabilité des GNSS est la possibilité d'utiliser un ensemble de deux services ou deux signaux pour obtenir de meilleures performances [108], [137], [138], [139]. Durant ces dernières années, un nombre croissant d'accords ont été signés entre les opérateurs pour garantir l'interopérabilité des systèmes et signaux GNSS [136]. Il est possible de dire qu'en termes d'interopérabilité des systèmes GNSS, les quatre systèmes (GPS, Galileo, GLONASS et COMPASS) sont interopérables, et les utilisateurs peuvent obtenir de meilleurs services avec des récepteurs GNSS interopérables [108], [137], [138], [139].

1.7.2.1 Interopérabilité des signaux GNSS

L'interopérabilité des signaux est obtenue lorsque ces derniers, fournis par différents systèmes GNSS, sont suffisamment similaires pour permettre à un récepteur GNSS multi-constellation/Multifréquence de travailler avec une modification mineure pour obtenir la solution PVT [139] et réduire ainsi la complexité et le coût d'un récepteur GNSS MC/MF [140].

A partir du tableau 1 (cf. Annexe), on observe que chaque système GNSS utilise au moins trois fréquences différentes. On peut remarquer que tous les systèmes GPS, GLONASS, Galileo et COMPASS émettent simultanément sur une fréquence commune 1575,42 MHz. Ainsi, la fréquence 1176,45MHz sera la même dans les quatre GNSS dans le proche avenir. De nos jours, on remarque que la fréquence 1207,14 MHz est utilisée par les trois systèmes GNSS. Dans le cas du système GLONASS, les futurs signaux du programme de modernisation peuvent également être des signaux CDMA qui seront disponibles sur les porteuses 1575.42 MHz, 1176,45MHz et 1207,14 MHz. Ces signaux seront ouverts et seront basés sur les mêmes fréquences et formats que ceux du GPS-L5, du GPS-L1C et Galileo/COMPASS E1, E5a et E5b [141], [142], [143], [144], [145], [146].

Les cinq fréquences actuellement utilisées ou prévues dans les quatre systèmes GPS, Galileo, GLONASS et COMPASS sont obtenues de la fréquence fondamentale $f_0 = 10,23\text{MHz}$. Dans le cas des porteuses 1176,45 MHz, 1207,14 MHz, 1227,60 MHz, 1278,75 MHz et 1575,42 MHz, le facteur de multiplication par rapport à f_0 est respectivement 115, 118, 120, 125 et 154. Il est intéressant aussi de constater que les signaux GNSS appartiennent aux familles des

modulations BOC et BPSK ou QPSK. Sachant qu'une modulation QPSK peut être traitée comme une BPSK, dans ce cadre, les systèmes GPS, GLONASS, Galileo et Compass peuvent être considérés comme interopérables entre eux, au niveau du signal, dans certaines bandes de fréquences (par exemple L1, E1 et B1). La structure des messages de navigation peut compliquer la gestion de tous ces signaux GNSS. Si la structure diffère trop d'un signal à l'autre, chacun de ces types doit être traité de manière différente. Cela implique une augmentation de la mémoire programme nécessaire pour un récepteur GNSS MC/MF.

Alors que la plupart des horloges dans le monde sont synchronisées avec l'UTC (Universal Time Coordinated), les horloges atomiques des satellites GNSS sont réglées sur leur propre temps. Le système temporel Galileo (GST) est basé sur TAI (Time Atomic International) et le COMPASS sur la référence temporelle BDT (BeiDou Time). Tandis que le temps du système GPS (GPST) et le temps système GLONASS (GLONASSST) sont respectivement basés sur les versions U.S. et Russe de l'UTC [4], [107], [138], [147]. Les fournisseurs des services GNSS ont accepté de diffuser le décalage temporel qui peut être utilisé au niveau du récepteur. Certains récepteurs utilisent également ce décalage temporel comme une inconnue supplémentaire à résoudre dans la solution de navigation. Dans ce contexte, tous les systèmes GNSS peuvent être considérés comme interopérables [137].

Finalement, il est possible de conclure que dans le proche avenir tous les systèmes GNSS seront entièrement interopérables au niveau du système et au niveau des signaux. Ceci permettra une implémentation plus facile et moins coûteuse des récepteurs GNSS MC/MF.

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une description détaillée des systèmes de radionavigation par satellite GPS, GALILEO, GLONASS et COMPASS. En effet, nous avons montré les différents segments constituant ces systèmes, les différentes constellations disponibles ou en cours de développement et les services associés à chacun de ces systèmes. On peut remarquer aisément qu'au sein des systèmes nouveaux, les signaux et services se sont multipliés. En outre, la modernisation des systèmes GPS et GLONASS ainsi que le développement de nouveaux systèmes de navigation ont été effectués en favorisant l'interopérabilité ce qui permettra d'avoir une meilleure disponibilité du service de positionnement en utilisant un récepteur GNSS multi-constellation multifréquence dans des environnements difficiles.

En ce qui concerne les signaux GNSS, on remarquera d'une part la généralisation de l'utilisation d'une voie pilote en plus d'une voie donnée pour la plupart des services des systèmes GNSS ; ceci va admettre d'atteindre de meilleures performances en termes de temps d'acquisition et de seuil de poursuite des signaux.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les principes des modulations utilisées par les systèmes GNSS ancienne et nouvelle générations.

THESE DE DOCTORAT

Chapitre II Modulations GNSS

*ACQUISITION ET POURSUITE DES SIGNAUX GNSS
MULTIFREQUENCES ET MULTI-CONSTELLATIONS DANS UN
MILIEU OUTDOOR*

II.1 Introduction

Les satellites GNSS utilisent la technique CDMA pour transmettre des signaux à spectres étalés sur plusieurs porteuses dans les bandes de fréquences partagées [92], [107], [105], [108]. Avec la technique CDMA, on attribue à chaque satellite un code PRN unique. Par conséquent, la séparation entre les satellites devient possible parce que les codes PRN sont décorrélés les uns avec les autres. L'étalement du signal est obtenu grâce à l'utilisation d'un code pseudo-aléatoire qui module le message de navigation [105]. Quelles que soient les séquences d'étalement, les signaux comportent différentes modulations qui rendent leurs spectres différents. Ces dernières années, plusieurs types de modulation ont été étudiés pour les applications de navigation par satellites.

Dans ce chapitre nous allons étudier les modulations GNSS actuelles et futures pour le GPS et le GLONASS et celles attendues pour le Galileo et le COMPASS. Premièrement, la modulation BPSK classique avec des symboles d'étalement rectangulaires conventionnels (Non Remise à Zéro) est présentée. Ensuite, on expose la nouvelle modulation, appelée BOC, qui est une meilleure conception de modulation pour les systèmes GNSS de nouvelle génération [14], [105]. Les dérivées de la modulation BOC telles que la CBOC, la TMBOC et la BOC-AW appliquées aux systèmes de navigation seront aussi étudiées dans ce chapitre. Enfin, nous présentons une étude détaillée de la modulation BCS et sa version CBCS composée. Finalement, les fonctions d'autocorrélation ACF et les caractéristiques de densité spectrale de puissance DSP de toutes ces modulations GNSS seront discutées dans ce chapitre.

II.2 Modulation GNSS

II.2.1 Modulation BPSK

BPSK est une modulation très importante et utile dans la navigation par satellites [105], [148]. Elle est caractérisée par le fait d'avoir seulement deux niveaux de symboles $\{+1, -1\}$ pour les bits 1 et 0 respectivement. Dans cette technique de modulation, telle qu'illustrée dans la figure II.1, lors de la transition d'un bit, la phase du signal résultant est déphasée de 180° [105], [107], [148]. Dans la littérature, la notation BPSK(β) est couramment utilisée. Elle décrit un signal ayant le débit de code d'étalement $\beta \times 1,023$ MHz modulé en BPSK [105]. Le signal modulé en BPSK(β) peut être donné comme suit :

$$S_{BPSK(\beta)}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k h_{T_C}(t - kT_C) \quad (\text{II.1})$$

Avec :

a_k : Valeurs (+1 ou -1) de la séquence d'étalement.

T_C : Durée de chip $T_C = \frac{T_0}{\beta}$ et $T_0 = \frac{1}{1023}$ ms.

$h_{T_c}(t)$ est l'impulsion rectangulaire définie par:

$$h_{T_c}(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{T_c} & \text{pour } 0 < t < T_c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Cette modulation est bien connue car elle était déjà utilisée dans le système GPS avec les signaux ancienne génération pour transmettre les signaux C/A et P(Y) comme nous l'avons décrit dans le chapitre précédent.

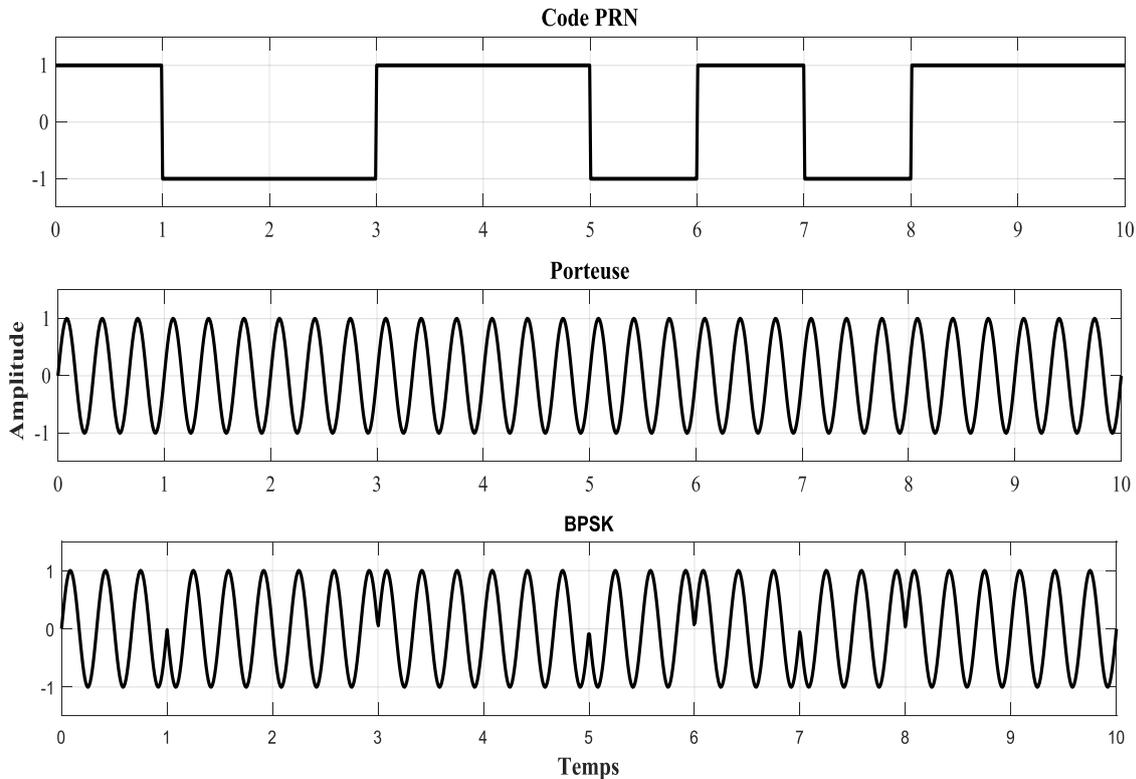


Figure.II.1 Modulation BPSK.

II.2.1.1 ACF du signal modulé en BPSK

Les performances du traitement de signal au niveau du récepteur GNSS sont fortement liées à la forme de l'ACF entre les signaux GNSS reçu et leurs répliques générées localement. Elle est calculée entre le signal $S(t)$ entrant et sa réplique $S_L(t)$ correspondante et elle est donnée par :

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(t)S_L(t - \tau)dt \quad (\text{II.3})$$

Avec :

τ : Décalage temporel appliqué au code généré localement. L'expression de l'ACF des signaux modulés en BPSK est donnée par [105]:

$$R_{BPSK}(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_c}, & |\tau| \leq T_c \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

La figure (II.2) illustre la forme générale de l'ACF d'un signal modulé en BPSK.

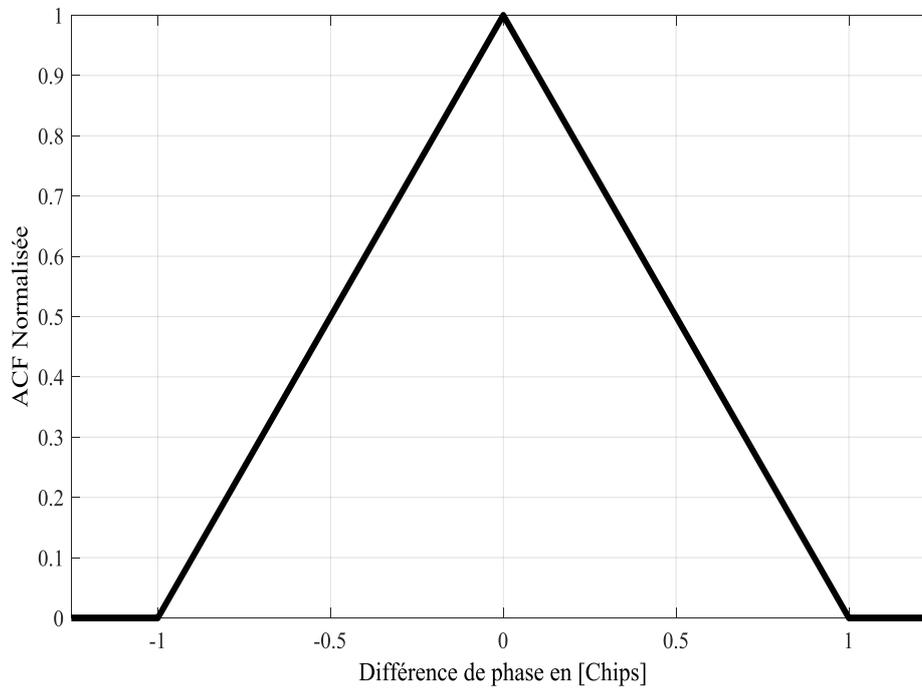


Figure.II.2 ACF du signal BPSK.

On remarque que la forme de l'ACF du signal BPSK présente un seul pic de forme approximative d'un triangle isocèle où la base est égale à $2T_c$. Ce pic correspond à l'alignement parfait du code reçu avec le code généré localement au niveau du récepteur GNSS.

II.2.1.2 DSP du signal modulé en BPSK

La définition réelle de la DSP est la transformée de Fourier de l'ACF. Elle permet de connaître la distribution spectrale de puissance d'un signal en fonction de la fréquence. La DSP du signal modulé en BPSK est donnée par l'expression suivante [105], [149]:

$$G_{BPSK}(f) = \frac{1}{f_c} \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{\frac{\pi f}{f_c}} \right)^2 \quad (\text{II.5})$$

La figure (II.3) présente les DSPs normalisées des codes BPSK(1), BPSK(2), BPSK(4) et BPSK(5). On peut remarquer, d'après cette figure, que les DSPs des signaux modulés en BPSK ont la plupart de leur énergie spectrale concentrée autour du lobe principal. La DSP est constituée de ce lobe

principal qui est unique et de plusieurs lobes secondaires. La largeur du lobe principal est égale à deux fois la fréquence du code d'étalement.

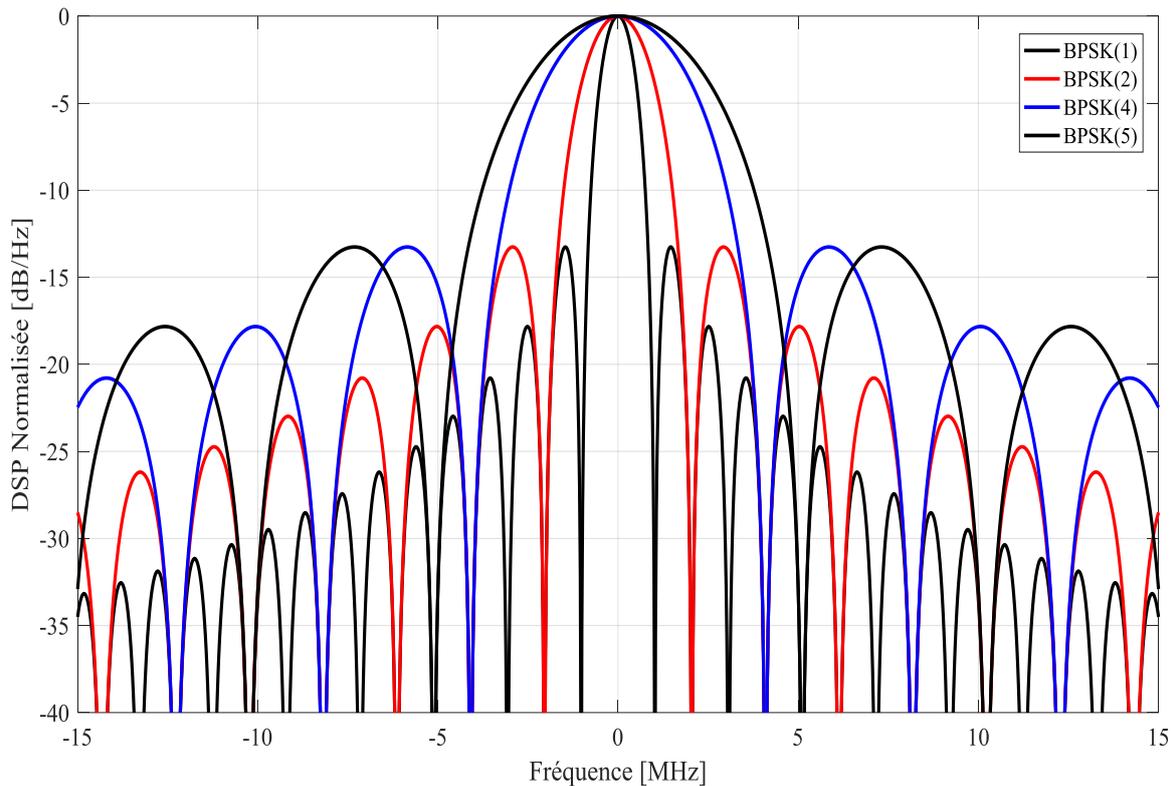


Figure.II.3 DSPs des codes BPSK(1), BPSK(2), BPSK(4) et BPSK(5).

II.2.2 Modulation BOC

Les systèmes GNSS modernisés utilisent la modulation à double décalage fréquentiel BOC caractérisée par la présence d'un signal supplémentaire appelé sous-porteuse. Ce nouveau type de modulation rend les signaux GNSS plus performants que les signaux BPSK puisqu'il permet d'une part, d'améliorer le partage spectral de la bande passante entre les signaux GNSS existants et d'autre part, d'assurer l'obtention de meilleures performances en termes de résistance aux MP, aux interférences et au bruit [14], [150]. Les signaux BOC, caractérisés par ce double décalage spectral, utilisent outre le code d'étalement de taux f_c une sous-porteuse carrée de fréquence f_s tel qu'illustré dans la figure II.4. Comme nous l'avons vu au premier chapitre, la modulation BOC est notée par $BOC(f_s, f_c)$, ou $BOC(\alpha, \beta)$ [14]. Ici, la fréquence de la sous-porteuse est égale à $\alpha \times 1.023 MHz$, alors que le taux de chip du code est réellement $\beta \times 1.023 MHz$ [14]. Par exemple, la modulation BOC(10,5) désigne que $f_s = 10 \times 1.023 \cdot 10^6 = 10.23 MHz$ et $f_c = 5 \times 1.023 \cdot 10^6 = 5.115 MHz$. La fréquence de la sous-porteuse carrée est le double de la fréquence du code d'étalement pour les signaux modulés en $BOC(2f, f)$.

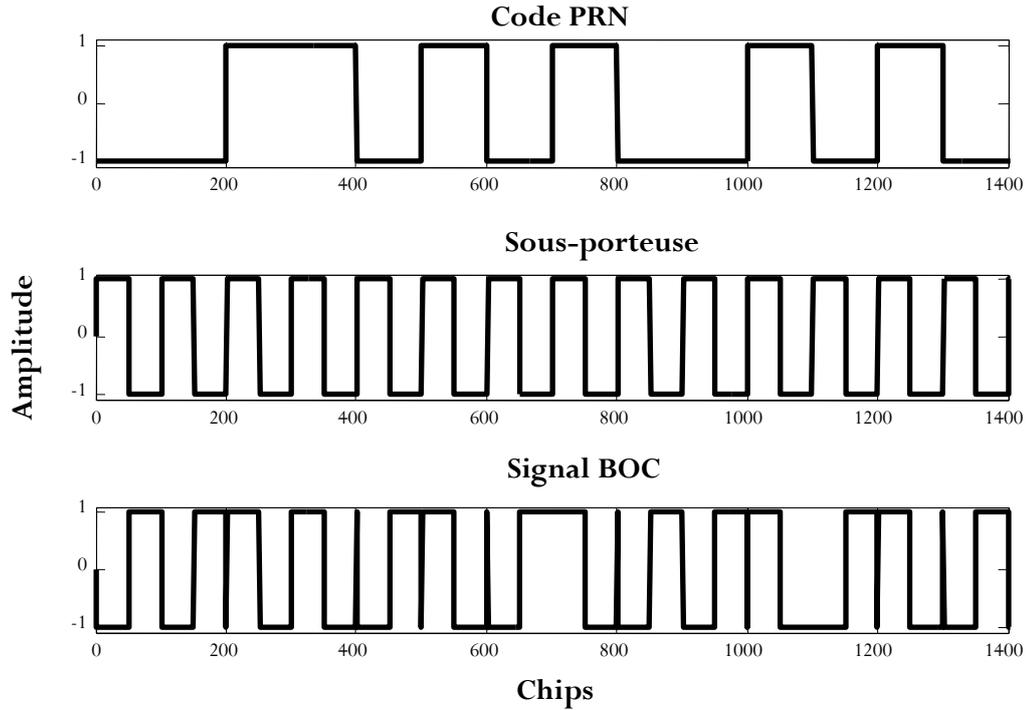


Figure.II.4 Modulation BOC.

Le résultat de la modulation de la sous-porteuse est obtenu par la division du spectre BPSK classique en deux répartitions symétriques avec aucune puissance restante sur la fréquence porteuse.

L'enveloppe complexe d'un signal modulé en BOC est donnée par [14]:

$$s(t) = e^{-j\theta} \sum_K a_k \mu_{MT_s}(t - KMT_s - t_0) C_{T_s}(t - t_0) \quad (\text{II.6})$$

Avec :

a_k : Coefficient des données de navigation.

$C_{T_s}(t)$: Sous-porteuse périodique de période $2T_s$.

$\mu_{MT_s}(t)$: Code d'étalement.

M : Ordre de modulation qui représente le nombre des demi-périodes de la sous-porteuse pendant lesquelles la valeur du code d'étalement reste la même [14], [34]. Il est défini par l'équation (II.7) suivante :

$$M = \frac{2 \times f_s}{f_c} = \frac{2 \times \alpha}{\beta} \quad (\text{II.7})$$

La figure (II.5) présente le schéma de génération du signal de modulation BOC. Le signal BOC est constitué de la séquence du code PRN, de la sous-porteuse carrée et des données de navigation. La génération des données, du code d'étalement, de la sous-porteuse et de la porteuse RF utilise une horloge commune pour que les passages à zéro soient alignés [14], [150].

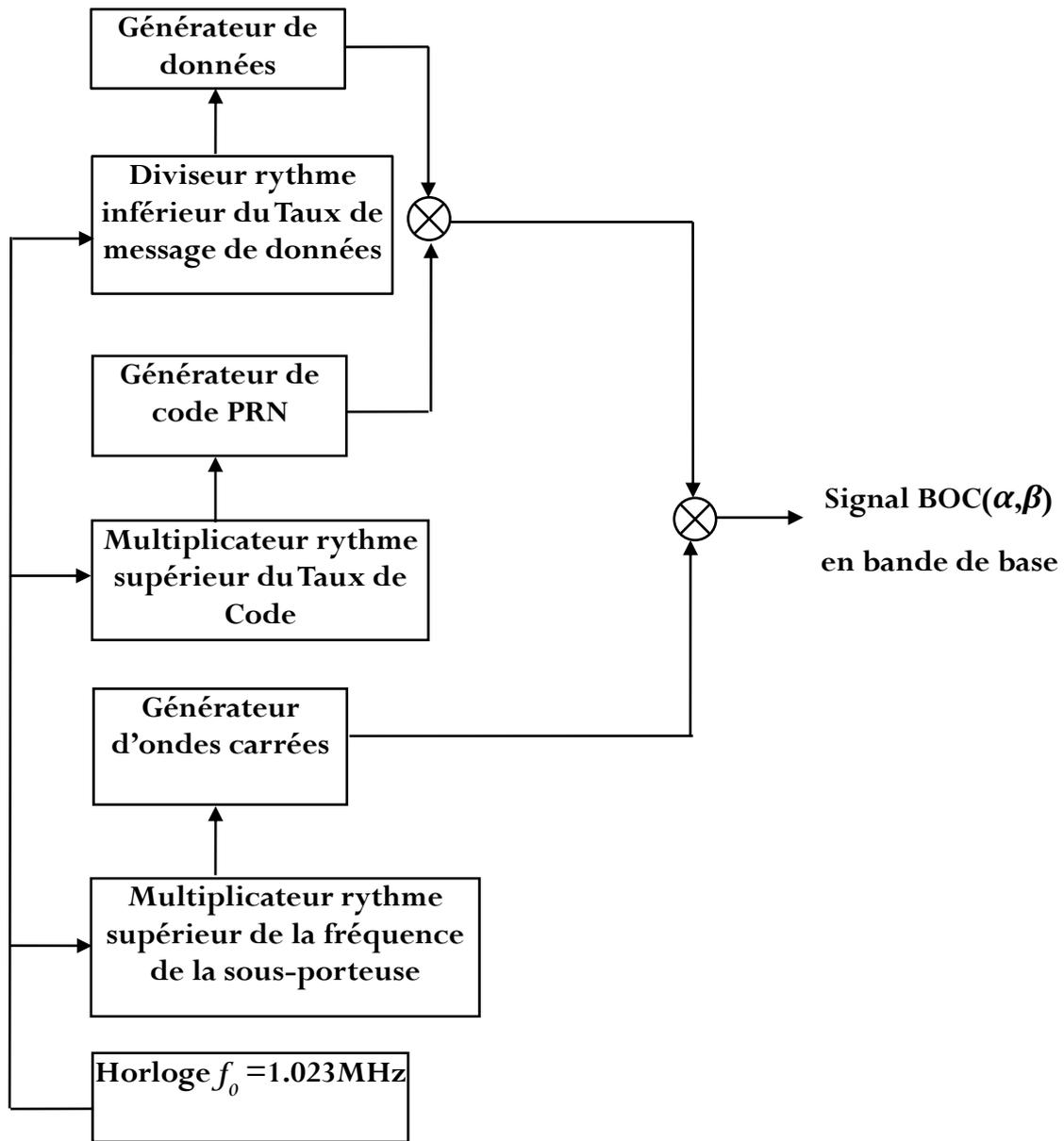


Figure.II.5 Génération des signaux de modulation BOC.

Tous les signaux en bande de base, générés par le schéma de la figure (II.5) ont des valeurs binaires, et peuvent être implémentés par la logique binaire [14]. Une représentation équivalente de l'équation (II.6), décrivant la modulation BOC, peut être écrite comme suit [14]:

$$S_{BOC(f_s, f_c)}(t) = e^{-j\theta} \sum_K a_k q_{MT_s}(t - KMT_s - t_0) \quad (\text{II.8})$$

Pour M pair, et

$$S_{BOC(f_s, f_c)}(t) = e^{-j\theta} \sum_K (-1)^K a_k q_{MT_s}(t - KMT_s - t_0) \quad (\text{II.9})$$

pour M impair, avec $q_{MT_s}(t)$ est le code d'étalement donné par :

$$q_{MT_s}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \mu_{T_s}(t - mT_s) \quad (\text{II.10})$$

Donc, $q_{MT_s}(t)$ consiste en M demi-cycles de la sous-porteuse qui sont alternés de +1 et -1. Chaque fois que M devient pair, $q_{MT_s}(t)$ balance vers un autre chip. La modulation BOC généralise un code Manchester a plus qu'un point de passage par zéro par chip du code PRN [22]. Par exemple :

- Si $M=2$, on génère une modulation $BOC(f_c, f_c)$ qui est un code du type Manchester.
- Si $M=1$, on génère une modulation $BOC\left(\frac{f_c}{2}, f_c\right)$ qui est un code d'étalement du type NRZ (non-retour à zéro). Dans ce cas, la modulation générée a les mêmes propriétés statistiques du deuxième ordre (ACF et DSP) que celles d'une modulation PSK-R (Phase Shift Keying with Rectangular symbol) conventionnelle [22].

II.2.2.1 ACF du signal BOC

En général, la forme de l'ACF des signaux $BOC(\alpha, \beta)$ dépend des paramètres tels que l'ordre de modulation M et la durée de la demi-période T_s de la sous-porteuse. Le modèle mathématique de l'ACF normalisée des signaux modulés en $BOC(\alpha, \beta)$ a été proposé dans la référence [31] et il est donné comme suit:

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

Avec: $j \equiv \left\lceil \frac{|\tau|}{T_s} \right\rceil$: Nombre de chips de la sous-porteuse intégrées dans une unité de temps τ .

$\lceil \cdot \rceil$: Opérateur de seuil maximal.

Les figures (II.6) et (II.7) illustrent les ACFs des signaux $BOC(1,1)$, $BOC(2,1)$, $BOC(5,1)$, $BOC(10,5)$, $BOC(14,2)$ et $BOC(15,2.5)$. L'ACF d'une modulation BOC idéale (signal non filtré) est composée d'un ensemble de segments avec de multiples pics et points de passage par zéro. Le nombre des pics positifs et négatifs est égal à $(2M - 1)$ et ils sont séparés par une durée T_s [14]. Par exemple, pour le signal $BOC(5,1)$, l'ordre de modulation $M=10$, l'ACF possède 19 pics. En effet, plus M est grand, plus le nombre de pics est important, et plus le pic central de corrélation est fin. On note « l », l'indice du pic de l'ACF normalisée ($l = 0$ indique le pic du pic principal, $l = 1$ est l'indice du premier pic à droite par rapport au pic principal, ...etc.), la valeur du $l^{\text{ième}}$ pic est donnée par [14]:

$$l^{\text{ième}}_{Pic} = \frac{(-1)^{l(M-|l|)}}{M} \quad (\text{II.12})$$

Pour $l = 0, 1, \dots, M - 1$.

Le retard entre le pic principal et le premier point de passage par zéro est donné par l'équation suivante [14]:

$$\tau_{1^{er} \text{ zéro}} = \frac{\pm 1}{1.023 \times 10^6 (4f_S - f_C)} \quad (\text{II.13})$$

Le retard entre deux pics successifs dénoté par « support de la fonction de corrélation », est donné par [14]:

$$Supp = \frac{2}{f_C \times 1.023 \times 10^6} \quad (\text{II.14})$$

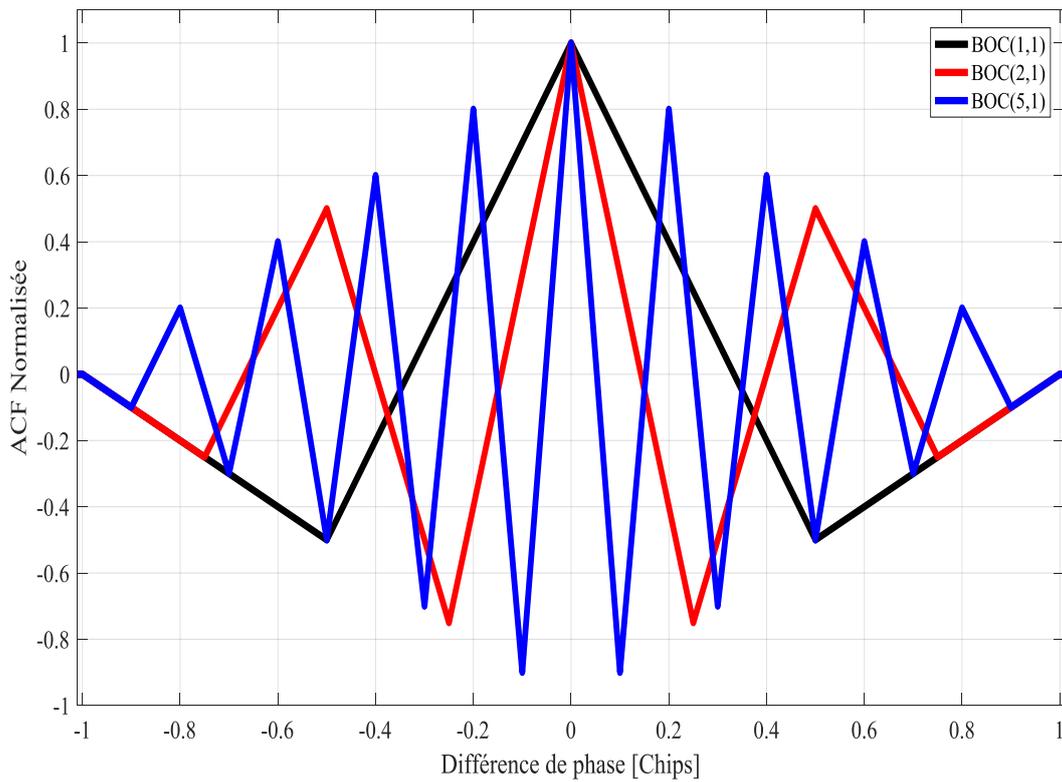


Figure.II.6 ACFs des codes $BOC(1,1)$, $BOC(2,1)$ et $BOC(5,1)$.

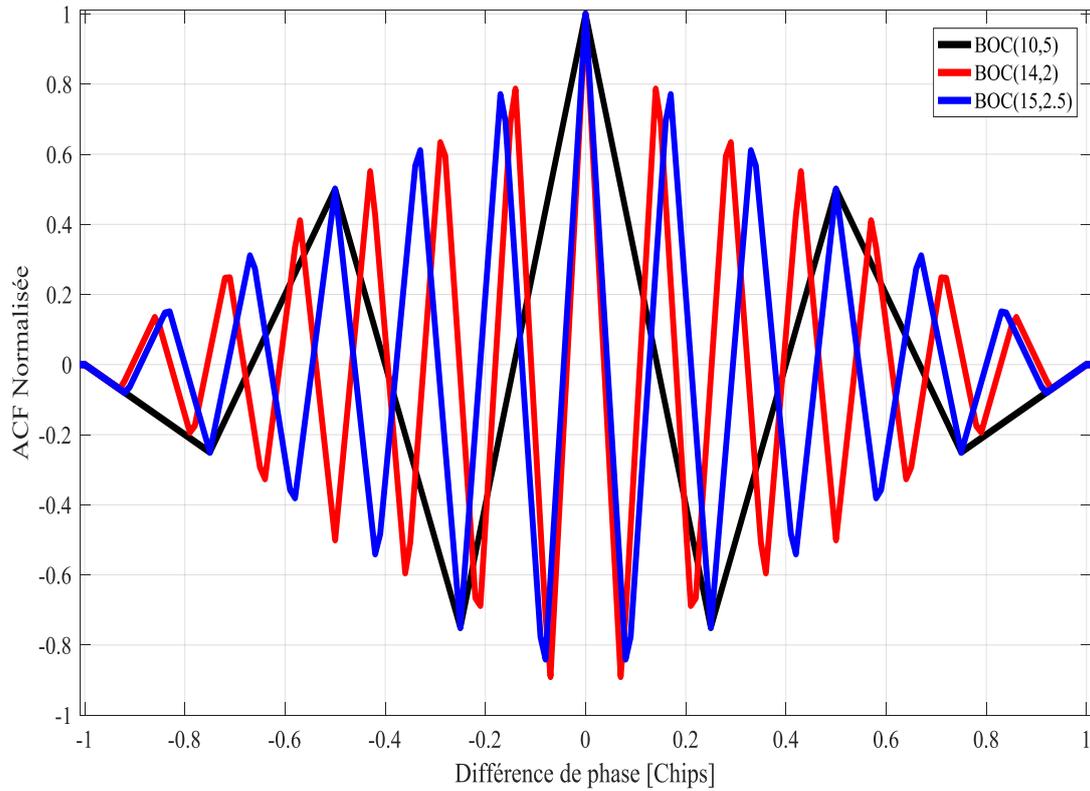


Figure.II.7 ACFs des codes $BOC(10,5)$, $BOC(14,2)$ et $BOC(15,2.5)$.

II.2.2.2 DSP du signal BOC

La DSP en bande de base normalisée du signal modulé en $BOC(\alpha, \beta)$, pour des valeurs binaires supposée équiprobables, indépendantes, et identiquement distribuées pour M pair, est donnée par [14]:

$$G_{BOC(f_s, f_c)}(f) = \frac{1}{MT_s} \left(\frac{\sin(\pi f T_s) \sin(M\pi f T_s)}{\pi f \cos(\pi f T_s)} \right)^2 = f_c \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{\pi f \cos\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right)} \right)^2 = f_c \left(\frac{\tan\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{\pi f} \right)^2 \quad (II.15)$$

Pour M impair, elle est donnée par [14] :

$$G_{BOC(f_s, f_c)}(f) = \frac{1}{MT_s} \left(\frac{\sin(\pi f T_s) \cos(M\pi f T_s)}{\pi f \cos(\pi f T_s)} \right)^2 = f_c \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right) \cos\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{\pi f \cos\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right)} \right)^2 = f_c \left(\frac{\tan\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right) \cos\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{\pi f} \right)^2 \quad (II.16)$$

On remarque que les expressions (II.15) et (II.16) précédentes de la DSP sont similaires. En effet, la seule différence est l'apparition d'un cosinus ou d'un sinus dans les numérateurs des deux équations [14].

Quand $M=1$, l'équation (II.16) devient :

$$G_{BOC(f_c/2, f_c)}(f) = T_s \left(\frac{\sin(\pi f T_s)}{\pi f T_s} \right)^2 = \frac{1}{f_c} \left(\frac{\sin(\frac{\pi f}{f_c})}{(\frac{\pi f}{f_c})} \right)^2 \quad (\text{II.17})$$

Cette expression est conventionnelle avec la DSP d'une modulation PSK-R comme indiquée dans la section précédente [14]. La figure (II.8) illustre les DSPs des codes modulés en BOC(1,1), BOC(2,1), BOC(4,1) et BOC(8,1). La somme du nombre de lobes principaux et du nombre de lobes secondaires entre les lobes principaux est égale à M . Par exemple, le spectre du signal BOC(4,1) (d'ordre de modulation $M = 8$) comporte six lobes latéraux entre les deux lobes principaux. Les points de passage par zéro des lobes principaux sont espacés de $2f_c$ tandis que ceux des lobes secondaires sont espacés de f_c .

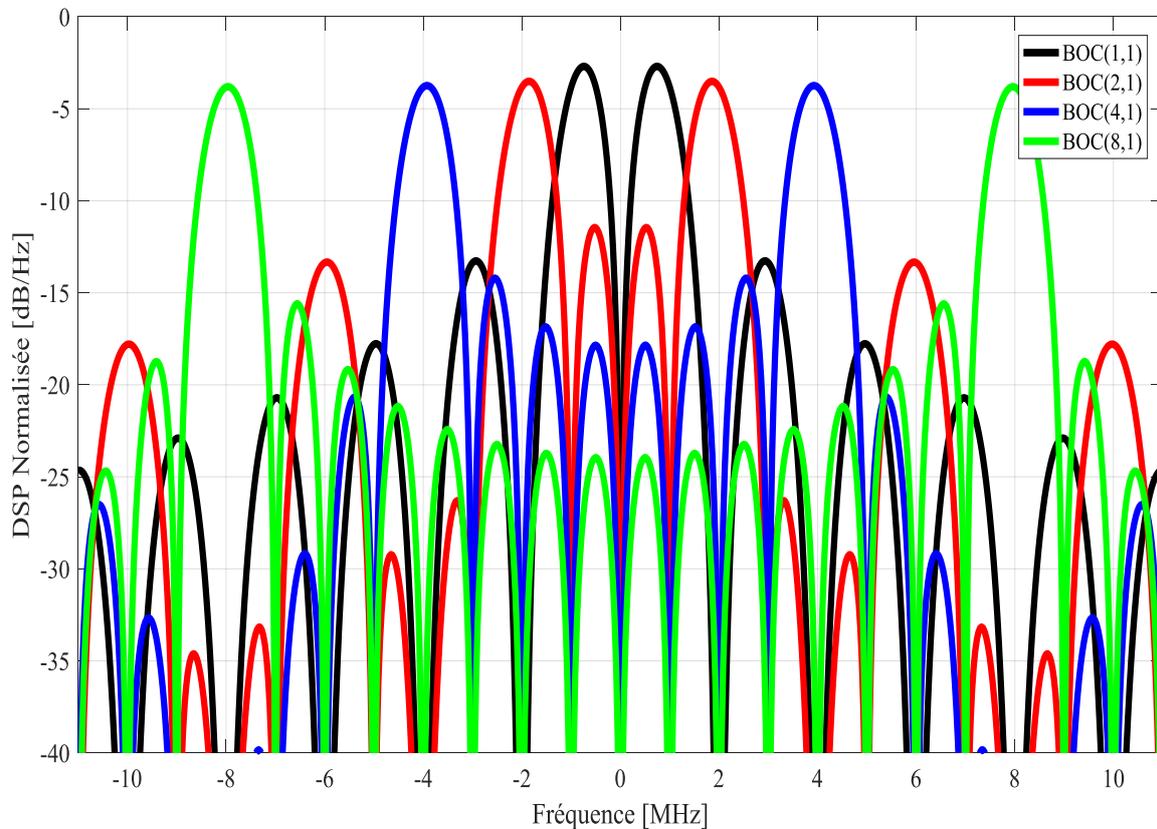


Figure.II.8 DSPs des codes BOC(1,1), BOC(2,1), BOC(4,1) et BOC(8,1).

II.2.2.2.1 BOC en sinus et en cosinus

Le signal modulé en BOC peut être considéré comme le résultat de la multiplication du signal BPSK-R par une sous-porteuse qui est égale au signe d'une onde sinus ou cosinus. Les signaux modulés en BOC sinus ou cosinus sont notés respectivement $BOC_{\sin}(\alpha, \beta)$ et $BOC_{\cos}(\alpha, \beta)$. Les expressions des sous-porteuses sinus et cosinus sont données respectivement par les équations (II.18) et (II.19) suivantes [151], [152], [153]:

$$S_{p-\sin}(t) = \text{sign}(\sin(2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot t)) \quad (\text{II.18})$$

$$S_{p-\cos}(t) = \text{sign}(\cos(2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot t)) \quad (\text{II.19})$$

Comme la phase de la sous-porteuse change, la DSP du signal BOC change aussi. Les expressions de la DSP du signal $BOC_{\cos}(\alpha, \beta)$ peuvent s'écrire comme suit [154]:

$$G_{BOC_{\cos}}(f) = f_c \left(\frac{2 \sin\left(\frac{\pi f}{f_c}\right) \sin^2\left(\frac{\pi f}{4f_s}\right)}{\pi f \cos\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right)} \right)^2 \quad \text{Si M paire} \quad (\text{II.20})$$

$$G_{BOC_{\cos}}(f) = f_c \left(\frac{2 \cos\left(\frac{\pi f}{f_c}\right) \sin^2\left(\frac{\pi f}{4f_s}\right)}{\pi f \cos\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right)} \right)^2 \quad \text{Si M impaire} \quad (\text{II.21})$$

La figure (II.9) montre la DSP du code BOC(6,1) modulé respectivement en sinus et en cosinus. Comme nous l'avons dit précédemment, pour la sous-porteuse $BOC_{\sin}(\alpha, \beta)$, la somme des nombres des lobes principaux et des lobes latéraux est égale à M. Cependant, d'après la figure (II.9), on n'observe pas la même chose pour le cas $BOC_{\cos}(\alpha, \beta)$. Dans ce dernier, le nombre de lobes entre les lobes principaux est inférieur ou égal à M, avec une puissance plus faible. De plus, les lobes externes pour le signal $BOC_{\cos}(\alpha, \beta)$ sont plus puissants en comparaison avec ceux de $BOC_{\sin}(\alpha, \beta)$. Comme la puissance est moins concentrée dans les lobes internes, la sous-porteuse $BOC_{\cos}(\alpha, \beta)$ permettra de réduire les interférences avec les signaux existants.

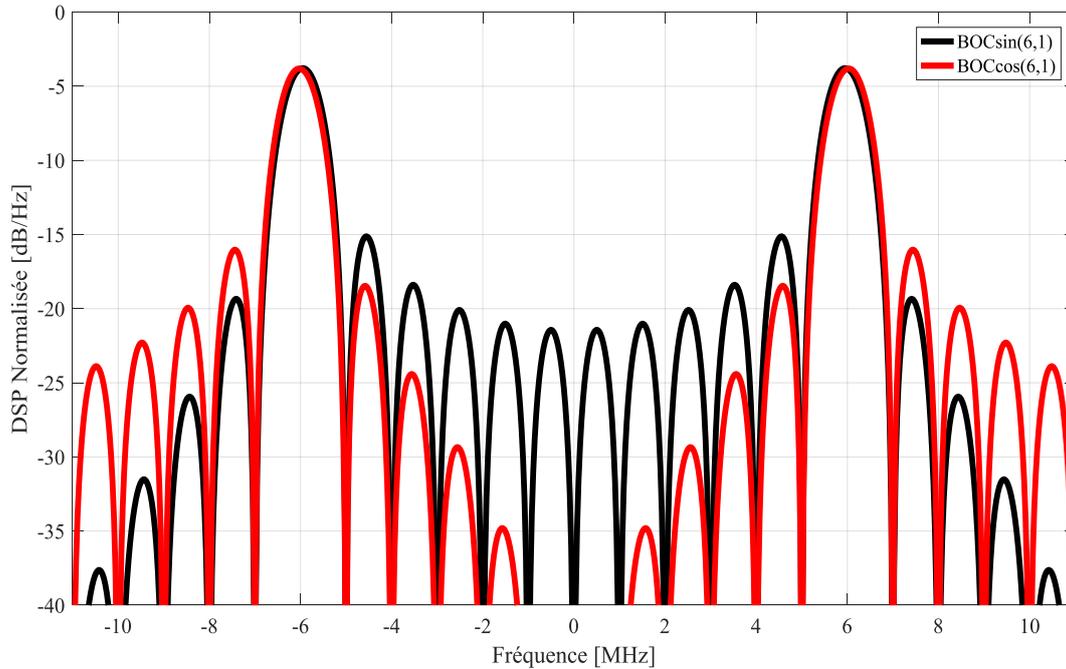


Figure.II.9 DSPs BOC(6,1) pour des sous porteuses sinus et cosinus.

II.2.3 Modulation MBOC

La modulation BOC multiplexé MBOC (Multiplexed BOC) a été recommandée par le groupe de travail GPS et Galileo sur l'interopérabilité et la compatibilité afin d'augmenter les capacités de la poursuite du signal Galileo OS et du signal GPS-L1C modernisé [17]. La modulation MBOC augmente la quantité de puissance dans les fréquences plus élevées en ajoutant une composante BOC de haute fréquence [18]. La modulation CBOC est un cas particulier de la modulation CBCS qui a été présenté dans [22], mais la séquence particulière de symbole codé binaire BCS (Binary Coded Symbol) est remplacée par le signal BOC(6,1). Deux approches (implémentations) fondamentales différentes ont été proposées dans la référence [17]. Il s'agit de la modulation BOC composée CBOC (Composite BOC) comme une forme d'onde du signal Galileo OS et la modulation BOC multiplexé dans le temps TBOC (Time-Multiplexed BOC) pour le signal civil GPS-L1C.

II.2.3.1 Implémentation CBOC

L'implémentation européenne de la modulation MBOC est nommée CBOC(6,1,1/11). Cette approche utilise une sous-porteuse à quatre niveaux comme l'illustre la figure (II.10). Elle est formée par la somme pondérée des symboles BOCsin(1,1) et BOCsin(6,1) avec une puissance dispatchée (50%/50%) entre la composante des données et la composante pilote [5], [18], [17] et [19].

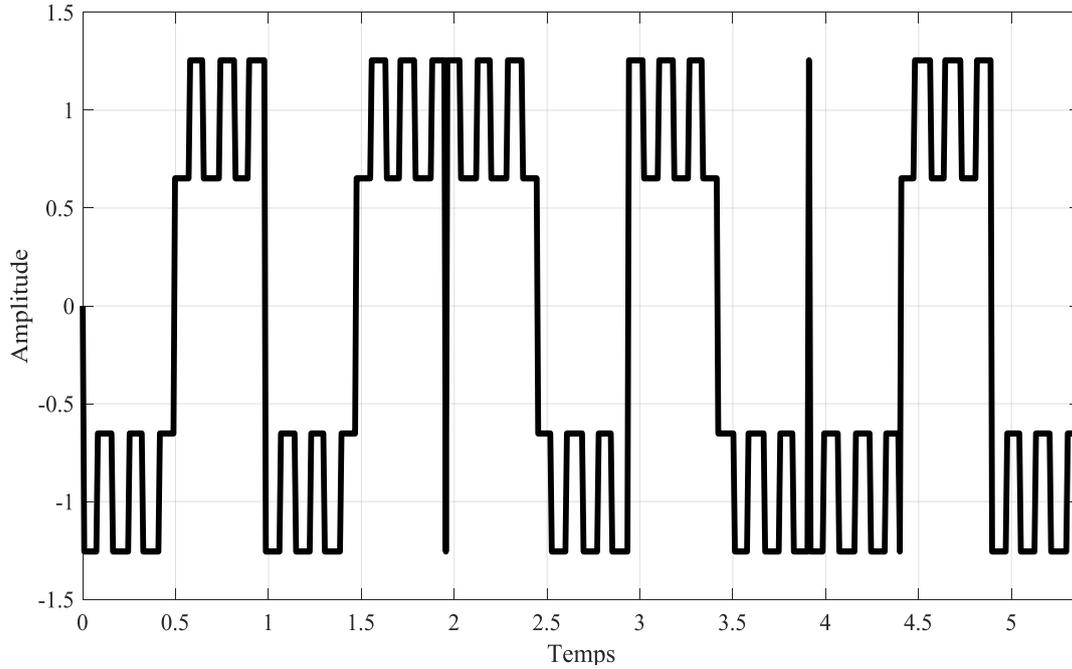


Figure.II. 10 Forme d'onde de la sous-porteuse CBOC.

Les formes d'onde utilisées dans le canal de données ou de pilote dépendent du choix de l'ensemble de modulation CBOC. Dans cette implémentation les symboles de CBOC sont formés de la somme de $\sqrt{\frac{10}{11}} S_{BOC}(1,1)(t)$ et $\sqrt{\frac{1}{11}} S_{BOC}(6,1)(t)$ de deux composantes pilote et data [18], [17]. Dans la référence [18], trois modèles possibles de l'implémentation CBOC sont présentés. Dans l'utilisation de l'approche CBOC(6,1,1/11), les canaux données et pilote ont une composante BOC(6,1) avec des signes opposés. Dans ce cas, la puissance de la composante BOC(6,1) est de 1/11 de la puissance totale du canal [18].

$$S_{CBOC(6,1,\frac{1}{11},'-')} (t) = C(t) \left\{ \sqrt{\frac{10}{11}} S_{BOC}(1,1)(t) - \sqrt{\frac{1}{11}} S_{BOC}(6,1)(t) \right\} \quad (\text{II.22})$$

$$S_{CBOC(6,1,\frac{1}{11},'+')} (t) = C(t) \left\{ \sqrt{\frac{10}{11}} S_{BOC}(1,1)(t) + \sqrt{\frac{1}{11}} S_{BOC}(6,1)(t) \right\} \quad (\text{II.23})$$

$$S_{CBOC(6,1,\frac{1}{11},'+/-')} (t) = \begin{cases} C(t) \left\{ \sqrt{\frac{10}{11}} S_{BOC}(1,1)(t) + \sqrt{\frac{1}{11}} S_{BOC}(6,1)(t) \right\} & \text{pour les chips pair} \\ C(t) \left\{ \sqrt{\frac{10}{11}} S_{BOC}(1,1)(t) - \sqrt{\frac{1}{11}} S_{BOC}(6,1)(t) \right\} & \text{pour les chips impair} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Avec : $C(t)$ est le code d'étalement utilisé,

$S_{BOC(1,1)}$ et $S_{BOC(6,1)}$ sont respectivement les sous-porteuses BOC(1,1) et BOC(6,1).

II.2.3.2 Implémentation TMBOC

TMBOC est l'implémentation américaine de la modulation MBOC pour le signal GPS modernisé L1C [17], [19]. Elle est basée sur l'utilisation d'une composante de la sous-porteuse binaire résultant du multiplexage temporel des sous-porteuses BOC(1,1) et BOC(6,1) selon un modèle déterministe. Le signal TMBOC peut être écrit comme suit [120]:

$$S_{TMBOC(6,1,p)}(t) = \begin{cases} S_{BOC(1,1)}(t) & \text{Si } t \in S_1 \\ S_{BOC(6,1)}(t) & \text{Si } t \in S_2 \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

S_1 et S_2 représentent chacun l'union des segments de temps lorsque les sous-porteuses BOC(1,1) et BOC(6,1) sont utilisées respectivement [17], [19].

Dans la référence [119], le signal TMBOC est défini comme un signal binaire avec un canal de données de bande étroite composée uniquement des symboles BOC(1,1). Tandis que le canal pilote large bande contient toutes les composantes BOC(6,1). En outre, 75% de la puissance totale est concentrée dans le canal pilote et 25% est allouée au canal de données. L'approche TMBOC utilise une répartition de puissance de (29/33) pour la composante BOC(1,1) et (4/33) pour la composante BOC(6,1). La figure (II.11) montre un exemple de la sous-porteuse pour l'implémentation TMBOC(6,1,4/33). Ici, les chips BOC(6,1) sont placés dans les endroits 1, 5, 7 et 30 pour chaque 33 symboles [17], [18] et [19]. Les DSPs des composantes de données et pilote, pour une répartition de puissance de 75% /25% sont données par les équations suivantes [17], [18] et [19]:

$$G_{Pilote}(f) = \frac{29}{33}G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{4}{33}G_{BOC(6,1)}(f) \quad (\text{II.26})$$

$$G_{Data}(f) = G_{BOC(1,1)}(f) \quad (\text{II.27})$$

$$G_{MBOC(6,1,\frac{1}{11})}(f) = \frac{3}{4}G_{Pilote}(f) + \frac{1}{4}G_{Data}(f) \quad (\text{II.28})$$

$$= \frac{10}{11}G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{1}{11}G_{BOC(6,1)}(f) \quad (\text{II.29})$$

Avec $G_{BOC(1,1)}(f)$ et $G_{BOC(6,1)}(f)$ sont respectivement les DSPs des composantes BOC(1,1) et BOC(6,1).

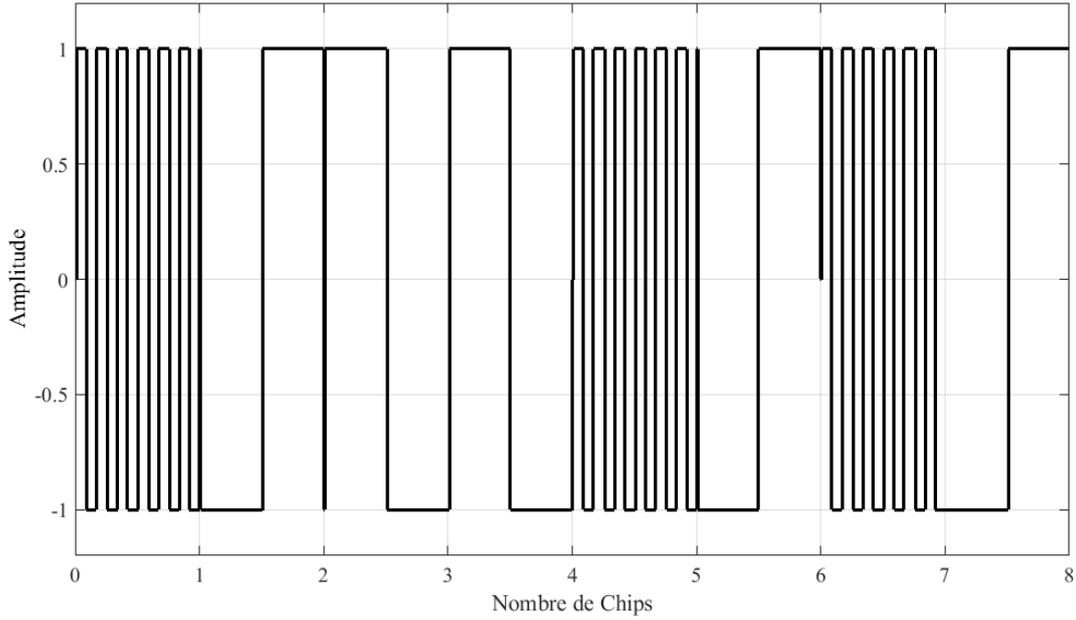


Figure.II.11 Sous-porteuse de TMSBOC(6,1,4/33).

Pour un signal avec une répartition de puissance 50%/50% entre le canal de pilote et le canal de données, l'implémentation TMSBOC consiste à utiliser tous les symboles d'étalement du signal BOC(1,1) sur le canal de données, et 2/11 des symboles d'étalement du signal BOC(6,1) sur le canal pilote. Dans ce cas, les DSPs des composantes données et pilote sont données par [17] , [18] et [19]:

$$G_{Pilote}(f) = \frac{2}{11} G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{2}{11} G_{BOC(6,1)}(f) \quad (\text{II.30})$$

$$G_{Data}(f) = G_{BOC(1,1)}(f) \quad (\text{II.31})$$

$$G_{MBOC(6,1,\frac{1}{11})}(f) = \frac{1}{2} G_{Pilote}(f) + \frac{1}{2} G_{Data}(f) \quad (\text{II.32})$$

$$= \frac{10}{11} G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{1}{11} G_{BOC(6,1)}(f) \quad (\text{II.33})$$

Une autre répartition de puissance 50%/50% entre le canal pilote et celui des données consiste à placer 1/11 des symboles d'étalement BOC(1,1) sur le canal pilote et celui des données. Les DSPs des composantes de données et pilote sont données par [17], [18] et [19]:

$$G_{Pilote}(f) = \frac{10}{11} G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{1}{11} G_{BOC(6,1)}(f) \quad (\text{II.34})$$

$$G_{Data}(f) = \frac{10}{11} G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{1}{11} G_{BOC(6,1)}(f) \quad (\text{II.35})$$

$$G_{MBOC(6,1,\frac{1}{11})}(f) = \frac{1}{2} G_{Pilote}(f) + \frac{1}{2} G_{Data}(f) \quad (\text{II.36})$$

$$= \frac{10}{11} G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{1}{11} G_{BOC(6,1)}(f) \quad (\text{II.37})$$

Les implémentations possibles (TMBOC et CBOC) de la modulation MBOC(6,1,1/11) sont résumés dans le tableau (II.1).

Data	Pilote	Pourcentage de Pilote
BOC(1,1)	TMBOC (6, 1,2 / 11)	50%
BOC(1,1)	TMBOC (6, 1,4 / 33)	75%
TMBOC(6, 1,1 / 11)	TMBOC (6, 1,1 / 11)	50%
TMBOC(6, 1,1 / 11)	TMBOC(6, 1,1 / 11)	75%
BOC(1,1)	CBOC(6, 1,2 / 11)	50%
BOC(1,1)	CBOC(6, 1,4 / 33)	75%
CBOC(6, 1,1 / 11)	CBOC(6, 1,1 / 11)	50%
CBOC(6, 1,1 / 11)	CBOC(6, 1,1 / 11)	75%

Tableau.II.1 Implémentations possibles de la modulation MBOC(6, 1,1/11) [17].

II.2.3.3 ACF des signaux CBOC et TMBOC

Le calcul de l'ACF d'un signal modulé en MBOC est d'une grande importance pour l'étude des propriétés de poursuite du signal MBOC. L'ACF du signal CBOC est définie par les expressions suivantes [17], [18], [19], [120] et [155]:

$$R_{CBOC(t-t)}(\tau) = \left((1 - P) R_x(\tau) + P R_y(\tau) - 2\sqrt{P(1 - P)} R_{x/y}(\tau) \right) \quad (\text{II.38})$$

$$R_{CBOC(t+t)}(\tau) = \left((1 - P) R_x(\tau) + P R_y(\tau) + 2\sqrt{P(1 - P)} R_{x/y}(\tau) \right) \quad (\text{II.39})$$

$$R_{CBOC(t+/-t)}(\tau) = \left((1 - P) R_x(\tau) + P R_y(\tau) \right) \quad (\text{II.40})$$

Avec :

$$P = \frac{1}{11}.$$

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

$R_{x/y}(\tau)$ est la fonction d'intercorrélation entre les signaux BOC (6,1) et BOC (1,1).

Les ACFs présentées dans les équations (II.38) et (II.39) montrent clairement l'existence du terme de la corrélation croisée entre les parties BOC(1,1) et BOC(6,1) pour les cas CBOC ("+") et CBOC ("-"). L'ACF du signal TMBOC est définie comme suit [17], [18], [19],[155] :

$$R_{TMBOC}(\tau) = \left((1 - Q)R_x(\tau) + Q R_y(\tau) \right) \quad (\text{II.41})$$

Avec :

$$Q = \frac{4}{33}.$$

La figure (II.12) illustre les ACFs normalisées des codes BOC(1,1), CBOC(6,1,1/11) et TMBOC(6,1,4/33). D'après cette figure, on observe que les pics des ACFs des signaux modulés en CBOC(6,1,1/11) et en TMBOC(6,1,4/33) sont plus étroits que celui du signal modulé en BOC(1,1). Ceci justifie la supériorité des performances des signaux MBOC en présence du bruit et des MTs [17], [18]. Cependant, les ouvertures entre -0,5 et 0,5 chips ainsi que les points de passage par zéro sont pratiquement les mêmes que celles du signal BOC(1,1).

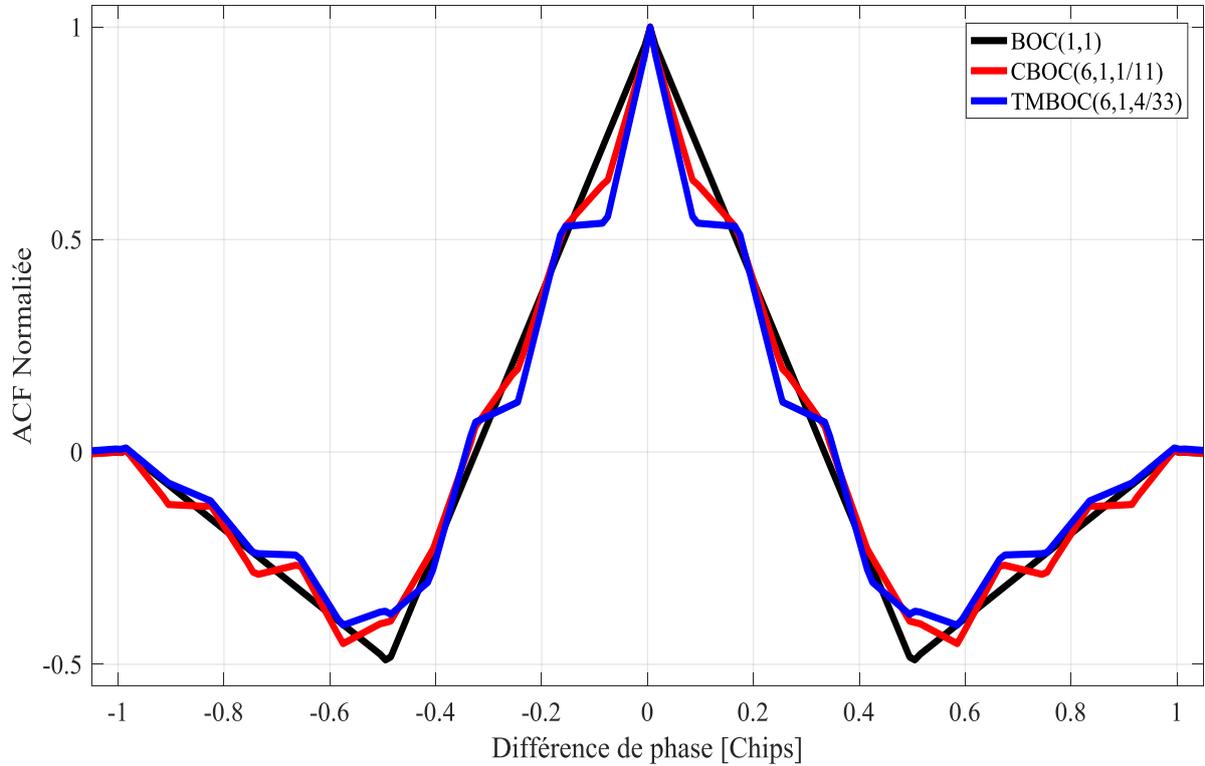


Figure.II.12 ACFs des codes BOC(1,1), CBOC(6,1,1/11) et TMBOC (6,1,4/33).

II.3.3.4 DSP du signal MBOC

L'idée principale derrière la modulation MBOC est de placer une petite quantité de puissance à des fréquences plus élevées afin d'améliorer la performance de poursuite des codes [17] [18]. La DSP du signal MBOC(6,1,1/11) est un mélange de la DSP du signal BOC(1,1) et du signal BOC(6,1). L'équation de DSP de modulation MBOC est donnée par [17]:

$$G_{MBOC}(f) = \frac{10}{11}G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{1}{11}G_{BOC(6,1)}(f) \quad (II.42)$$

Avec :

$G_{BOC(1,1)}(f)$: DSP du signal modulé en BOCsin(1,1).

$G_{BOC(6,1)}(f)$: DSP du signal modulé BOCsin(6,1).

La figure (II.13) illustre la DSP du signal MBOC(6, 1,1/11) en comparaison avec celles des signaux BOC(1,1) et BOC(6,1). On peut remarquer une augmentation de la puissance autour de la fréquence ± 6 MHz par rapport au signal BOC(1,1) en raison de la composante BOC(6,1).

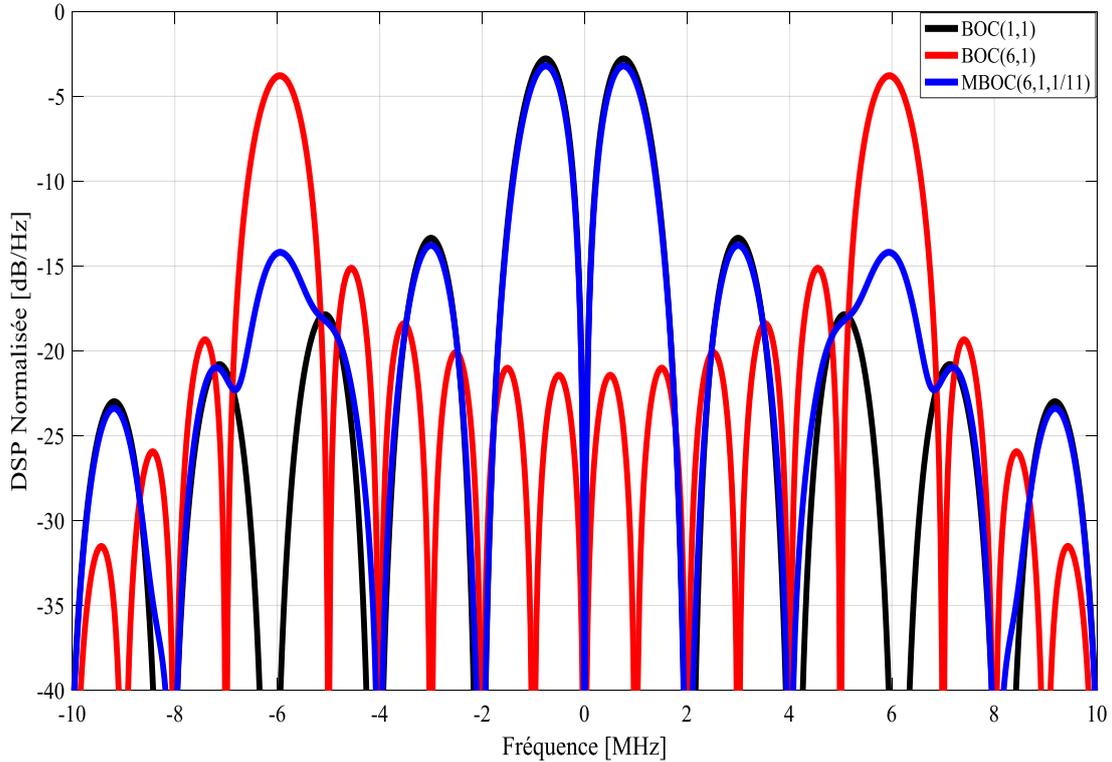


Figure.II.13 DSP des codes MBOC(6, 1,1/11), BOC(1,1) et BOC(6,1).

II.2.4 Modulation BOC-AW

La modulation BOC avec une largeur réglable BOC-AW (Binary Offset Carrier BOC with Adjustable Width) proposée dans [23], fournit les types généraux des formes d'onde BOC et TOC (Tertiary Offset Carrier) [5], [23]. Cette méthode élimine les composantes des lobes latéraux à côté du lobe principal et en même temps augmente les autres lobes latéraux des fréquences plus élevées afin d'obtenir de meilleures performances en présence des MTs et des interférences [23]. La modulation BOC-AW, notée BOC - AW($p, q, \alpha^{(M)}$), utilise des sous-porteuses à trois niveaux (-1, 0, 1) avec un plus grand nombre d'impulsions dans chaque demi-cycle de sous-porteuse par rapport au BOC(1,1), TOC, et MBOC. Le signal d'étalement dans la modulation BOC-AW est donné par l'équation suivante [23]:

$$S_{BOC-AW}(p,q,\alpha^{(M)})(t) = \sum_{m=0}^{n-1} \sum_{l=1}^{M/2} \sum_{i=0}^1 (-1)^m P_{l,i}(t - mT_S) \quad (II.43)$$

Avec :

$$\begin{aligned} n : & \text{Nombre de demi-période de la sous-porteuse } \frac{T_S}{2} \text{ pendant une période de code } T_C. \\ \alpha^{(M)} &= [\alpha^1, \alpha^2, \dots, \alpha^M] \text{ et } 0 \leq \alpha^1 < \alpha^2 < \dots < \alpha^M \leq 1, \end{aligned} \quad (II.44)$$

$M = \{2, 4, 6\}$.

$P_{l,i}(t)$ est une forme d'onde carrée donnée par [23]:

$$P_{l,i}(t) = \begin{cases} 1 & (2i + (-1)^i \alpha_{(2l+i-1)}) \times \frac{T_S}{2} \leq t < (2i + (-1)^i \alpha_{(2l-i)}) \times \frac{T_S}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

Les formes d'onde de modulation BOC-AW dépendent des paramètres f_s, f_c et $\alpha^{(M)}$. Pour sélectionner les formes d'onde BOC-AW les plus avantageuses en termes de bruit, de MT et de réduction de brouillage, un choix judicieux de ces paramètres est nécessaire. Les formes $S_{BOC-AW}(p,q,\alpha^{(M)})(t)$ dérivées du modèle général de l'équation (II.43), pour les différentes valeurs de M et avec un choix judicieux de $\alpha^{(M)}$, sont illustrées sur la figure (II.14).

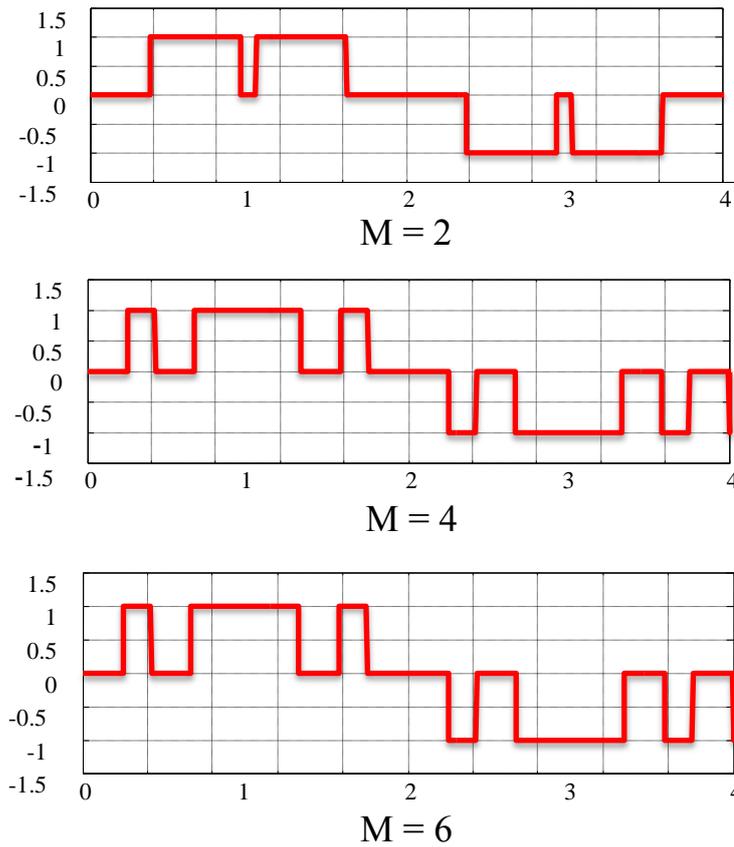


Figure.II.14 Différentes formes des signaux modulés en **BOC – AW** ($p, q, \alpha^{(M)}$).

À cause de la présence des niveaux zéro dans les formes d'onde BOC-AWs, comme présenté dans la figure (II.14), l'application directe des signaux BOC-AW dans les systèmes GNSS peut conduire à des fluctuations de puissance importantes du signal RF. Ceci est fortement non toléré et représente une limitation de ces formes d'onde [23]. La solution à ce problème est l'optimisation des signaux BOC-AW [23].

II.2.4.1 Modulation BOC-AW Optimisée

La version BOC-AW optimisée (OBOC-AW) est la version originale de la modulation BOC-AW multiplexée dans le temps avec des formes d'onde BOC(Mp,p). En fait, les passages par zéro des formes d'onde BOC-AW sont occupées par un signal BOC(Mp,p) [23]. La forme OBOC-AW est donnée par l'équation suivante [23] :

$$S_{OBOC-AW}(t) = \begin{cases} S_{BOC-AW}(t) & \text{si } |S_{BOC-AW}(t)| = 1 \\ S_{BOC(Mp,p)}(t) & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

La figure (II.15) présente respectivement les versions originales et optimisées des signaux modulés en BOC-AW(p,q,α⁽²⁾), BOC-AW(p,q,α⁽⁴⁾) et BOC-AW(p,q,α⁽⁶⁾). Ici, le signal en rouge représente la version optimisée, le signal original est montré en bleu, celui qui est en noire représente le signal du multiplexage BOC(2p,p) utilisé.

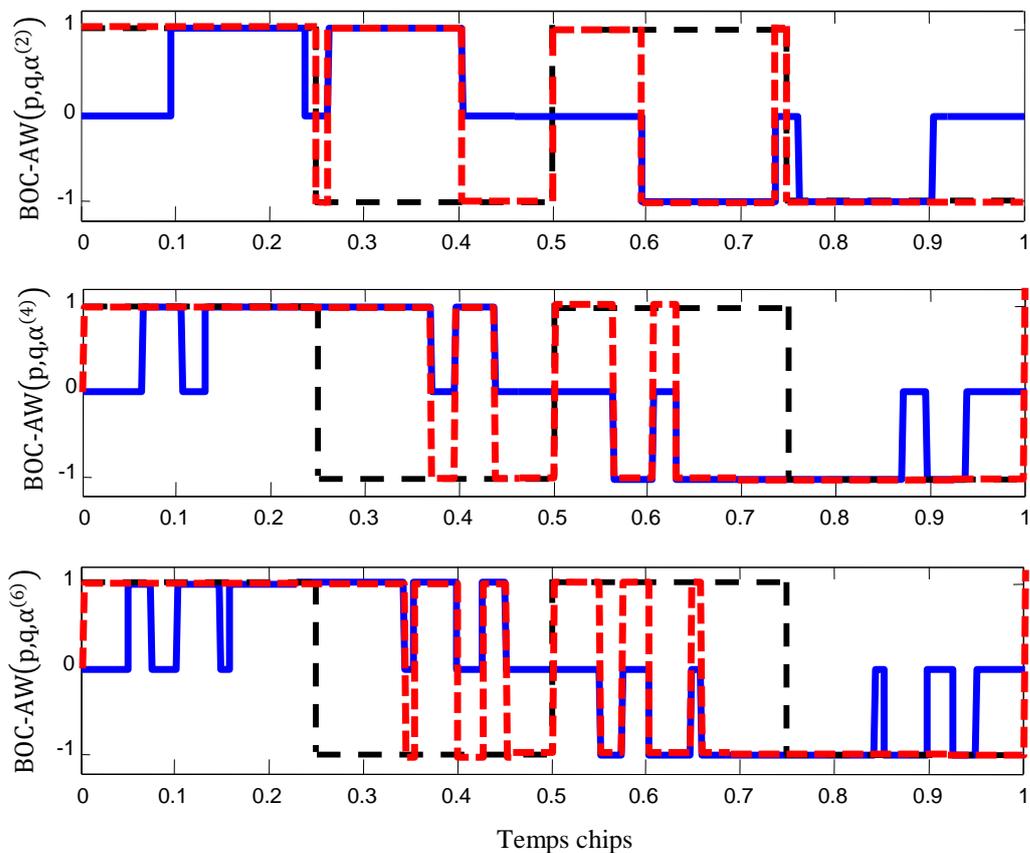


Figure.II.15 Formes d'ondes des versions originales et optimisées des signaux BOC-AW.

II.2.4.2 ACF des formes OBOC-AW

La figure (II.16) présente les ACFs des signaux OBOC-AW et BOC(1,1). On peut remarquer, d'après cette figure, que les signaux optimisés de la modulation BOC-AW présentent des pics de corrélations très pointus. De plus, ils présentent des pics latéraux avec des niveaux plus faibles par rapport aux BOC(1,1). Cela provoquera une petite perturbation au niveau de la DLL en termes d'ambiguïté, et présente donc les meilleures performances de positionnement du récepteur GNSS.

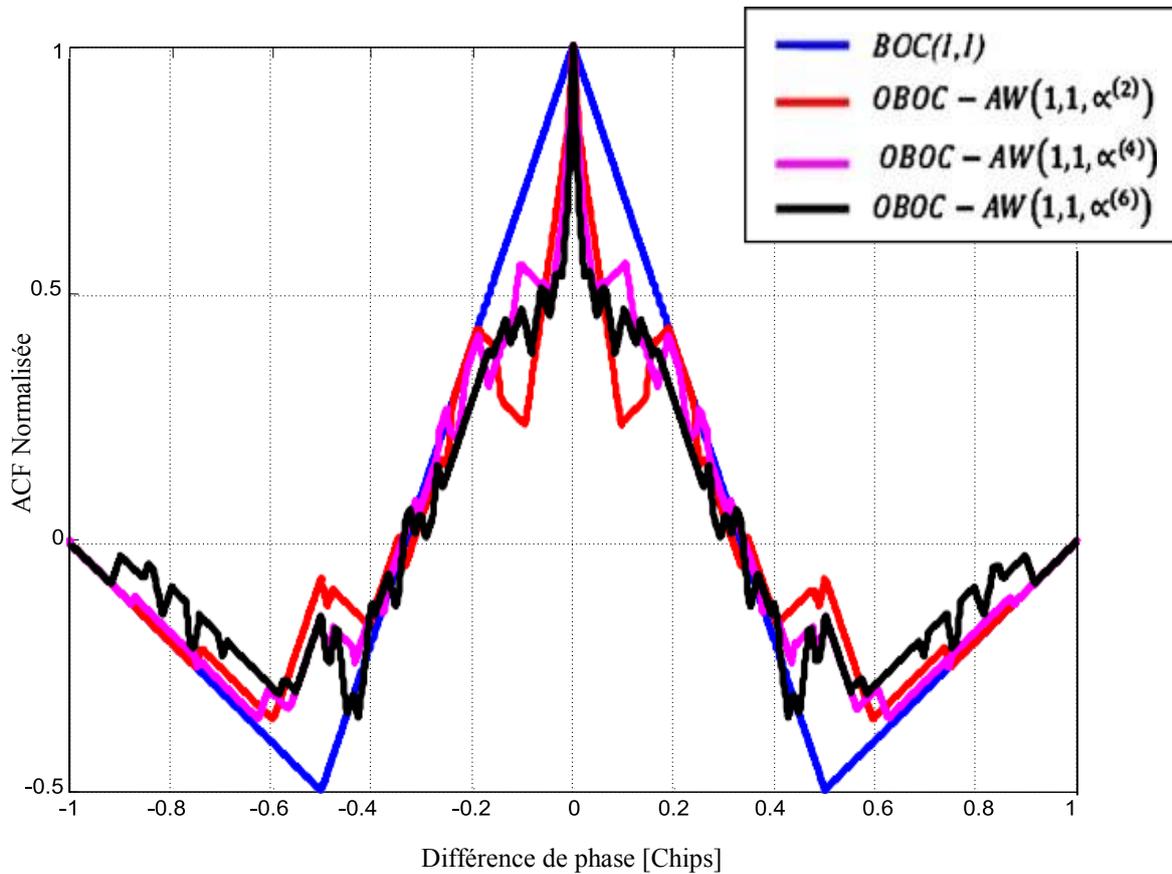


Figure.II.16 ACFs des codes BOC(1,1), BOC-AW(1,1,α²), BOC-AW(1,1,α⁴) et BOC-AW(1,1,α⁶).

II.2.4.3 DSP des formes BOC-AW

La différence entre la DSP du signal BOC-AW($p,q,\alpha^{(M)}$) et celle du signal BOC(α,β) se focalise dans les fonctions sinusoïdales qui contiennent les facteurs $\alpha^{(M)}$ [23]. Le but de l'utilisation de ces fonctions est de supprimer, par un choix judicieux des facteurs $\alpha^{(M)}$, certaines composantes des fréquences $f = kf_S$ dans la DSP BOC(α,α). Plus précisément, celles qui sont éliminées correspondent aux maxima des lobes secondaires (3fs, 5fs, 9fs ...) plus proches des lobes principaux. Les DSPs des signaux BOC-AW sont données par les équations suivantes [23] :

$$G_{(p,q,\alpha^{(M)})}(f) = \frac{\left\{ \sum_{l=1}^M (-1)^{l+1} \sin\left[\frac{\pi f}{2f_s}(1-\alpha_l)\right] \right\}^2 \sin^2\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{T_c(\dot{\alpha})(\pi f)^2 \cos^2\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right)} \quad \text{Pour } n=2p/q \text{ pair} \quad (\text{II.46})$$

$$G_{(p,q,\alpha^{(M)})}(f) = \frac{\left\{ \sum_{l=1}^M (-1)^{l+1} \sin\left[\frac{\pi f}{2f_s}(1-\alpha_l)\right] \right\}^2 \cos^2\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{T_c(\dot{\alpha})(\pi f)^2 \cos^2\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right)} \quad \text{Pour } n \text{ impair} \quad (\text{II.47})$$

Avec :

$\dot{\alpha}$ ($0 < \dot{\alpha} \leq 1$) désigne les intervalles de temps actifs où le signal adopte les valeurs $\{-1, 1\}$.

Les figures (II.17), (II.18) et (II.19) montrent les DSPs des signaux BOCAW(1,1, $\alpha^{(2)}$), BOCAW(1,1, $\alpha^{(4)}$), BOCAW(1,1, $\alpha^{(6)}$) en comparaison avec le signal BOC(1,1). Nous remarquons que dans ces figures la DSP du signal BOC-AW(1,1, $\alpha^{(2)}$) introduit deux zéros supplémentaires aux fréquences $3f_s$ et $7f_s$; la DSP du signal BOC-AW(1,1, $\alpha^{(4)}$) permet d'éliminer trois composantes de fréquences $3f_s$, $5f_s$ et $7f_s$; la DSP du signal BOC-AW(1,1, $\alpha^{(6)}$) permet d'éliminer cinq composantes de fréquences à $3f_s$, $5f_s$, $7f_s$, $9f_s$ et $11f_s$. Nous remarquons ainsi que toutes les DSPs augmentent la puissance à des fréquences plus élevées ce qui a un impact positif sur les performances du récepteur GNSS [23].

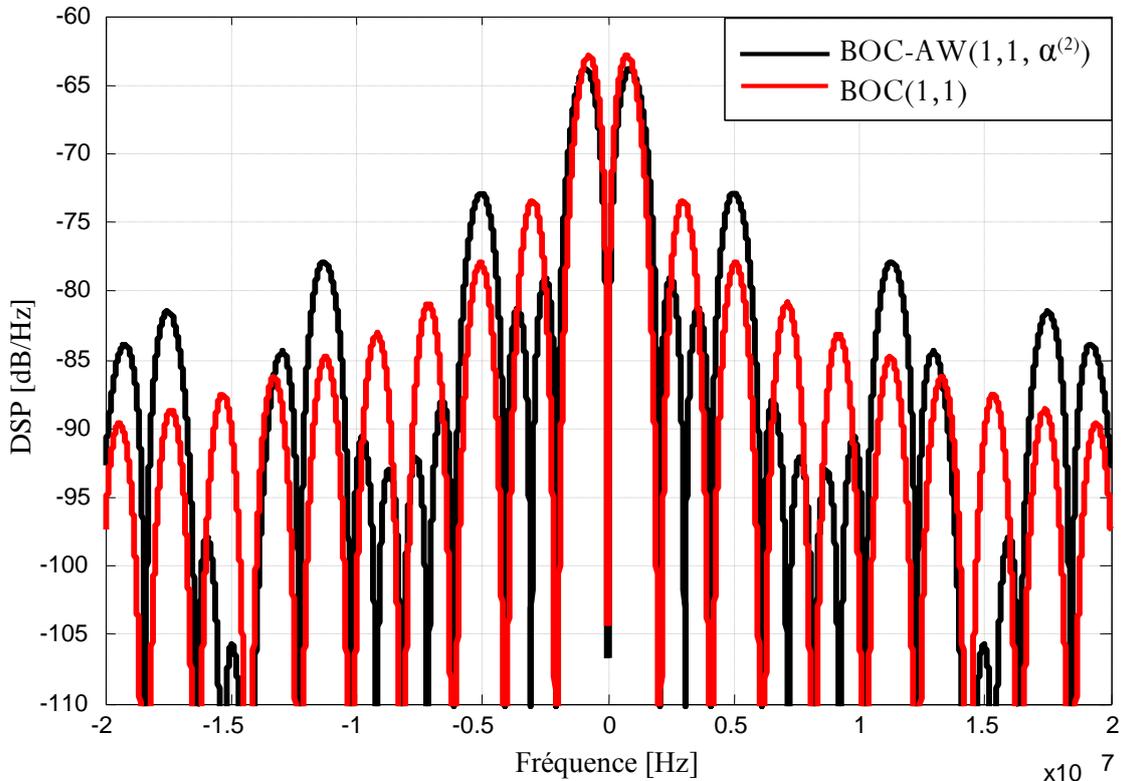


Figure.II.17 DSPs des codes BOCAW(1,1, $\alpha^{(2)}$) et BOC(1,1).

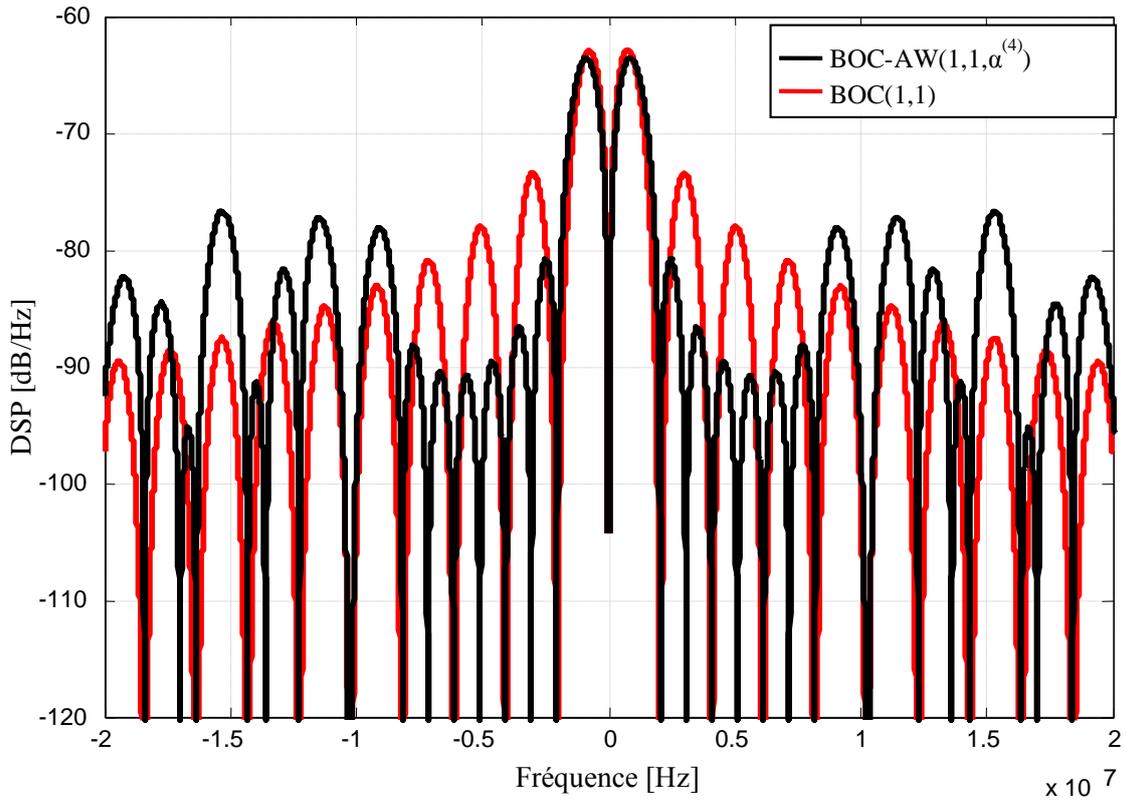


Figure.II.18 DSPs des codes $BOCAW(1,1,\alpha^{(4)})$ et $BOC(1,1)$.

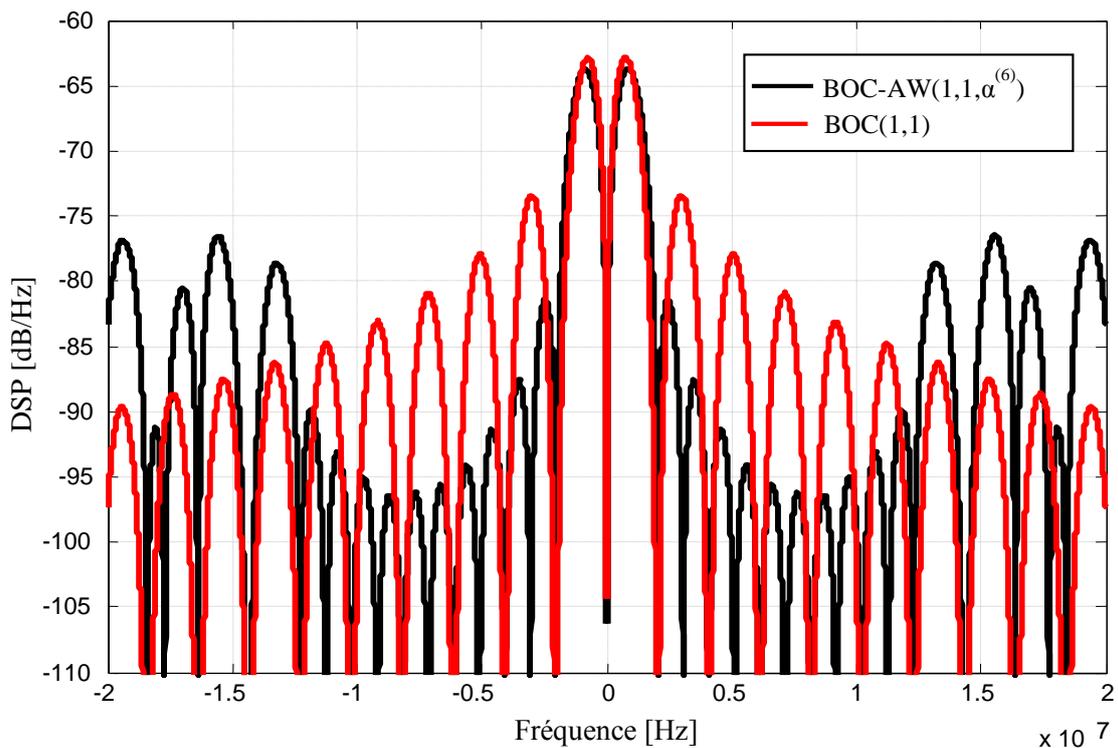


Figure.II.19 DSPs des codes $BOCAW(1,1,\alpha^{(6)})$ et $BOC(1,1)$.

II.2.5 Modulation BCS

La modulation de symbole codé binaire BCS (Binary Coded Symbol) est une généralisation de la modulation BPSK et BOC [5], [21], [22]. En général, la modulation BCS module le code PRN par différents symboles binaires codés sur un chip. Le symbole d'étalement des signaux BCS est divisé en n segments de longueur $\frac{T_C}{n}$; ces segments, nommés aussi sous-chips, ne prennent que des valeurs binaires. Dans le GNSS, la notation $BCS([s], f_C)$ est utilisée, où $[s]$ représente la séquence BCS dans un chip. L'expression du signal BCS en bande de base, noté $S_{BCS}(t)$, est donnée par l'équation suivante [5], [21], [22] :

$$S_{BCS}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{n-1} C_k S_m P_{T_C/n}(t - m \frac{T_C}{n} - kT_C) \quad (II.48)$$

Avec:

C_k : Séquence du code PRN.

S_m : Séquence de valeurs +1 ou -1.

$P_{T_C/n}$: Impulsion rectangulaire d'amplitude 1 et de durée $\frac{T_C}{n}$.

Selon [5], [22], les signaux BPSK et BOC sont des cas particuliers de la modulation BCS. Ainsi, la modulation BPSK(1) peut être notée $BCS([1], 1)$ et de manière similaire la modulation BOC(1,1) peut également être désignée $BCS([1, -1], 1)$ [5], [21], [22]. Dans la figure (II.20), on présente le schéma de la modulation $BCS([1, -1, 1, -1, 1, -1, 1], f_C)$ comme exemple de ce type de modulation.

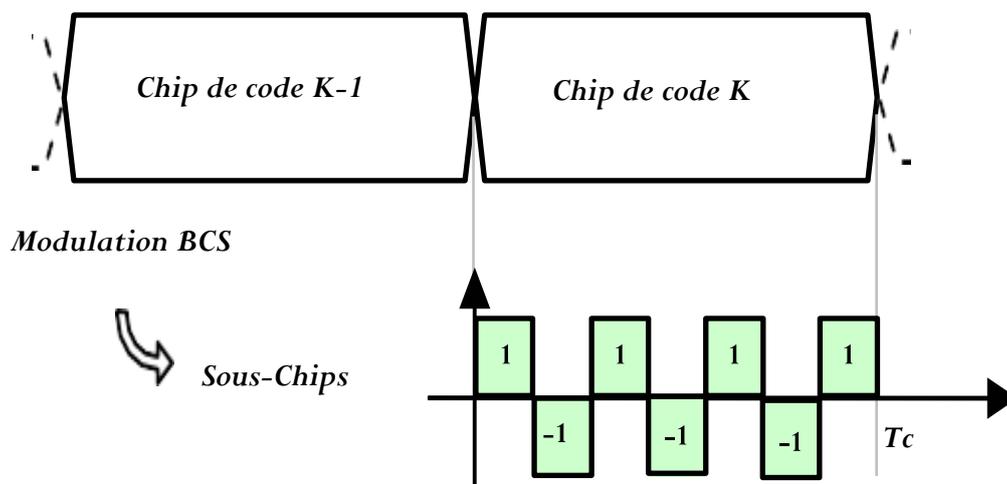


Figure.II.20 Modulation $BCS([1, -1, 1, -1, 1, -1, 1], f_C)$.

II.2.5.1 DSP du signal BCS

L'expression générale de la DSP du signal BCS($[s], f_c$) de séquence $S = [S_1, S_2, \dots, S_n]$ et de longueur n en bande de base, est donnée par [5]:

$$G_{BCS([S],1)}(f) = G_{subchips}(f) \times G_{MOD}(f) \quad (II.49)$$

Avec :

$G_{souschips}(f)$ représente le terme de la DSP de l'impulsion sous-chip de mise en forme et $G_{MOD}(f)$ représente le terme de modulation donnée par [5]:

$$G_{MOD}(f) = 2 \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=i+1}^n S_i S_j \cos \left[(j-i) \frac{2\pi f}{nf_c} \right] \quad (II.50)$$

Pour le cas où l'impulsion sous-chip de mise en forme est modulée par une impulsion générique de type rectangulaire, le terme $G_{subchips}(f)$ peut-être décrit par [5]:

$$\begin{aligned} G_{subchips} &= G_{BPSK(nf_c)}(f) \\ &= f_c \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{nf_c}\right)}{\pi f} \right)^2 \end{aligned} \quad (II.51)$$

Donc, l'expression de la DSP des signaux BCS($[s], f_c$) devient [5]:

$$G_{BCS([S],f_c)}(f) = f_c \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{nf_c}\right)}{\pi f} \right)^2 \left\{ n + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=i+1}^n S_i S_j \cos \left[(j-i) \frac{2\pi f}{nf_c} \right] \right\} \quad (II.52)$$

Les figures (II.21) et (II.22) illustrent respectivement les ACF et les DSPs des signaux BCS($[1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1], 1$) et BOC(1,1). La modulation BCS possède une ACF étroite avec la présence d'un pic principal et d'autres pics secondaires suite à la séquence choisie. Ces caractéristiques provoquent l'obtention de très bonnes performances et une grande flexibilité pour l'optimisation des signaux GNSS [22].

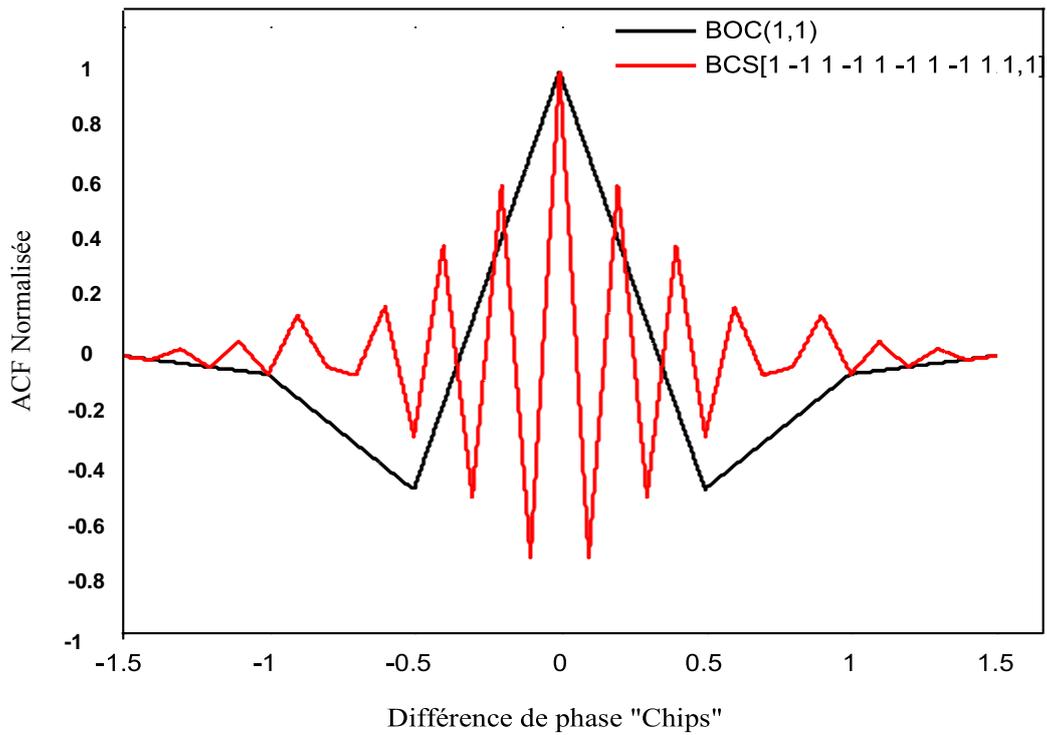


Figure.II.21 ACF du signal $BCS([1,-1, 1,-1, 1,-1,1], f_c)$.

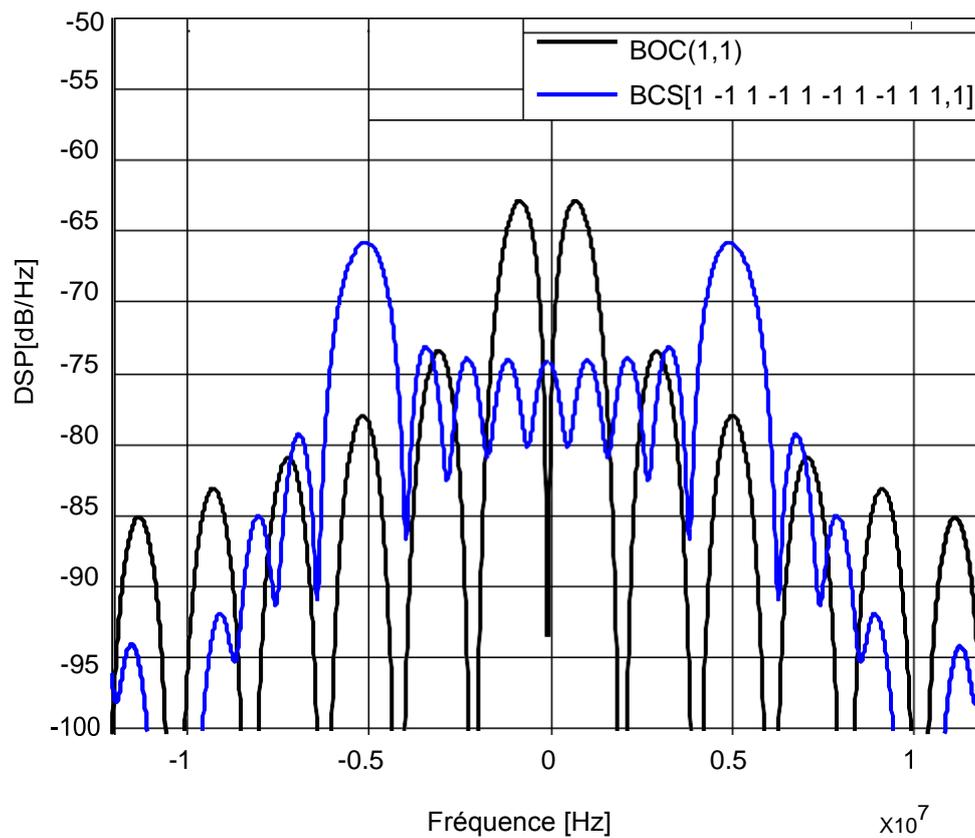


Figure.II.22 DSP du signal $BCS([1,-1, 1,-1, 1,-1,1], f_c)$.

II.2.6 Modulation CBCS

La Commission Européenne a proposé la modulation de symbole codé binaire composite CBCS (pour Composite Binary Coded Symbols en anglais). Le but principal de cette proposition est d'améliorer les performances et l'interopérabilité avec la modulation BOC(1,1), ainsi que d'offrir une technique de modulation commune pour transmettre les codes Galileo et GPS de deuxième génération sur la bande L1 [5], [22]. La modulation CBCS est la version optimisée de la modulation BCS, elle est composée d'un signal à quatre niveaux. Ce nouveau signal est défini par la superposition de deux signaux de sous-porteuse BOC(1,1) et BCS([s], f_c) à l'aide du diagramme Interplex modifié comme l'illustre la figure (II.23) [5], [22]. En général, la modulation CBCS est notée par CBCS([S], $f_c, \%$) et son expression est donnée par [5], [22]:

$$S_{CBCS([S],f_c,\%)}(t) = pBOC(1,1) + qBCS([S], 1) \quad (II.53)$$

Où p et q sont les coefficients qui définissent la puissance distribuée sur chaque composante et vérifiant la relation $p^2 + q^2 = 1$. [S] est le vecteur de la séquence BCS utilisée, f_c est la fréquence du code et % représente le pourcentage de la puissance de la composante BCS par rapport à la puissance totale du signal. Afin de rester plus proche du signal de base BOC(1,1), l'amplitude q de la seconde composante BCS est plus faible que l'amplitude de la composante BOC(1,1).

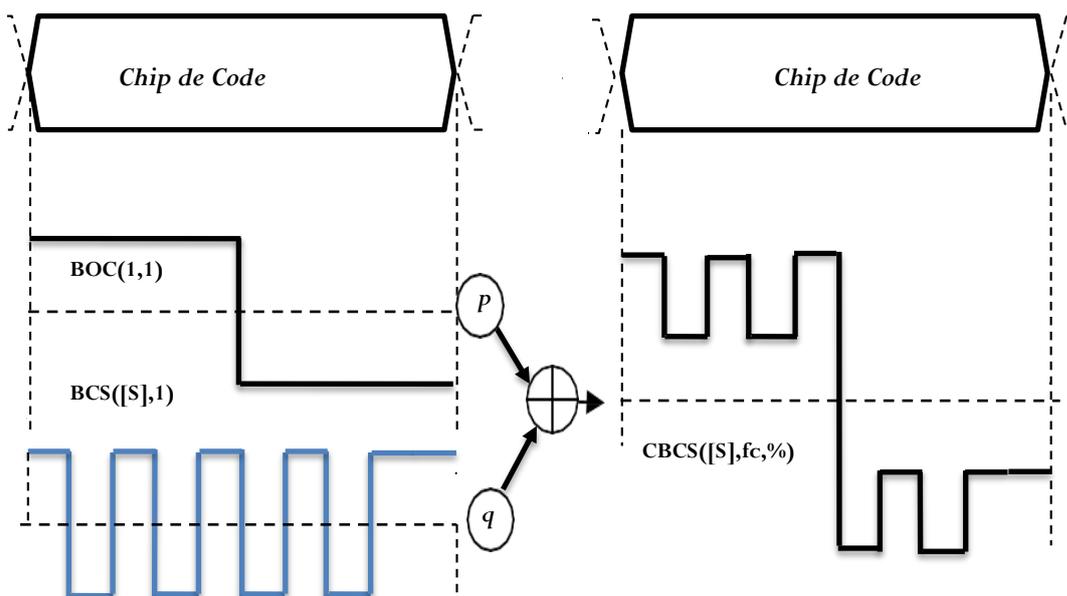


Figure.II.23 Génération de la modulation CBCS.

La version utilisée de la modulation CBCS est notée CBCS([1,-1,1,-1,1,-1,1,-1,1,1],1,20%) ou CBCS(20%). Ici, $\{[1,-1,1,-1,1,-1,1,-1,1,1]\}$ est le vecteur [S] correspondant à la séquence BCS. La valeur "1" avant 20% correspond au cas où $\frac{f_c}{f_s} = 1$ [5], [22]. Selon cette représentation, la modulation MBOC(6,1,1/11) est un cas particulier de la modulation CBCS et est équivalente à CBCS([1,-1,1,-1,1,-1,1,-1,1,-1],1,1/11)[5]. Les formes de l'ACF et de la DSP du signal CBCS sont respectivement présentées dans les figures (II.24) et (II.25). On peut facilement remarquer que l'ACF de CBCS est étroite avec de petits pics secondaires. Concernant la DSP de CBCS, elle possède deux lobes principaux avec plus de puissance concentrée dans les fréquences élevées. La flexibilité significative du signal CBCS réside dans le fait qu'il pourrait être facilement converti en un autre (meilleur) CBCS en modifiant la contribution de la partie BCS ou même en choisissant différents taux de chips [5].

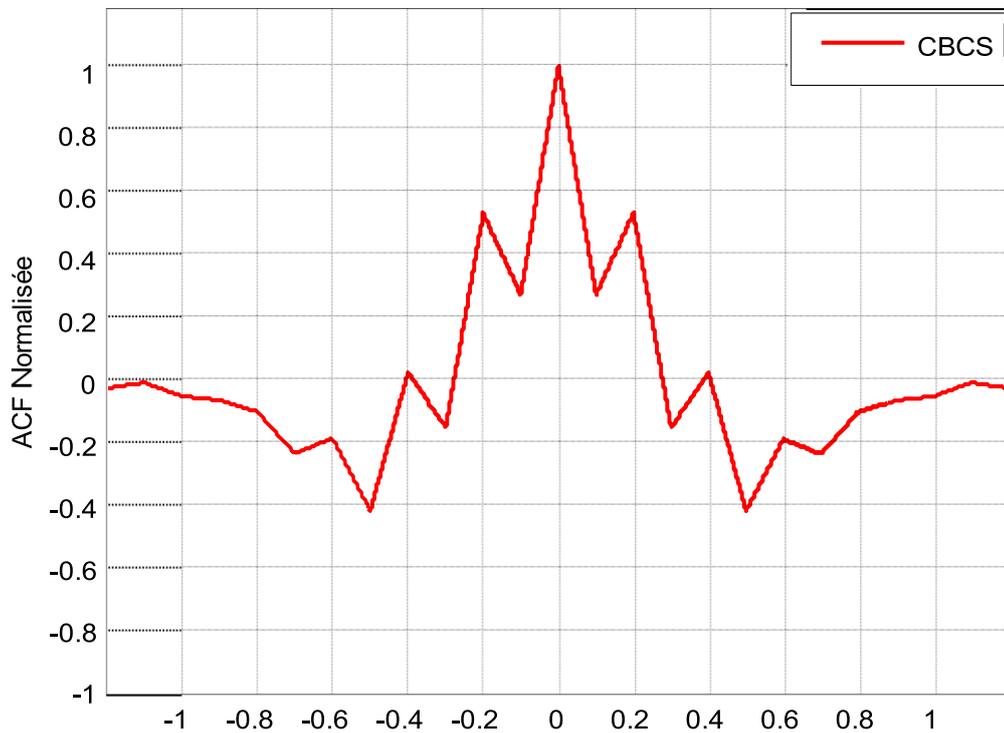


Figure.II.24 ACF du signal CBCS(20%).

II.3 Comparaison entre les signaux GNSS

Dans les applications GNSS, la comparaison entre les signaux GNSS reste toujours le seul moyen pour faire le meilleur choix lors de l'utilisation d'une variété de signaux GNSS. La figure (II.26) présente une comparaison des ACFs normalisées entre le signal BPSK(1) et les signaux modulés en BOCsin(1,1), en CBOC(6,1,1/11,+), en TBOC(6,1,4/33), en BOCcos(1,1) et en CBCS(20%). Cette figure montre que, l'ACF de BPSK(1) présente un pic central de grande largeur et une absence totale des pics latéraux. En revanche, chacune des ACFs restantes présente un pic principal central et plusieurs pics latéraux. Les ACFs de BCS, OBOC-AW,

CBOC(6,1,1/11,+), TMBOC(6,1,4/33) et CBCS(20%) présentent chacune un pic principal plus étroit et des pics secondaires avec des niveaux plus faibles et ce en comparaison avec l'ACF du signal BOC(1,1). Ces avantages sont dus à la quantité de puissance translattée vers les fréquences plus élevées.

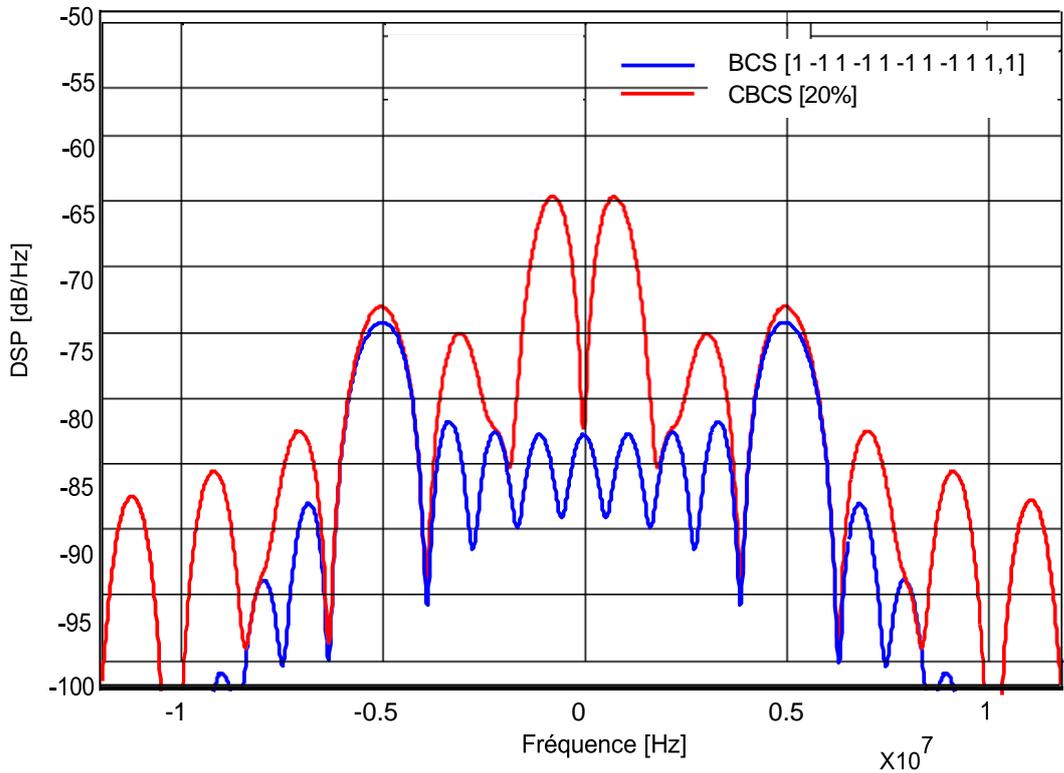


Figure.II.25 DSP du signal CBCS(20%).

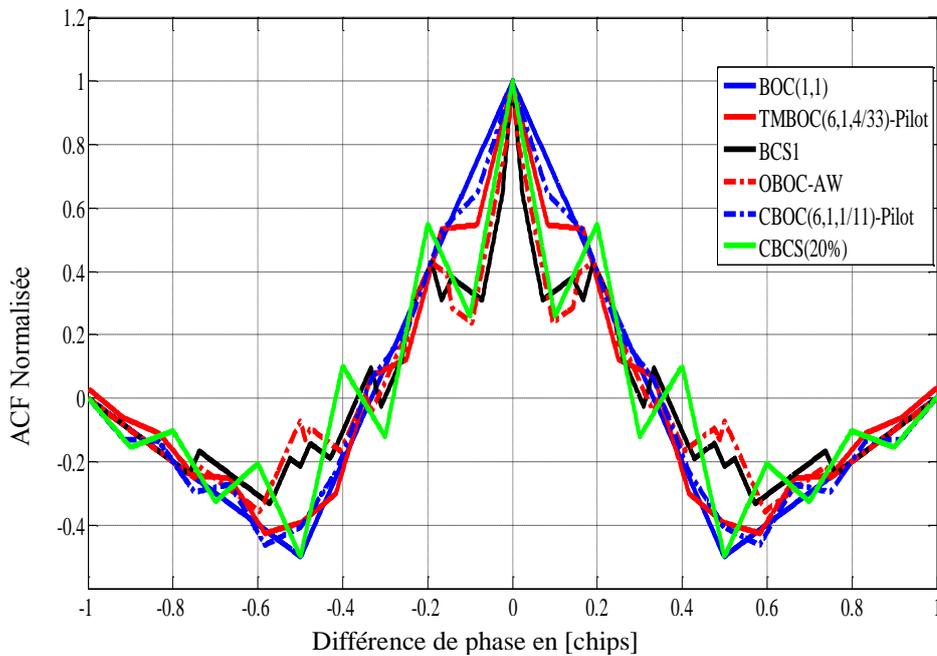


Figure.II.26 ACFs normalisées des signaux BOC(1,1), BCS, OBOC-AW, CBOC(6,1,1/11,+), TMBOC(6,1,4/33) et CBCS(20%).

Les figures (II.27) et (II.28) représentent les DSPs des signaux modulés en BPSK(1), en BOCsin(1,1), en BCS, en CBOC(6,1,1/11,+), en TMSBOC(6,1,4/33), en OBOC-AW, BOCcos(1,1) et en CBCS(20%). Comme le montre cette figure, les DSPs des signaux modulés en BOCsin/cos(1,1) ont chacune deux lobes principaux symétriques. De plus, les signaux BCS, OBOC-AW, CBOC, TMSBOC et CBCS, présentent aussi des augmentations des puissances au niveau de leurs lobes latéraux. Ceci confirme leurs résistances vis-à-vis du bruit et des MTs.

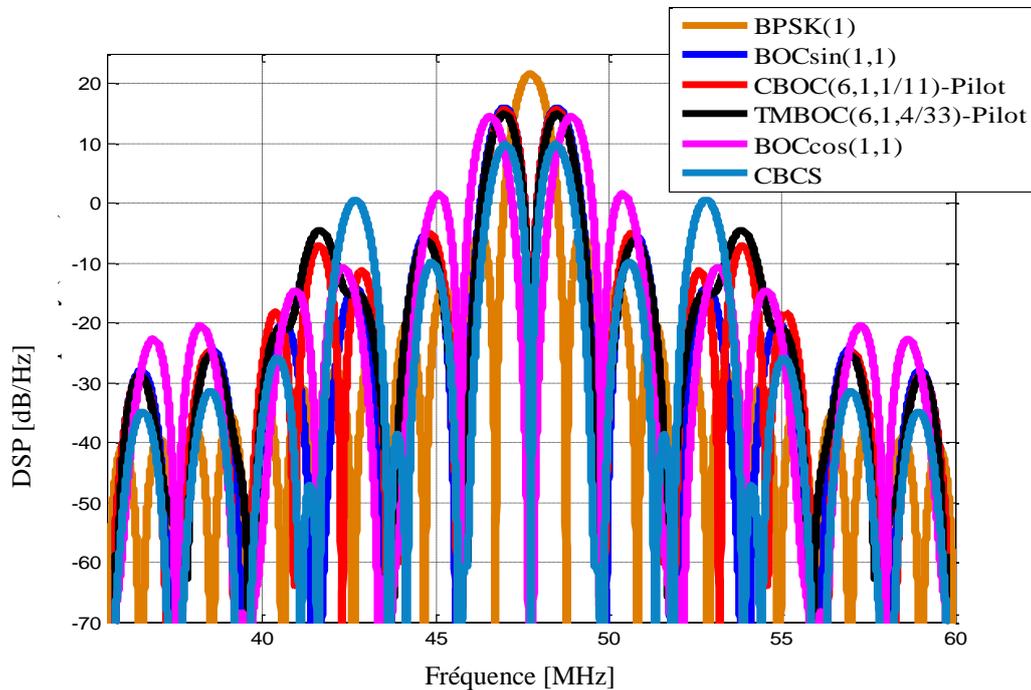


Figure.II.27 DSPs normalisées des signaux BPSK(1), BOCsin(1,1), CBOC(6,1,1/11,+), TMSBOC(6,1,4/33), BOCcos(1,1) et CBCS(20%).

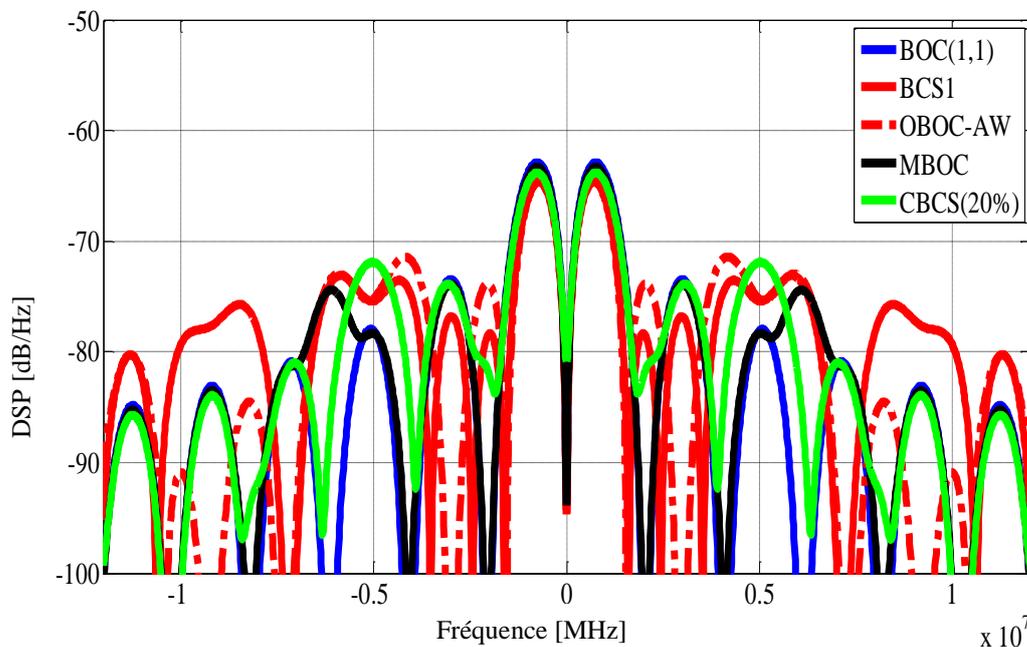


Figure.II.28 DSPs des signaux BOC(1,1), BCS, OBOC-AW, MBOC et CBCS(20%).

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons réalisé, tout d'abord, une description détaillée des différents types de modulation utilisées par les systèmes GNSS à savoir la BPSK, la BOC, la MBOC avec ses deux implémentations CBOC et TMBOC, la BOC-AW et sa version améliorée, la BCS et la CBCS. Comme nous l'avons constaté dans ce chapitre, les modulations des familles BOC présentent plusieurs avantages par rapport à la modulation BPSK. Ces derniers consistent en une bonne efficacité spectrale, une haute précision, une meilleure résistance aux MT et de performances supérieures contre le brouillage. D'autre part, les signaux CBCS et MBOC présentent, en plus des qualités des signaux modulés en BOC, une grande flexibilité grâce à la présence de composantes variables dans le processus de construction de ces signaux.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les méthodes d'acquisition et de poursuite adaptées à cette variété de signaux GNSS.

THESE DE DOCTORAT

Chapitre III
**Acquisition et poursuite
des signaux GNSS**

*ACQUISITION ET POURSUITE DES SIGNAUX GNSS
MULTIFREQUENCES ET MULTI-CONSTELLATIONS DANS UN
MILIEU OUTDOOR*

III.1 Introduction

Dans les systèmes GNSS, la réception des signaux GNSS est réalisée dans deux étapes : l'acquisition (ou l'estimation grossière) et la poursuite (ou l'estimation fine). L'acquisition consiste à évaluer la présence des signaux GNSS, à identifier tous les satellites visibles par l'utilisateur et à donner une estimation du retard de code et de la fréquence Doppler du signal entrant. Ces paramètres sont ensuite utilisés comme une information d'initialisation pour les boucles de poursuite de code et de phase [25], [73], [105].

Ce chapitre fournit, en première partie, une description globale du principe de l'acquisition des signaux GNSS. En effet, la méthode d'acquisition classique par recherche série et celle par recherche parallèle seront présentées en introduisant le problème de bit signe. Dans la deuxième partie, nous traitons le principe de poursuite de phase et de code des signaux GNSS. Dans la troisième partie de ce chapitre nous présentons les sources d'erreurs des signaux GNSS. Finalement, nous exposons la méthode DBZP applicable pour les signaux faibles puissances.

III.2 Acquisition classique des signaux GNSS

L'acquisition est le processus de synchronisation du signal GNSS reçu avec sa réplique générée localement. Il fait la recherche de la fréquence, de la phase et du retard du code PRN d'un satellite spécifique. En effet, ces paramètres sont nécessaires pour dés-étaler le spectre et accéder par la suite aux données de navigation [25], [73], [105]. Le récepteur doit d'abord détecter quels satellites sont en visibilité et obtenir une estimation grossière des paramètres du signal notamment le décalage Doppler (f_D) et le retard du code τ [25], [73], [105], [156]. La phase du code dépend uniquement du temps écoulé entre l'émission et la réception du signal et de l'effet Doppler [105].

Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes pour effectuer l'acquisition dans les applications GNSS [25], [73], [105]. Dans ce qui suit, nous présentons les méthodes de recherche série et parallèle.

III.2.1 Acquisition par recherche série

La figure (III.1) illustre le schéma de base de l'acquisition par recherche série [25], [105] et [157]. Comme l'illustre cette figure, le signal GNSS numérique noté $S_r(n)$ (de l'équation (III.1)) à l'entrée du bloc d'acquisition, après passage en fréquence intermédiaire, est multiplié par une réplique locale du code. Cette dernière reproduit le code PRN primaire $C_1(n)$, la sous-porteuse $S_p(n)$ et potentiellement le code secondaire $C_2(n)$. Le signal $S_r(n)$ est donné par :

$$S_r(n) = \sqrt{P(n)}. D(n - \tau). C(n - \tau) \times \cos(2\pi(f_{FI} + f_d)n + \phi_{FI}(n)) + W(n) \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$P(t)$: Puissance instantanée du signal reçu;

$D(t)$: Données de navigation;

$C(t)$: Code PRN et sous-porteuse correspondant à un satellite quelconque;

τ : Retard du signal reçu;

f_{FI} : Fréquence intermédiaire;

f_d : Fréquence du décalage Doppler correspondant à un satellite quelconque;

ϕ_{FI} : Phase de la porteuse du signal reçu;

$W(t)$: Bruit blanc gaussien additif AWGN (Additive White Gaussian Noise).

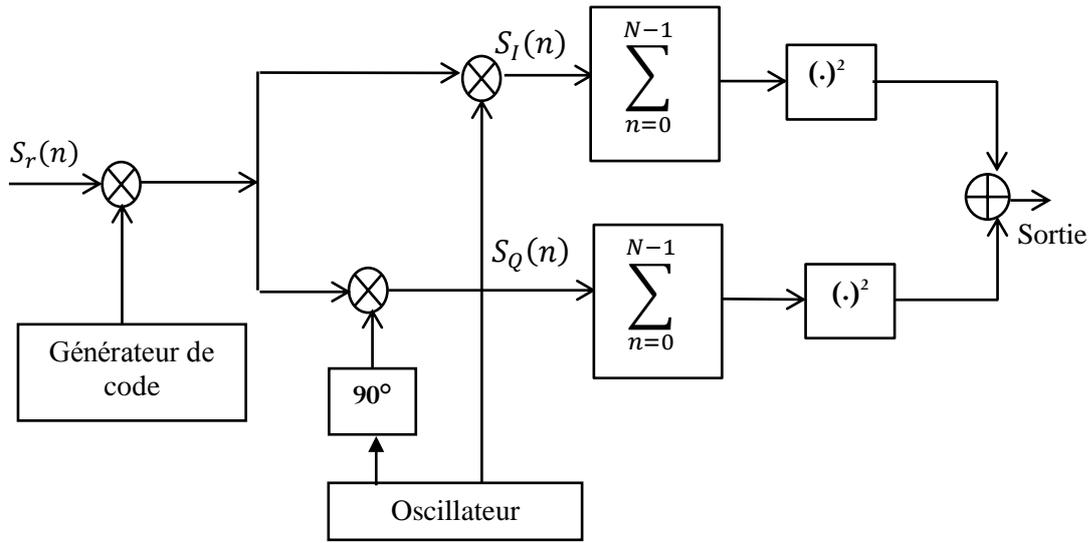


Figure.III.1 Schéma bloc de l'acquisition par recherche série.

La réplique locale du signal GNSS est retardée par $\hat{\tau}$. Ce retard est donné par [158]:

$$\hat{\tau} = \hat{\tau}_{min} + h\Delta\tau \quad \text{Pour } h = 0, 1, \dots, H - 1 \quad (\text{III.2})$$

En testant " H " différents retards possibles, le bloc d'acquisition est capable d'estimer le retard du signal d'entrée $S_r(n)$. Ensuite, le signal est divisé en deux branches afin de construire les deux composantes en phase I et en quadrature Q . Ces résultats sont obtenus en multipliant séparément par les porteuses sinus et cosinus. De cette manière, deux nouveaux signaux sont générés et ils sont donnés comme suit [157], [158]:

$$S_I(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) = S_r(n)C_1(n - \hat{\tau})\cos(2\pi\hat{f}_D n) \quad (\text{III.3})$$

$$S_Q(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) = S_r(n)C_1(n - \hat{\tau})\sin(2\pi\hat{f}_D n) \quad (\text{III.4})$$

La multiplication du signal d'entrée par deux sinusoides convertie ce dernier en bande de base, en supprimant l'effet du décalage Doppler. On note que la fréquence Doppler estimée \hat{f}_D est une fréquence numérique, c'est-à-dire elle est normalisée par rapport à la fréquence d'échantillonnage utilisée par le convertisseur analogique numérique CAN. La fréquence \hat{f}_D normalisée est donnée par [158]:

$$\hat{f}_D = (f_{FI} + \hat{f}_d)T_e = \frac{f_{FI} + \hat{f}_d}{f_e} \quad (\text{III.5})$$

Avec :

\hat{f}_d : Fréquence Doppler locale, choisie à partir d'un ensemble donné par:

$$\hat{f}_d = \hat{f}_{d,min} + l\Delta f \quad (\text{III.6})$$

$$l = 0, 1, \dots, L - 1$$

Donc « L » différentes fréquences Doppler sont testées afin de déterminer l'excursion de fréquence du signal entrant. Pour un récepteur stationnaire, la variation de la fréquence est supposée située entre $-10 \text{ KHz} \leq \hat{f}_d \leq 10 \text{ KHz}$ [105].

Les signaux sur les deux branches $S_I(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D)$ et $S_Q(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D)$ sont ensuite additionnés dans le bloc d'intégration cohérent (*Integrate and Dump*) à travers une ou plusieurs périodes du code pour obtenir une valeur de la corrélation. Ce type d'intégration offre de meilleures performances en termes de réduction de la variance du bruit. Les sorties des corrélateurs des branches en phase et en quadrature sont données par [157], [158]:

$$\hat{S}_I(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_I(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) \quad (\text{III.7})$$

Et

$$\hat{S}_Q(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_Q(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) \quad (\text{III.8})$$

N représente le nombre des échantillons utilisés pour évaluer les composantes en phase et en quadrature et il est utilisé pour définir le temps d'intégration cohérente T_{inc} . Ce temps dépend du rapport signal sur bruit SNR (Signal Noise ratio). Plus le SNR est faible, plus le temps d'intégration doit être long. Ce temps est généralement choisi comme un multiple de la période du code PRN primaire et il est donné par [25], [73], [105], [156].

$$T_{inc} = NT_e \quad (\text{III.9})$$

L'étape finale de l'acquisition consiste en l'élévation au carré et la somme des deux valeurs des composantes en phase et en quadrature afin de calculer la puissance. De cette façon, la sortie $S(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D)$ prend l'expression suivante [158]:

$$S(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) = \left(S_I(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) \right)^2 + \left(S_Q(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) \right)^2 \quad (\text{III.10})$$

$S(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D)$ est une fonction 2-D dépendant de la fréquence Doppler \hat{f}_D et du retard $\hat{\tau}$. Les résultats de cette fonction sont définis sur une grille bidimensionnelle, généralement appelée espace de recherche ou matrice de corrélation. A chaque couple de valeurs \hat{f}_D et $\hat{\tau}$ est défini une cellule temps/fréquence de l'espace de recherche. La figure (III.2) illustre le principe de balayage temps-fréquence du code où on observe une recherche dans les deux domaines temporel (code) et fréquentiel (porteuse). Ainsi, à chaque fois, on fait balayer tous les chips du code pour chaque intervalle de la fréquence intermédiaire f_{FI} allant de -10 KHz à +10 KHz avec un pas égal à : $\Delta f = 500$ Hz. En effet, le processus d'acquisition doit rechercher la bonne cellule qui donne une corrélation maximale. Si le code généré localement est bien aligné sur le code du signal d'entrée et si la fréquence générée localement est égale à la fréquence du signal transmis, la sortie du corrélateur sera plus élevée (pic de corrélation égal à sa valeur maximale) [25], [73], [105], [156].

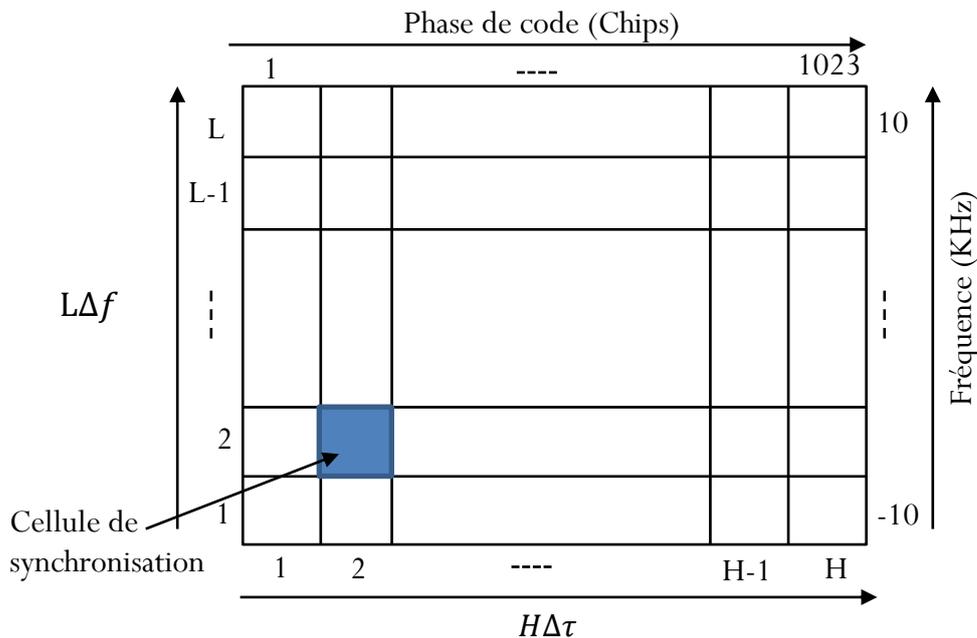


Figure.III.2 Décalages fréquentiel & Temporel.

Lorsque la quantité $S(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D)$ dépasse un certain seuil prédéfini, alors on parle d'une acquisition réussie, et l'on considère que les valeurs \hat{f}_D et $\hat{\tau}$ sont estimés de façon suffisamment précise. Dans ce cas, le récepteur GNSS détecte la présence de satellite et on observe une corrélation similaire à celle montrée dans la figure (III.3).

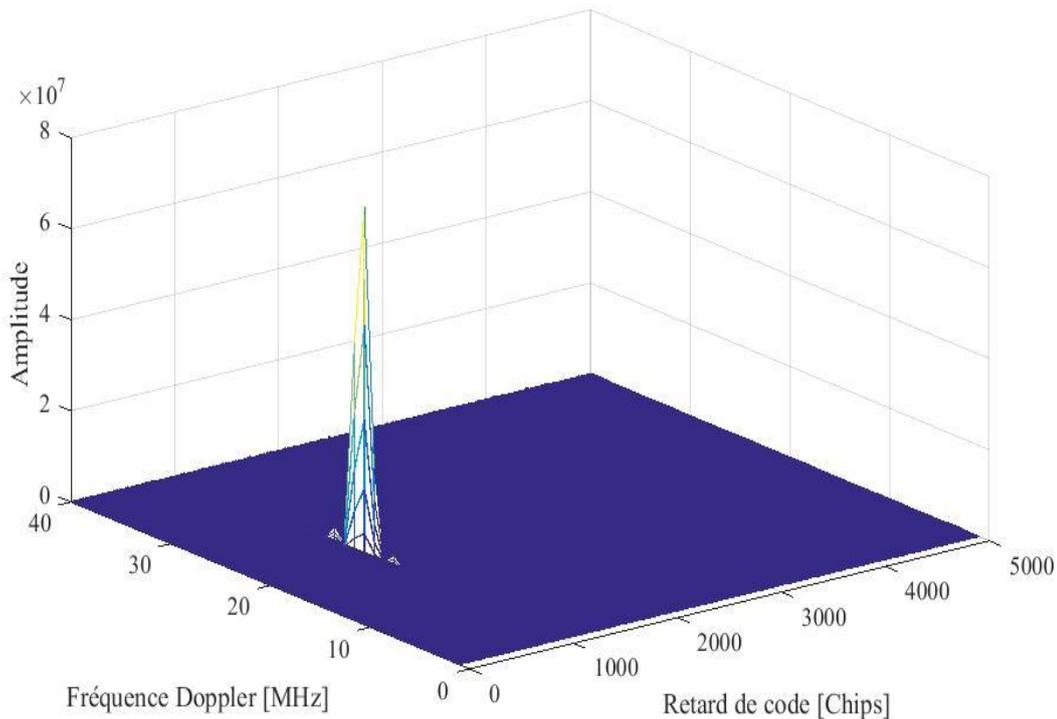


Figure.III.3 Acquisition des satellites GNSS visibles.

L'acquisition série exécute, pour le code C/A par exemple, un nombre excessif de combinaisons ($1023 \times 41 = 41943$) et par conséquent elle présente un temps d'exécution assez élevé, parce que dans le domaine temporel, la corrélation est évaluée point par point ce qui implique une charge de calcul très grande [73], [105].

II.2.2 Acquisition par recherche parallèle

Le schéma bloc de la méthode d'acquisition par recherche parallèle (méthode FFT classique) est illustré dans la figure (III.4) [160], [161], [162]. Le signal reçu numérique $S_r(n)$ est divisé dans les branches en phase I et en quadrature Q. Les versions I et Q sont par la suite combinés pour fournir le signal complexe $I + jQ$. Les parties réelle $S_{r,Re}(n)$ et imaginaire $S_{r,Im}(n)$ sont appliquées à l'entrée du bloc FFT et les échantillons complexes obtenus à partir de cette opération sont ensuite multipliés par les échantillons conjugués complexes de l'FFT du code local $C_1(n)$ et le résultat est transformé dans le domaine temporel par une FFT inverse (IFFT). Ces transformations réalisent une convolution circulaire et fournissent alors la fonction de corrélation complète sur la période d'intégration. De cette manière, tous les retards possibles du code sont calculés en une seule fois.

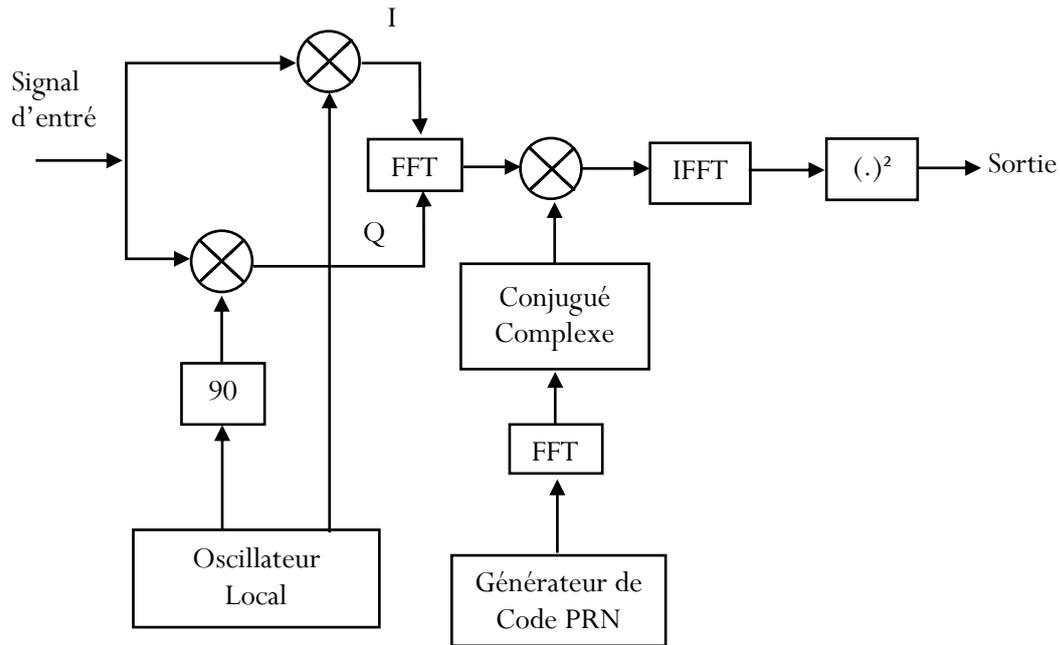


Figure.III.4 Acquisition par recherche parallèle.

Ce système d'acquisition est plus rapide que celui de la recherche série car le calcul de la corrélation est réalisé avec l'algorithme de la FFT et les étapes du décalage du retard de code sont calculées en parallèle [163]. L'équation (III.11) montre comment la convolution est calculée en utilisant les fonctions FFT et IFFT.

$$\begin{aligned}
 S_r(n) \otimes C_1(n) &= \sum_{n=0}^{L-1} (S_r(n) \times C_1(n + \tau)) \\
 &= F^{-1} [F(S_r(n)) \times F(C_1(n))^*]
 \end{aligned}
 \tag{III.11}$$

Où F et F^{-1} représentent respectivement : la FFT et la FFT inverse.

III.2.3 Problème de transition du signe de bit

Avec la méthode de recherche parallèle sur la phase de code, la longueur du code reçu, qui est utilisé pour la corrélation circulaire, correspond à une période. Cependant, le premier échantillon du code reçu peut être situé à n'importe quel chip. Cela signifie que le code d'entrée peut être au fait composé de deux parties de périodes différentes. A cause des données ou du code secondaire, une transition de signe peut donc être présente et donne lieu à une réduction du pic de corrélation [81], [82], [83], [84], [85], comme on le montre les figures (III.5) et (III.6). En l'absence des données et du code secondaire, lors de l'alignement correct, la multiplication des deux codes donne un signal composé uniquement des uns. Par conséquent, l'accumulation des valeurs de ce signal donne une valeur égale au nombre de chips. Toutefois, en présence des

données, après la multiplication des deux codes, une partie des points sont égaux à 1, alors que le reste des points sont égaux à -1, conduisant à une valeur très faible de corrélation après accumulation comme l'illustre la figure (III.6).

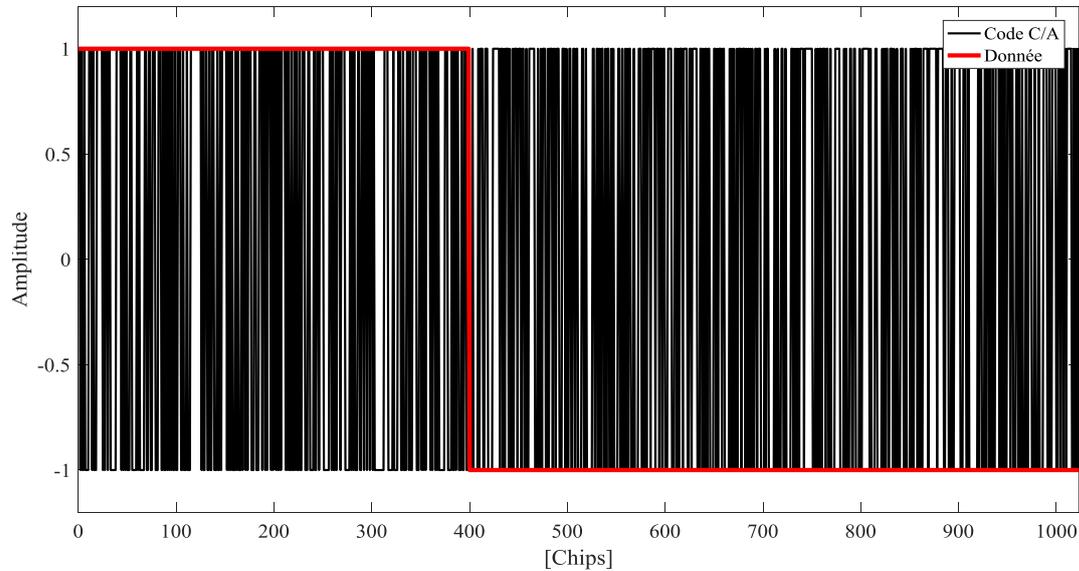


Figure.III.5 Code C/A et donnée du signal GPS L1.

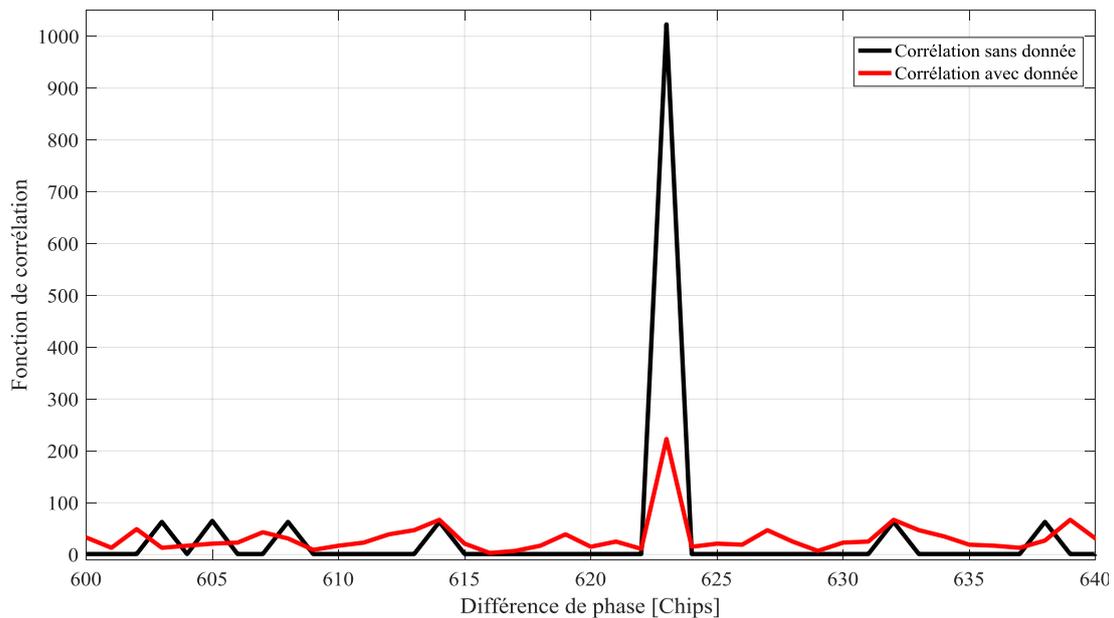


Figure.III.6 Corrélation avec et sans donnée.

III.2.4 Méthode Zero-Padding

Une solution simple du problème de signe de bit bien connue consiste à doubler la longueur de la corrélation et à utiliser le remplissage par des zéros ZP (Zero-Padding) [164], [165]. Elle effectue une corrélation circulaire en utilisant deux périodes consécutives du code reçu

et une période du code de la réplique locale avec remplissage de zéros comme l'illustre la figure (III.7). De cette manière, il existe toujours une période complète du code reçu, et la première moitié de la corrélation contient toujours un pic de corrélation qui est maximum, tandis que la seconde moitié contient un pic qui peut être affecté par une transition de signe. Par conséquent, seule la première moitié de la corrélation est utilisée comme le montre les deux figures (III.8) et (III.9). L'équation correspondante est donnée par (III.13) [83], [84], [85] :

$$y[n] = \sum_{k=0}^{2N-1} \overline{h[k]} x[(n + k) \bmod 2N] \quad \text{pour } n=0, \dots, 2N-1 \quad (\text{III.12})$$

$$y = \text{IFFT}(\overline{\text{FFT}(h)} \text{FFT}(x)) \quad (\text{III.13})$$

Avec :

N : Nombre d'échantillons dans une période de code,

$h[k] = 0$ pour $N \leq k \leq 2N - 1$.

Etant donné que la longueur du code d'entrée correspond à deux périodes, il existe deux pics dans la corrélation circulaire. Cependant, le pic apparaissant dans la première moitié de la corrélation circulaire est toujours maximum (le signe du pic n'est pas important, seule son amplitude est importante), tandis que le pic apparaissant dans la seconde moitié de la corrélation circulaire peut être réduit en raison de la transition de signe. Par conséquent, seule la première moitié de la corrélation circulaire est utilisée, et la seconde moitié est ignorée. On peut noter que le dernier échantillon de "X" n'est plus nécessaire, et par conséquent la corrélation peut être calculée si on le désire sur $2N-1$ points.

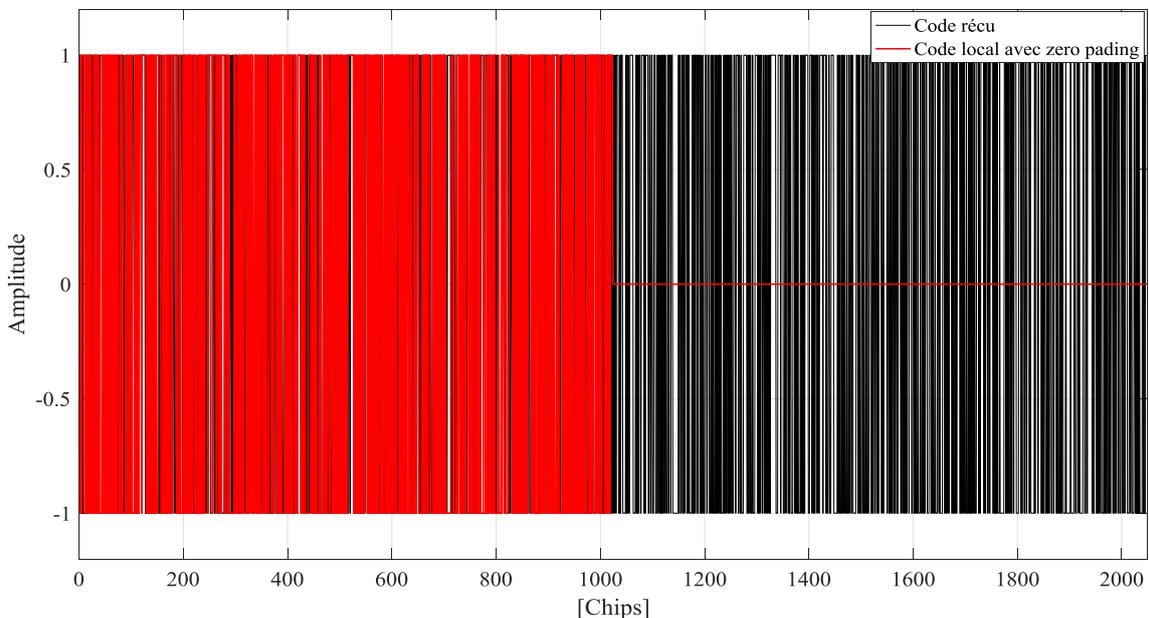


Figure.III.7 Génération du code local et du code reçu avec zéro-padding.

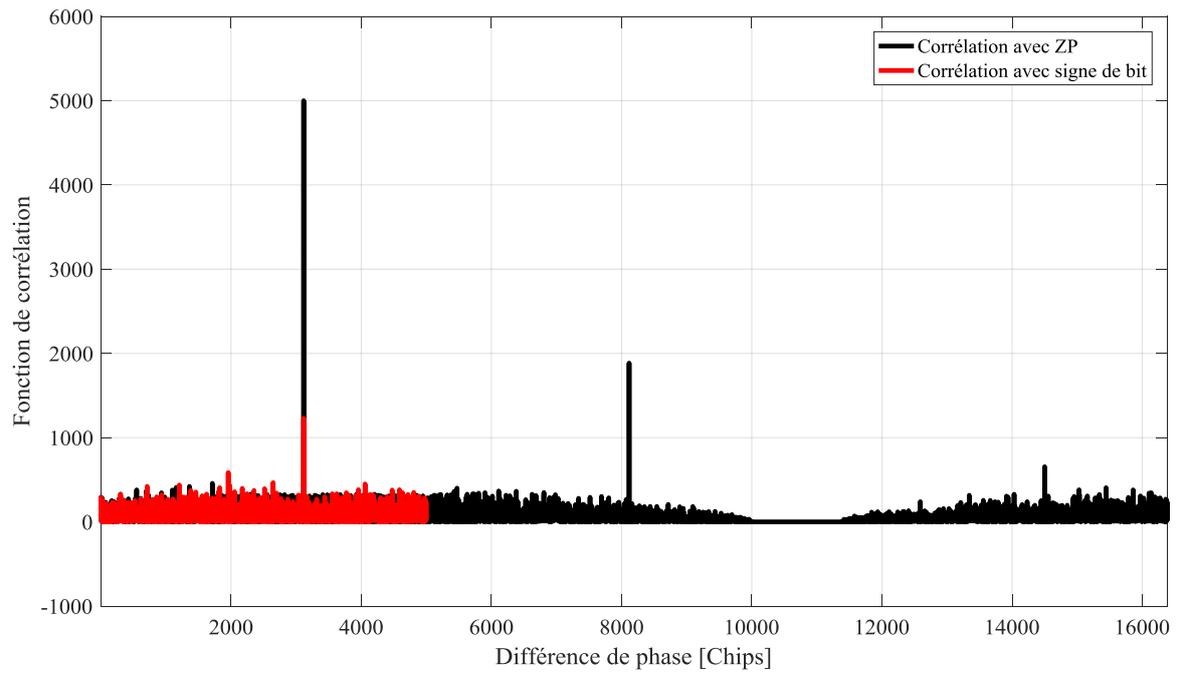


Figure.III.8 Corrélation avec zero-padding et avec changement du signe de bit.

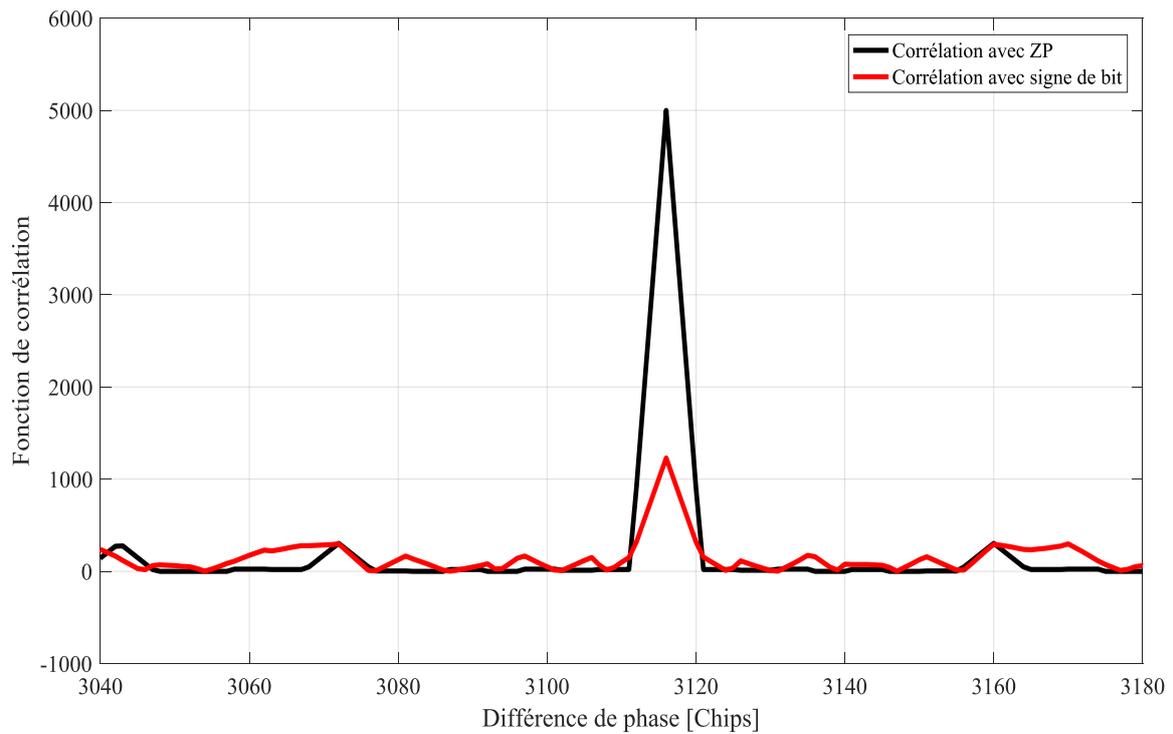


Figure.III.9 Zoom du premier pic de corrélation.

La solution apportée par la méthode zero-padding augmente la complexité, et manque d'efficacité dans le calcul puisque la moitié des points calculés ne sont pas utilisés. Dans la littérature on trouve d'autres variantes plus efficaces de la méthode zero-padding [83], [84], [85].

III.3 Poursuite des signaux GNSS

Comme nous l'avons vu dans la première section, l'acquisition est la première étape de traitement effectué par le récepteur GNSS pour faire la synchronisation par la recherche de la phase du code et de la fréquence de la porteuse du signal d'un satellite spécifique de la constellation. Une fois le processus d'acquisition terminé, l'étape de poursuite est lancée avec un ajustement des paramètres de synchronisation pour augmenter la précision des paramètres estimés, puis de maintenir la synchronisation durant le temps de communication. La poursuite des signaux GNSS consiste en deux circuits: boucle de poursuite de fréquence et boucle de poursuite de code [25], [73], [105], [106], [156]. Le circuit de poursuite de fréquence est en réalité constitué de deux boucles imbriquées : une boucle de verrouillage de phase PLL (Phase-Locked Loop) et une boucle de verrouillage de fréquence FLL (Frequency Locked Loop). Les discriminateurs de fréquence et de phase sont différents. Leurs sorties sont combinées dans un seul filtre afin de contrôler l'oscillateur commandé numériquement NCO (Numerically Controlled Oscillator) de la porteuse. La PLL est plus précise et moins bruitée, mais également plus sensible à la dynamique d'évolution du signal reçu. La PLL reproduit la phase et la fréquence exacte du signal reçu, alors que la FLL reproduit approximativement la fréquence [25], [73], [105]. Par contre, le circuit de la boucle de poursuite de code est composé d'une boucle de verrouillage de retard DLL utilisée pour suivre le code PRN. Lorsque les deux boucles PLL et DLL sont verrouillées, il est possible de décoder le message de données de navigation. Dans notre thèse, nous nous basons sur le processus de poursuite de code. En effet, nous donnons une brève description du processus de poursuite de phase de la porteuse.

III.3.1 Boucle de poursuite de phase PLL

La boucle PLL est un composant important dans les récepteurs de communication cohérente, responsable de l'estimation de la phase de la porteuse du signal modulé reçu [25]. Idéalement, la fréquence porteuse transmise est connue et sa phase doit être déterminée pour une démodulation précise. Cependant, en raison de facteurs tels que le bruit et les mouvements des satellites, la fréquence porteuse réelle reçue peut être légèrement différente de la fréquence attendue. Cette différence peut être modélisée comme une phase variable dans le temps. La commande de rétroaction (feed-back) de la PLL peut suivre cette phase, à condition que le décalage de fréquence soit faible par rapport à la fréquence porteuse [25], [73], [174]. La structure de la boucle PLL est présentée sur le schéma de la figure (III.10) [166]. Elle est constituée de deux branches, en phase notée I et en quadrature, décalée de 90° , notée Q. Le signal d'entrée FI en premier lieu est multiplié par une réplique du code d'étalement venant de la boucle DLL. Ensuite

les deux porteuses locales en phase et en quadrature sont multipliées avec le signal d'entrée. Les multiplications dans les branches I et Q fournissent respectivement les résultats suivants :

$$D^i(n) \cos(2\pi f_{FI}n) \cos(2\pi f_{FI}n + \varphi) = \frac{1}{2}D^i(n) \cos(\varphi) + \frac{1}{2}D^i(n)\cos(4\pi f_{FI}n + \varphi) \quad (\text{III.14})$$

$$D^i(n) \cos(2\pi f_{FI}n) \sin(2\pi f_{FI}n + \varphi) = \frac{1}{2}D^i(n) \sin(\varphi) + \frac{1}{2}D^i(n)\sin(4\pi f_{FI}n + \varphi) \quad (\text{III.15})$$

Où φ est la différence de phase entre la phase du signal d'entrée et la phase de la réplique locale. Les deux signaux résultants sont ensuite filtrés par des filtres passe-bas afin d'éliminer les deux termes avec les doubles fréquences ce qui nous donne :

$$I^i = \frac{1}{2}D^i(n) \cos(\varphi) \quad (\text{III.16})$$

$$Q^i = \frac{1}{2}D^i(n) \sin(\varphi) \quad (\text{III.17})$$

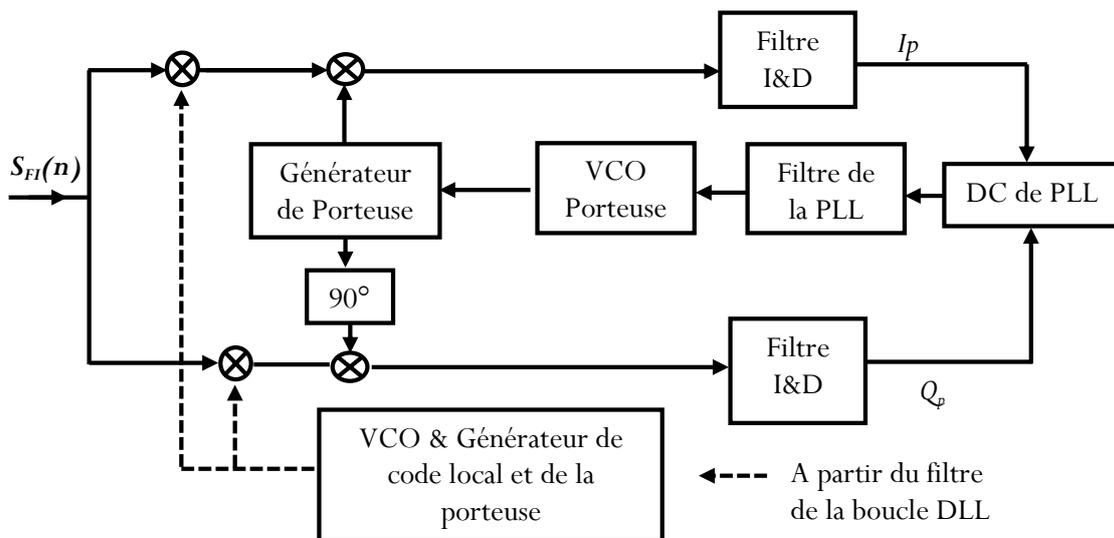


Figure.III.10 Structure de la boucle PLL.

III.3.1.1 Discriminateur de phase

Le rôle du discriminateur de phase est de calculer l'erreur de phase φ entre la phase de la porteuse résiduelle du signal reçu et celle de la porteuse locale. Généralement, en raison des transitions de bit de navigation, la boucle PLL utilisée pour la poursuite du signal GNSS est une boucle de Costas. Ce type de boucle possède un discriminateur de phase insensible aux déphasages de phase de 0° et de $\pm 180^\circ$ [73], [105], [174]. En effet, pour ces valeurs de phases, les sorties du discriminateur sont nulles. La sortie du discriminateur doit être une fonction dépendante de l'erreur de phase φ . Il existe plusieurs discriminateurs, le choix dépend de l'application et de la complexité de réalisation [105], [174]. Le discriminateur le plus utilisé est le Dot Product (DP). Il est donné par l'expression de l'équation suivante [174]:

$$D_P = I_P Q_P \tag{III.18}$$

La sortie du discriminateur DP est proportionnelle à $\sin(2\varphi)$. Un autre discriminateur possible qui est le discriminateur classique d'arctangente (Atan). Il est donné par l'expression de l'équation (III.19) [174]:

$$\varphi = \arctan\left(\frac{Q}{I}\right) \tag{III.19}$$

La sortie de ce discriminateur est l'erreur de phase. Cette sortie est utilisée pour générer un signal de commande permettant de régler la fréquence de l'oscillateur NCO pour but de corriger la fréquence de la porteuse f_p .

III.3.2 Poursuite du code

L'objectif d'une boucle de poursuite de code est de suivre la phase variable dans le temps du code PRN reçu $C(t - \tau)$ dans le signal GNSS; c'est-à-dire maximiser la fonction de corrélation entre le code local et le code reçu par rapport à la différence de phase entre les deux à savoir τ et ceci en connaissant le changement de fréquence f_d due à l'effet Doppler [105], [174]. La sortie de la boucle de poursuite de code est une réplique du code parfaitement alignée avec le code reçu. La boucle de poursuite de code est une boucle de verrouillage de retard DLL appelée boucle de poursuite avance-retard [25]. La figure (III.11) est un schéma fonctionnel de base de la boucle de poursuite DLL. Il se compose d'un discriminateur, d'un filtre de boucle, d'un oscillateur commandé en tension VCO, et d'un générateur de code PRN.

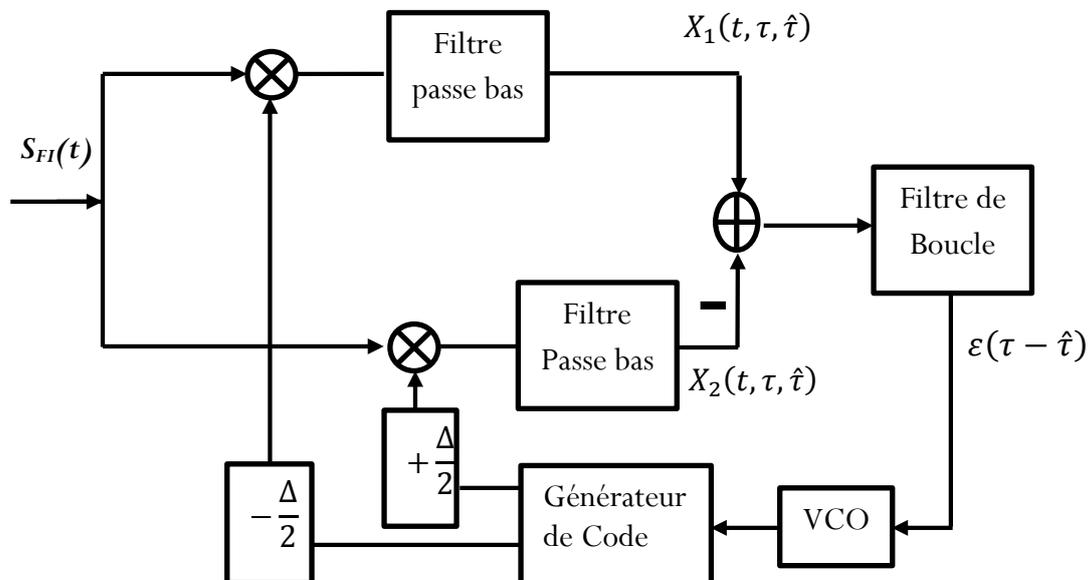


Figure.III.11 Boucle Avance-Retard.

Les deux configurations de la boucle de poursuite de code (cohérente et non cohérente) utilisent deux corrélateurs de codes indépendants afin d'affiner l'estimation $\hat{\tau}$ [25], [105]. Le signal d'entrée $S_{FI}(t)$ est corrélé avec la version avance $C\left(t - \hat{\tau} + \left(\frac{\Delta}{2}\right)T_C\right)$ et la version retard $C\left(t - \hat{\tau} - \left(\frac{\Delta}{2}\right)T_C\right)$ de la séquence PRN locale du générateur de code. Le paramètre Δ est la différence de temps totale normalisée entre les canaux de corrélateurs avance et retard. Ainsi, la sortie du corrélateur en avance est donnée par :

$$X_1(t, \tau, \hat{\tau}) = C(t - \tau)C\left(t - \hat{\tau} + \left(\frac{\Delta}{2}\right)T_C\right) \quad (\text{III.20})$$

Et la sortie du corrélateur en retard est donnée par :

$$X_2(t, \tau, \hat{\tau}) = C(t - \tau)C\left(t - \hat{\tau} - \left(\frac{\Delta}{2}\right)T_C\right) \quad (\text{III.21})$$

La sortie du discriminateur de la boucle DLL est la différence entre les corrélations avance $X_2(t)$ et retard $X_1(t)$. Cette différence construit le signal de correction noté $\varepsilon(t, \tau, \hat{\tau})$ et donné par :

$$\varepsilon(t, \tau, \hat{\tau}) = X_2(t, \tau, \hat{\tau}) - X_1(t, \tau, \hat{\tau}) \quad (\text{III.22})$$

En fonction du code, ce signal est donné par :

$$\varepsilon(t, \tau, \hat{\tau}) = C(t - \tau) \left[C\left(t - \hat{\tau} - \left(\frac{\Delta}{2}\right)T_C\right) - C\left(t - \hat{\tau} + \left(\frac{\Delta}{2}\right)T_C\right) \right] \quad (\text{III.23})$$

La fonction caractéristique du discriminateur $\varepsilon(\tau - \hat{\tau})$ peut prendre différentes formes qui seront détaillées par la suite. On peut alors, après le filtrage passe bas, utiliser la fonction discriminatrice $\varepsilon(\tau - \hat{\tau})$ pour piloter le VCO, qui à son tour, règle l'horloge du générateur de code pour établir une synchronisation fine. Les boucles DLL que nous allons présenter dans ce chapitre sont en fait conçues pour obtenir une erreur quadratique moyenne de poursuite minimale en présence du bruit blanc gaussien additif, et doivent être capables de poursuivre la dynamique du signal reçu.

III.3.2.1 Boucle DLL cohérente

Les boucles de codes cohérentes utilisent les informations délivrées par la boucle PLL pour construire leurs fonctions discriminatrices. Cela suppose que la réplique d'onde porteuse locale est parfaitement alignée en phase avec l'onde porteuse entrante. Dans la DLL cohérente, la position du maximum du pic de l'ACF peut être déterminée en calculant le lieu du point de

passage par zéro du discriminateur de la boucle DLL. Deux corrélateurs avance-retard (Early-Minus-Late) sont nécessaires pour déterminer cette information comme le montre la figure (III.12).

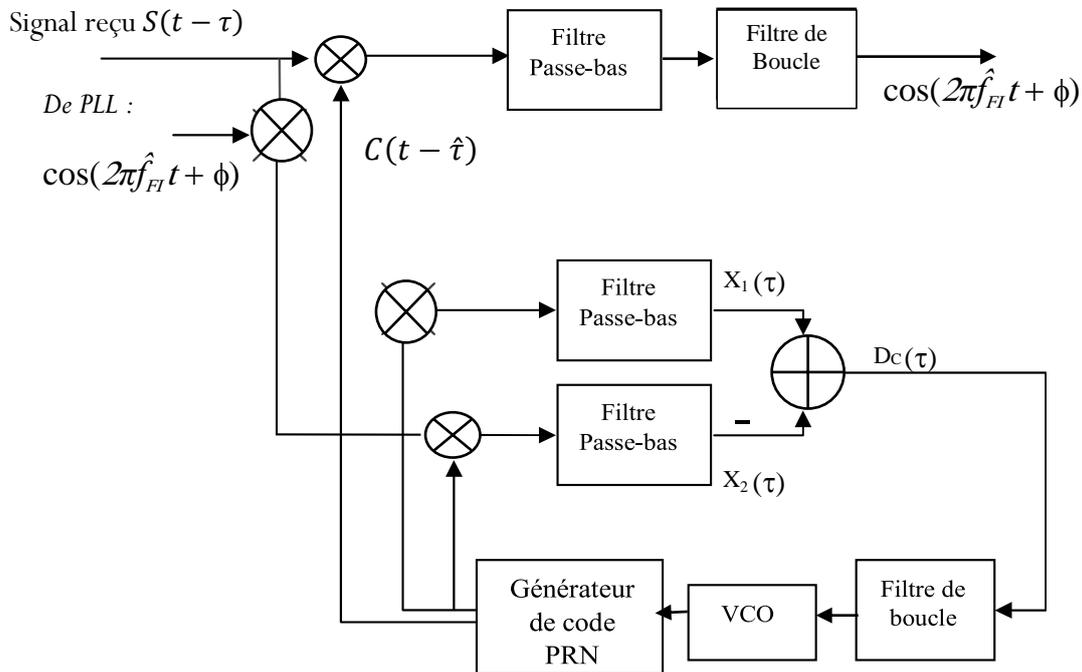


Figure.III.12 Schéma de la boucle DLL cohérente.

III.3.2.2 Boucle DLL non cohérente

La discussion précédente de la poursuite cohérente supposait que le signal d'entrée est en bande de base. La poursuite cohérente a des limites pour les applications GNSS dans le sens qu'une poursuite précise du code est nécessaire pour que l'opération de poursuite de la porteuse commence. De plus, les glissements de cycle dans l'opération de poursuite de porteuse peuvent entraîner une perte de verrouillage du code. Ainsi, la poursuite par DLL cohérente est un peu fragile et n'est pas souvent utilisée pour le GPS [25]. Dans cette section, nous supposons que le signal d'entrée de la boucle DLL non cohérente est décalé, en fréquence intermédiaire, en présence d'un décalage Doppler résiduel. On suppose aussi la présence des données de navigation et que la phase de la porteuse est inconnue. Dans ces conditions, une extension de la boucle avance-retard DLL cohérente (figure III.13) remplace les corrélateurs passe bas par des corrélateurs passe bande suivis par des détecteurs d'enveloppe, comme le montre la figure III.13. C'est le principe de la boucle de code non cohérente. Elle doit travailler en bande transposée.

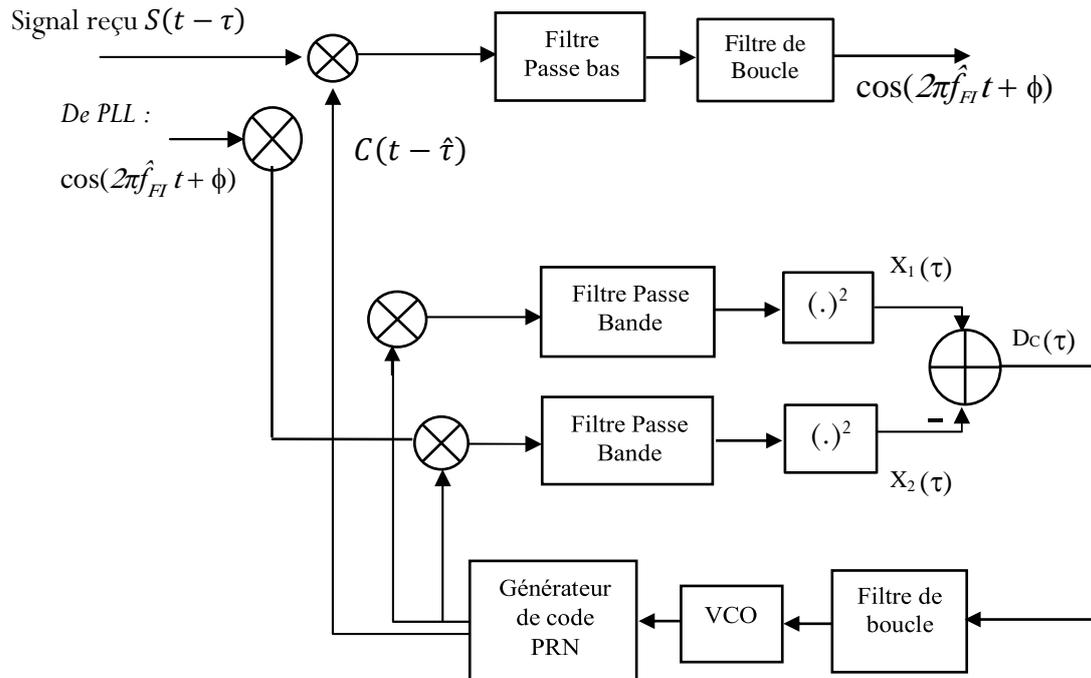


Figure.III.13 Schéma de la boucle DLL non cohérente.

III.4 Sources d'erreur des signaux GNSS

Dans les systèmes GNSS, la précision de la position de l'utilisateur est affectée par les trois facteurs principaux : la précision de chaque position du satellite, la précision de la mesure de la pseudo-distance et la géométrie des satellites [167]. L'erreur de position de l'utilisateur est une fonction à la fois de l'erreur pseudo-distance appelée UERE (User Equivalent Range Error) et de la géométrie utilisateur/satellite exprimée par le coefficient de dilution de précision DOP (Dilution Of Precision). Il est important de connaître les principales sources d'erreurs qui affectent les distances mesurées entre le récepteur et les satellites visibles [25], [105], [106], [116]. Généralement, l'UERE est décomposée en plusieurs types d'erreurs: Comme les erreurs d'éphémérides, les décalages d'horloges satellites, les retards ionosphériques et troposphériques, les effets des MP et de bruit thermique du récepteur [25], [105], [116]. Donc la mesure de pseudo-distance notée $R_r^{(k)}$, affectée de toutes ces sources d'erreur de positionnement s'exprime alors par [25], [88], [105], [116], [167]:

$$R_r^{(k)} = \rho_r^k + c(t_r - t_e) + E_{sat_k} + E_{inos} + E_{tropo} + E_{MP} + E_{Br} \quad (III.24)$$

Avec :

ρ_r^k : Distance géométrique entre le $k^{\text{ième}}$ satellite et le récepteur,

E_{sat_k} : Erreur de la position du $k^{\text{ième}}$ satellite,

E_{inos} : Erreur de l'ionosphère correspondant au $k^{\text{ième}}$ satellite,

E_{tropo} : Erreur de la troposphère correspondant au $k^{\text{ième}}$ satellite,

E_{MP} : Erreur causée par les MPs,

E_{Br} : Erreur causée par le bruit du récepteur.

c : Vitesse de lumière (299792458 m/s),

t_r : Temps de réception,

t_e : Temps d'émission.

La multiplication de l'UERE par la valeur DOP appropriée produit la précision attendue du positionnement GPS [25], [167]. Une brève description de ces erreurs et de leurs propriétés sera fournie dans la prochaine section.

III.4.1 Erreur d'éphéméride

Les erreurs d'éphémérides résultent lorsque le message de navigation ne transmet pas l'emplacement correct du satellite. Il est typique que la composante radiale de cette erreur soit la plus petite : les erreurs tangentielles et transversales peuvent être plus grandes par un ordre de grandeur. Heureusement, les composantes plus grandes n'affectent pas la précision de mesure au même degré. Ces erreurs sont corrigées en faisant des mesures précises des positions des satellites qui sont par la suite actualisées régulièrement par les segments de contrôle [25], [105], [167].

III.4.2 Erreur troposphérique

La troposphère est la couche de l'atmosphère la plus proche de la surface de la terre. Les mesures de pseudo-distances et les mesures de phase de la porteuse sont retardées de la même manière, et ce retard ne dépend que des conditions atmosphériques telles que la température, la pression et l'humidité. Les récepteurs GNSS peuvent également utiliser des modèles troposphériques pour estimer la quantité d'erreur causée par le retard troposphérique [25], [92], [105], [106], [167].

III.4.3 Erreur ionosphérique

La couche d'ionosphère est la région de l'atmosphère qui s'étend d'environ 60 km-1000 km au-dessus de la terre. Elle est caractérisée par un milieu partiellement ionisé résultant des vents stellaires et du rayonnement solaire. Cependant, la précision du positionnement d'un utilisateur GNSS peut être dégradée de manière significative par l'effet de l'ionosphère sur les signaux émis par les satellites. Si elle n'est pas corrigée, l'équivalent en distance du retard ionosphérique peut atteindre quelques dizaines de mètres, en fonction de l'élévation du satellite et des conditions ionosphériques [25], [92], [107], [105].

III.4.4 Erreur d'horloges satellites

La référence temporelle du satellite GNSS est obtenue à partir des horloges atomiques très stables et précises. Malgré cela, ces horloges ont des dérives résultant des conditions de décalages de leur échelle de temps GNSS, ce qui conduit à des erreurs dans le temps de déplacement du signal mesuré. Il est très difficile de conserver la synchronisation de ces horloges en tout temps. Une moyenne des erreurs d'horloge varie entre 8,64 ns et 17,28 ns sur une journée [168]. Cette erreur d'horloge peut atteindre 5,18 m. Le segment de contrôle détermine et transmet les paramètres de correction d'horloge aux satellites pour une rétrodiffusion par la suite aux utilisateurs via les messages de navigation [25], [105].

III.4.5 Erreur de Multi-trajet

Le canal radio mobile, dans les environnements urbains, est également caractérisé par la propagation par multi-trajets MP (Multipath) qui représente l'une des principales sources d'erreur. Les mécanismes de propagation dominants, dans ces scénarios, sont la réflexion, la diffraction et le blocage des signaux par des obstacles discrets comme illustré dans la figure (III.14). En conséquence, les signaux satellites sont presque invisibles dans de tels environnements. Les MPs sont caractérisées par leur nombre, leurs amplitudes, leurs retards et leurs phases. Or, tous ces paramètres varient dans le temps en fonction de la vitesse de l'émetteur et celle du récepteur. Ils varient aussi en fonction de l'environnement [25], [26], [27], [28], [92], [105]. Lorsque le récepteur reçoit un signal réfléchi, il conduit à une erreur de positionnement et à l'échec de verrouillage du signal par le récepteur, ce qui rend la fonction de positionnement nulle. L'effet des MPs sur le récepteur GNSS notamment l'ACF et la courbe-S de la boucle DLL, sera étudié en détail dans le prochain chapitre.

En environnement masqué, comme dans les zones urbaines, les satellites GNSS deviennent invisibles (indétectables) et le nombre de satellites visibles est considérablement réduit, ce qui rend le calcul de position impossible et un système GNSS unique n'est pas suffisant pour

déterminer la solution de navigation du récepteur. Seuls les satellites qui ne subissent pas les effets du masquage sont les plus élevés dans le ciel [4], [25], [106].

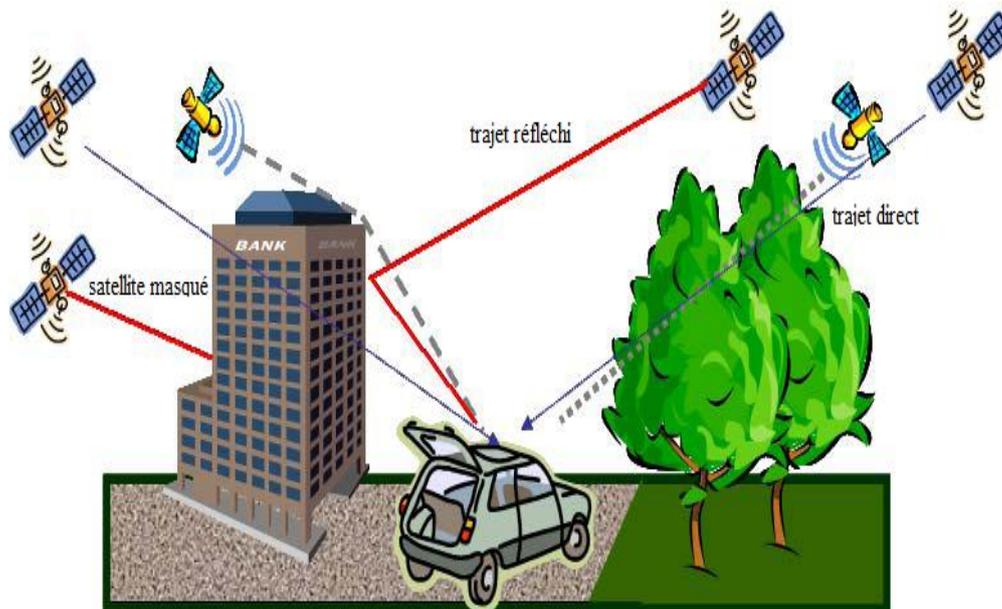


Figure.III.14 Phénomène des multi-trajets.

III.4.6 Erreur de la géométrie des satellites

La qualité de la géométrie de constellation des satellites du système GNSS est un facteur important pour obtenir des résultats de haute précision. Cette géométrie change avec le temps en raison du mouvement relatif des satellites en orbite. Différentes géométries de satellites peuvent augmenter ou diminuer les erreurs dans les positions dérivées par le système GNSS [4], [25], [106].

III.4.6.1 Dilution de précision

Le paramètre géométrique appelé DOP (Dilution Of Precision) est utilisé pour spécifier l'effet de la géométrie d'une constellation GNSS visible sur la précision de solution. La figure (III.15) présente un exemple de concept de DOP. Lorsque les satellites GNSS visibles sont proches dans le ciel, leur géométrie est dite faible et la valeur DOP respective est élevée. En contrepartie, lorsque les satellites GNSS visibles sont écartés dans le ciel, leur géométrie est désignée comme forte et la valeur de DOP correspondante est faible [4], [87]. La mauvaise configuration de DOP est celle qui donne une mauvaise précision dans les environnements urbains. Ceci est due à

l'espace visible, au-dessus du récepteur GNSS, qui est limité par les différents obstacles [92], [105], [167], [169].

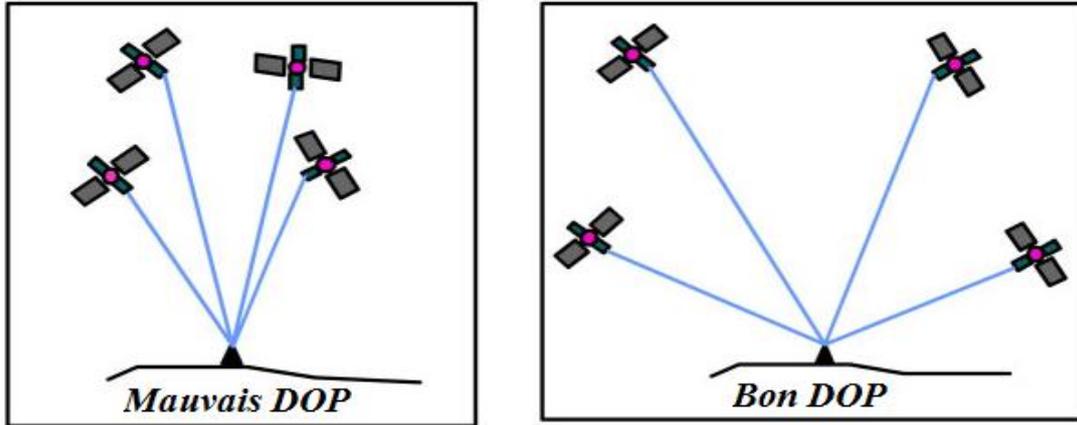


Figure.III.15 Effets de la géométrie des satellites.

La combinaison GNSS MC/MF dans un seul récepteur, augmente le nombre de satellites visibles et améliore par conséquent la solution DOP. Ceci est particulièrement important pour les applications où la vue du ciel est partiellement obscurcie par les environs. C'est ce qui représente notre contribution principale que nous allons voir dans le dernier chapitre de cette thèse.

III.4.6.2 Détermination de DOP

Le calcul du facteur DOP provient d'une démonstration mathématique dépassant l'objectif de notre thèse. Mais pour plus de détails sur cette démonstration, le lecteur est invité à consulter les références [25], [105]. Donc avec les satellites visibles identifiés, la pseudo-distance entre le récepteur GNSS et le $i^{ième}$ satellite visible noté ρ_i est calculée comme indiqué ci-dessous. Les dérivées directionnelles de tous les satellites visibles forment une matrice H ($i \times 4$). Cette dernière, pour le $i^{ième}$ satellite visible, est donnée par [25], [87], [88], [105] :

$$H = \begin{bmatrix} \frac{x-X_{s,1}}{\rho_1} & \frac{y-Y_{s,1}}{\rho_1} & \frac{z-Z_{s,1}}{\rho_1} & 1 \\ \frac{x-X_{s,2}}{\rho_2} & \frac{y-Y_{s,2}}{\rho_2} & \frac{z-Z_{s,2}}{\rho_2} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{x-X_{s,i}}{\rho_i} & \frac{y-Y_{s,i}}{\rho_i} & \frac{z-Z_{s,i}}{\rho_i} & 1 \end{bmatrix} \quad (III.25)$$

Avec :

- $X_{s,i}, Y_{s,i}, Z_{s,i}$ sont les coordonnées du $i^{ième}$ satellite.
- x, y et z sont les coordonnées du récepteur.
- ρ_i est la pseudo-distance satellite-récepteur pour le $i^{ième}$ satellite.

Par conséquent, le DOP pour le $i^{\text{ème}}$ satellite visible peut être donné par [25], [87], [88], [105]:

$$DOP = \sqrt{\text{Trace}[(H^T \cdot H)^{-1}]} \quad (\text{III.26})$$

Avec :

- $\text{Trace} [H]$: La somme de coefficients diagonaux de la matrice H .
- H^T : Désigne le transposé de la matrice H .

Le DOP représente l'effet combiné de deux coefficients : DOP de Position PDOP (Position Dilution Of Precision) et DOP de temps TDOP (Time Dilution Of Precision). PDOP peut être divisé en deux composantes : coefficient de DOP horizontal HDOP (Horizontal Dilution Of Precision) et coefficient de DOP vertical VDOP (Vertical Dilution Of Precision). Le PDOP représente la contribution de la géométrie du satellite à la précision de positionnement 3D et le HDOP la contribution à la précision de positionnement 2D. Du fait que le récepteur peut suivre uniquement les satellites situés au-dessus de l'horizon ($h_{min} > 0^\circ$), le VDOP sera toujours plus grand que le HDOP [167], [170]. Le paramètre DOP doit être pris en compte dans le choix des satellites à utiliser. Pour augmenter la précision de la localisation. Le tableau (III.1) donne la description et la signification de diverses valeurs de DOP [25], [87], [88], [170].

DOP	Évaluation	Description
1	Idéal	C'est le niveau de confiance le plus élevé possible utilisé pour les applications exigeant la plus grande précision possible à tout moment.
1-2	Excellent	À ce niveau de DOP, les mesures de position sont considérées comme suffisamment plus précises pour répondre à toutes les applications sauf les plus sensibles.
2-5	Bien	Représente un niveau qui correspond au minimum approprié pour les applications sensibles
5-10	Modéré	Représente les exigences pour la plupart des applications
10-20	Acceptable	Représente un niveau de confiance faible. Il doit être utilisé uniquement pour fournir des estimations approximatives de la position actuelle.
>20	Mauvais	À ce niveau de DOP, les mesures sont imprécises jusqu'à 300 mètres avec un appareil précis de 6 mètres et doivent être ignorées.

Tableau.III.1 Signification de DOP.

Il convient de noter que les valeurs de DOP inférieures à 1 sont possibles. C'est-à-dire que la précision de la position calculée peut être supérieure à la précision des pseudo-distances mesurées par le récepteur GNSS. Quand il y a suffisamment des satellites visibles avec une grande séparation angulaire, il est possible que la région d'incertitude sur la position du récepteur soit réduite au point qu'elle soit plus petite que l'incertitude de la mesure de pseudo-distance individuelle [25], [87], [88].

III.4.7 Erreur de bruit thermique du récepteur

Dans les systèmes de communication et de radionavigation, le bruit provient de diverses sources tels que l'équipement lui-même et d'autres appareils électriques. Le bruit thermique propre au récepteur GNSS peut aussi induire des erreurs dans la mesure de distance. Le niveau du bruit thermique après corrélation est du même ordre de grandeur que le niveau du signal GNSS, c'est pourquoi ses effets ne peuvent pas être négligés [92], [105], [167]. La densité spectrale du bruit thermique N_0 s'exprime par [171]:

$$N_0 = K_b T_{rec} B \quad (III.27)$$

Avec :

K_b : Constante de Boltzmann donnée par : $K_b = 1.38 \times 10^{-23}$ J.

T_{rec} : Température du récepteur en degré kelvin.

B : Bande passante du 1^{er} système radiofréquence (RF) en Hertz.

III.4.8 Puissance du signal reçu

La puissance du signal GNSS reçu dépend du canal de propagation et des conditions de l'environnement. Plus le trajet entre l'émetteur et le récepteur contient des obstacles, plus l'atténuation du signal à la réception sera importante [4], [25], [178]. Bien que la puissance RF attribuée aux signaux GNSS à l'entrée de l'antenne de satellite soit d'environ 13.97 dBW, le niveau de puissance nominal reçu à la terre n'est que d'environ -128,5 dBW pour les signaux à trajet direct [25]. Les pertes de la propagation du signal GNSS en espace libre s'expriment par l'équation suivante [25], [172]:

$$P_{propagation} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (III.28)$$

Avec λ la longueur d'onde du signal GNSS (par exemple 0.19 m pour la porteuse 1575.42 MHz) et R la distance satellite/récepteur.

Si en prend $R=2 \times 10^7$ m, les pertes de la propagation en espace libre sont d'environ 5.73×10^{-19} w (-182 dBw). Les différentes spécifications en termes de puissance minimale à la réception pour les signaux GNSS sont regroupées dans le tableau (III.2) [5]. Dans l'ensemble,

pour les récepteurs piétons, la puissance du signal GNSS reçu peut varier entre -128,5 dBW à l'extérieur et -160 dBW à l'intérieur [173].

Système GNSS	Bande	Signal	Puissance minimale reçue [dBW]
GPS	L1	CA	-158.5 dBW
		L1C	-157 dBW
		P(Y)	-161.5 dBW
		M-code	/
	L2	CM/CL	-161.5 dBW
		P(Y)	-160,0 dBW
		M-code	/
L5	L5	-157.9 dBW	
Galileo	E1	OS	-157 dBW
		PRS	/
	E6	CS	-155 dBW
		PRS	/
	E5	E5a	-155 dBW
		E5b	-155 dBW
GLONASS	G1	C/A	-161 dBW
		P	/
	G2	C/A	-167 dBW
		P	/
COMPASS	B1	B1	-163 dBW
	B2	B2	-163 dBW
	B3	B3	-163 dBW

Tableau.III.2 Puissance des signaux GNSS à la réception.

III.4.9 Rapport signal sur bruit

Généralement, les signaux GNSS faibles peuvent conduire à une dégradation du calcul de position. Le SNR est une quantité importante qui définit la qualité des signaux GNSS. Il est défini par le rapport entre la puissance du signal P_s et celle du bruit P_b . Il est représenté en décibels (dB) et il est donné par [25], [105], [106]:

$$SNR_{dB} = \left[\frac{P_s}{P_b} \right]_{dB} = 10 \log \left[\frac{P_s}{P_b} \right] \quad (III.29)$$

III.5 Acquisition des signaux GNSS faibles puissances

À cause de toutes ces perturbations dans les signaux GNSS, l'estimation du temps de retard de code et de la fréquence Doppler deviennent des tâches très complexes surtout au niveau de l'acquisition. Dans ce qui suit, nous présentons deux méthodes qui peuvent être utilisées pour l'acquisition de ce type de signaux.

III.5.1 Acquisition par augmentation de la durée d'intégration

Lorsque le signal est très faible (comme c'est le cas dans le milieu urbain), le calcul de la corrélation sur une seule période (1ms par exemple pour un code C/A) ne permet pas d'obtenir les performances d'acquisition souhaitées. Certaines techniques, qui sont bien décrites dans [175], [182], peuvent être appliquées pour réduire le bruit et accumuler l'énergie du signal. La première, appelée intégration cohérente longue et présentée sur la figure III.1, consiste à accumuler un signal sur T_{inc} ms avec $T_{inc} > T_C$ (corrélation sur plus d'une période de code d'étalement). Ce type d'intégration offre les meilleures performances en termes de réduction de la variance σ du bruit puisque la puissance du bruit à la sortie d'un corrélateur est inversement proportionnelle à celle présentée dans l'équation (III.30) [166].

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{4T_{inc}} \quad (III.30)$$

Avec N_0 représente la DSP du bruit.

La deuxième technique est l'intégration non cohérente, largement utilisée dans l'acquisition des signaux GNSS. Elle consiste à accumuler un nombre noté K, de sorties de corrélateurs au carré calculées sur T_{inc} . Enfin, le temps d'accumulation total, appelé temps d'arrêt, est $T_{no-in} = KT_C$ (par exemple $T_{no-in} = 25 \times 4ms$). Cela se traduit mathématiquement par la relation suivante :

$$S(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) = \sum_{k=1}^K \left[\left(\hat{S}_I(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) \right)^2 + \left(\hat{S}_Q(n, \hat{\tau}, \hat{f}_D) \right)^2 \right] \quad (III.31)$$

L'inconvénient majeur de l'utilisation de ces techniques d'acquisition dans le récepteur GNSS est l'augmentation de la charge de calcul [70]. Pour remédier à ce problème, on va présenter, dans la section suivante, une méthode de calcul pour améliorer la précision en présence de signaux faibles.

III.5.2 Acquisition par la Méthode DBZP

La méthode DBZP est une méthode plus appropriée pour l'acquisition des signaux faibles puissance. Cette méthode a été introduite dans [176] et a été également appelée corrélation

circulaire par partition et Zero Padding dans [75]. Cette méthode effectue une longue intégration cohérente avec moins d'opérations et une sensibilité plus élevée que les autres techniques basées sur la FFT. Dans cette méthode, pendant 1 ms de temps d'intégration, les échantillons convertis en FI sont d'abord convertis en bande de base. Ensuite, le processus DBZP est utilisé pour rechercher directement la fréquence Doppler sans générer une porteuse locale, y compris une fréquence Doppler estimée. Le principe de base de la méthode DBZP est l'utilisation des corrélations partielles sur une durée équivalente à quelques dizaines de chips. Ici, une utilisation très étendue de la transformée de Fourier, est effectuée pour calculer ces corrélations partielles [70]. La figure (III.16) montre le schéma de principe de l'algorithme d'acquisition DBZP. Les échantillons du signal reçus sont divisés en N_{fd} blocs avec N_c échantillons dans chaque bloc. N_{fd} est le nombre de blocs Doppler (pas Doppler : Δf). Chaque deux blocs adjacents de N_c échantillons sont combinés dans un seul bloc de taille double $2N_c$ (N_c échantillons chevauchent entre les nouveaux blocs résultants). C'est-à-dire, à chaque fois, on va utiliser les dernier N_c échantillons du bloc précédent comme les premiers N_c échantillons du bloc suivant ; par exemple (les blocs 1 et 2 dans un bloc, et les blocs 2 et 3 dans le bloc suivant et ainsi de suite). La même chose pour le code généré localement qui est également partitionné de la même manière mais avec un remplissage de N_c zéros devant chaque bloc de code pour produire des blocs de taille double. Chaque bloc d'échantillons reçus sont corrélés circulairement avec les échantillons correspondant du bloc du code local ; seuls les premiers N_c échantillons sont conservés puis sont disposés sous la forme de colonnes dans une matrice de corrélation. Cette procédure est répétée N_{fd} fois et chaque fois avec un décalage circulaire du code local par double blocs ($2N_c$) jusqu'à l'obtention d'une matrice de corrélation ($N_{fd} \times N_\tau$), avec N_τ le nombre d'échantillons pour 1 ms de données reçues. Ensuite, une FFT de N_{fd} échantillons est effectuée sur chaque colonne de la matrice de corrélation. Pour un temps d'intégration de T_{inc} ms, le nombre de blocs Doppler est multiplié par T_{inc} , et l'intégration cohérente est effectuée par la FFT post-corrélation sur la colonne avec la longueur $T_{inc} \times N_{fd}$ comme le montre la figure III.16.

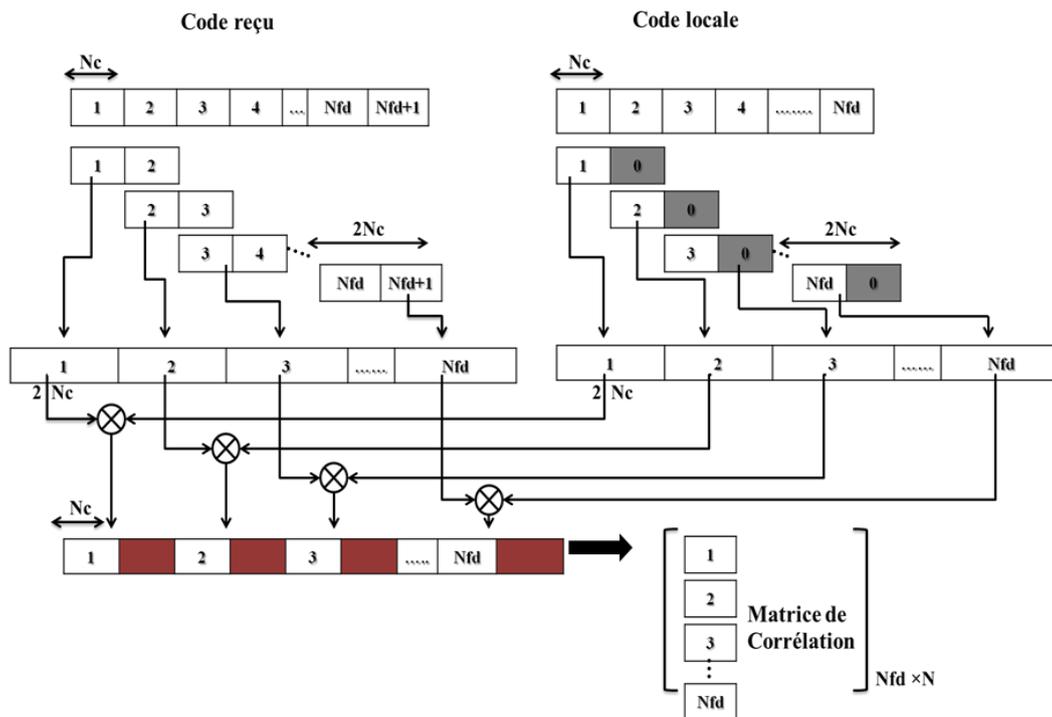


Figure.III.16 Schéma bloc de méthode DBZP.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, en premier lieu, les méthodes d'acquisition et de poursuite des signaux GNSS ont été présentées est détaillées. Ensuite, nous avons abordé le problème de transition de signe de bit et son effet sur la corrélation. Comme nous l'avons vu, une solution simple consiste à doubler la longueur de la corrélation et à utiliser le remplissage par des zéros. Dans une 2^{ème} partie, nous avons présenté le principe de la poursuite des signaux GNSS qui est basé sur l'utilisation de deux circuits à savoir : la boucle PLL et la boucle DLL. Ici, la boucle DLL a été présentée avec ses deux configurations cohérente et non cohérente. Avant de terminer, nous avons montré les sources de dégradation des signaux GNSS plus spécialement les multi-trajets, le bruit et les interférences. Ces trois dernières représentent, en effet, les problèmes dominants pour un système de navigation du fait qu'elles peuvent engendrer des erreurs de positionnement pouvant atteindre des valeurs de quelques dizaines de mètres. Finalement, nous avons présenté le principe de deux méthodes, utilisées pour la réception dans ce type de milieu. La plus importante d'entre elles est la méthode DBZP qui repose sur l'utilisation des corrélations partielles à base de FFT.

THESE DE DOCTORAT

Chapitre IV

Modèles Mathématiques de la Sortie du Discriminateur du DLL et de L'enveloppe d'Erreur des Multi-trajets pour les Signaux Modulés en BOC(α , β) dans une configuration non Cohérente

ACQUISITION ET POURSUITE DES SIGNAUX GNSS MULTIFREQUENCES ET MULTI-CONSTELLATIONS DANS UN MILIEU OUTDOOR

IV.1 Introduction

Une bonne estimation du temps de propagation représente une tâche déterminante dans l'opération de positionnement au niveau d'un récepteur GNSS [25], [105]. Une estimation grossière du retard est obtenue à l'étape d'acquisition. Par la suite, la boucle de poursuite DLL, qui est un discriminateur de code utilisant des corrélateurs avance retard, affine/améliore cette estimation et essaye de garder une trace des changements de retard. Les performances d'un tel récepteur GNSS sont directement liées au bon fonctionnement de cette fameuse DLL.

La propagation par MPs est largement reconnue comme la principale source d'erreurs dans les systèmes GNSS. En effet, la présence des signaux MPs provoque une erreur de poursuite dans la DLL [25], [105]. Ceci se traduit donc par la présence des erreurs dans le positionnement du récepteur. En plus de l'effet des MP, une autre limitation existe dans les signaux modulés en BOC et en MBOC. Il s'agit de la présence des pics latéraux dans la fonction CF qui provoquent à leurs tours l'apparition de plusieurs points de passage par zéro dans le discriminateur (DC) de la DLL. Ceci a comme effet de compliquer le fonctionnement du processus de poursuite.

Ce chapitre est consacré à la modélisation des erreurs de poursuite de code dans les boucles DLL en présence des MPs pour une configuration non cohérente. Il est organisé comme suit : en premier lieu nous présentons le modèle mathématique du DC de la DLL cohérente et nous dérivons ensuite notre modèle analytique proposé du DC de la DLL non-cohérente valable pour n'importe quel signal BOC(α,β) [33]. Deuxièmement, nous présentons notre modèle de l'enveloppe d'erreur de poursuite des MP qui est à son tour valide pour tous les signaux modulés en BOC(α,β) [33]. Finalement, nous terminons ce chapitre par une comparaison des modèles proposés et des modèles numériques basés sur des implémentations sous MATLAB.

IV.2 Modèle mathématique du DC de la DLL cohérente

La fonction du discriminateur DC, noté $D_c(\tau)$, de la boucle de code DLL cohérente est appelée tension d'erreur ou courbe-S. Elle est obtenue généralement à partir de la différence des CFs avance-retard entre le signal reçu et celui généré localement tel que présenté dans la figure (III.12). En l'absence des MPs et du bruit, le DC de la DLL est donné par l'équation (IV.1):

$$D_c(\tau) = R_{retard}(\tau) - R_{avance}(\tau) \quad (IV.1)$$

$$D_c(\tau) = R\left(\tau - \frac{\Delta}{2}\right) - R\left(\tau + \frac{\Delta}{2}\right) \quad (IV.2)$$

Avec $R(\tau)$: CF entre le signal reçu et celui généré localement.

Δ : est l'espace entre les corrélateurs.

Les CFs avance et retard de la DLL cohérente traditionnelle ainsi que les fonctions $D_c(\tau)$ du code $BOC(\alpha, \alpha)$, pour différentes valeurs de l'espacement de chip Δ , sont montrées respectivement dans les figures (IV.1), (IV.2), (IV.3) et (IV.4).

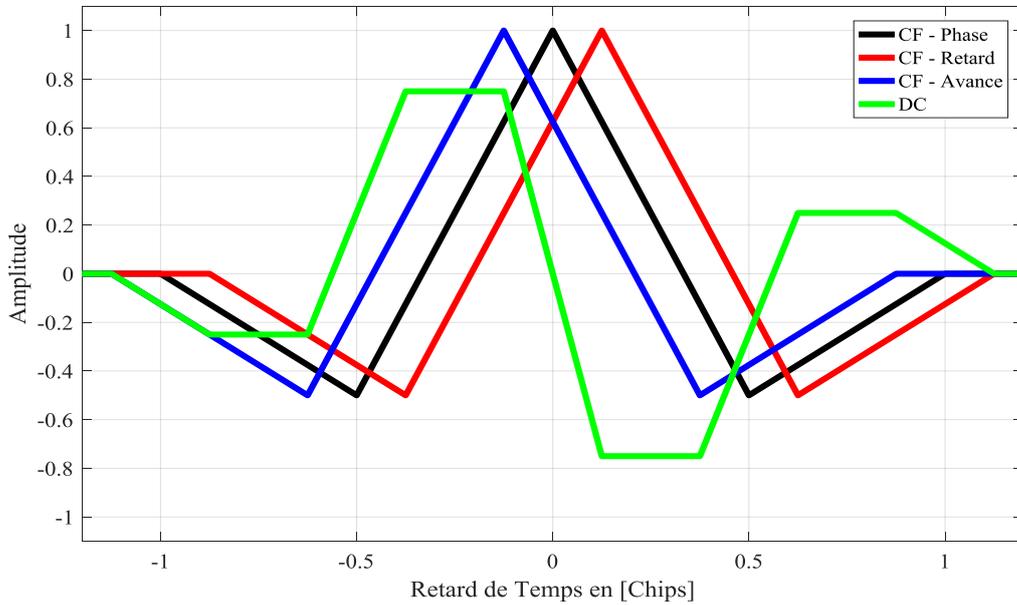


Figure.IV.1 DC du code $BOC(\alpha, \alpha)$ de la DLL cohérente pour $\Delta = \frac{T_{C/A}}{4}$.

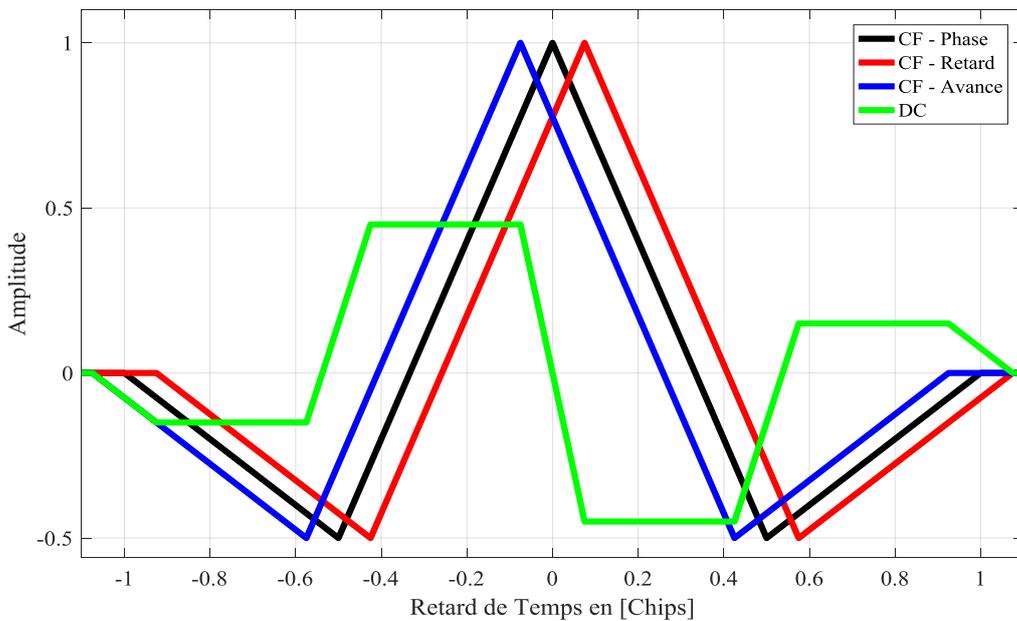


Figure.IV.2 DC du code $BOC(\alpha, \alpha)$ de la DLL cohérente pour $\Delta = \frac{3T_{C/A}}{20}$.

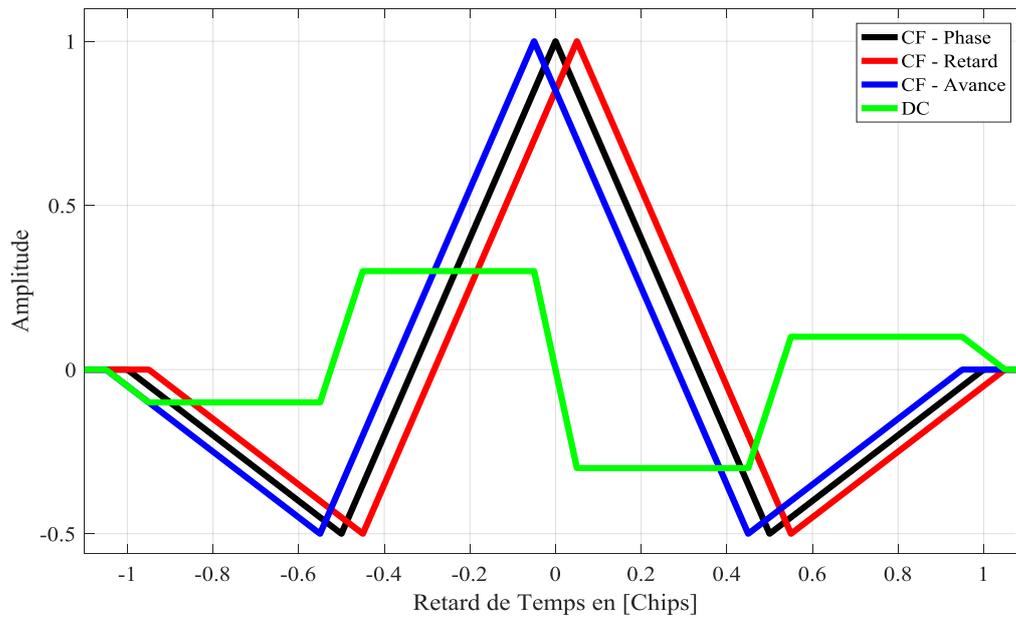


Figure.IV.3 DC du code BOC(α, α) de la DLL cohérente pour $\Delta = \frac{T_{C/A}}{10}$.

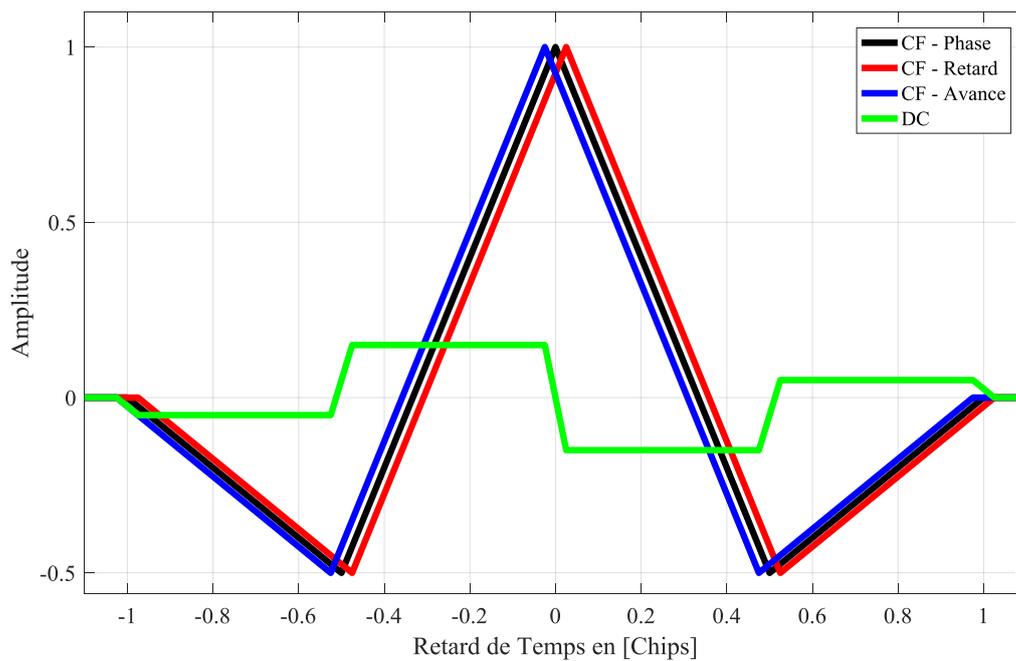


Figure.IV.4 DC du code BOC(α, α) de la DLL cohérente pour $\Delta = \frac{T_{C/A}}{20}$.

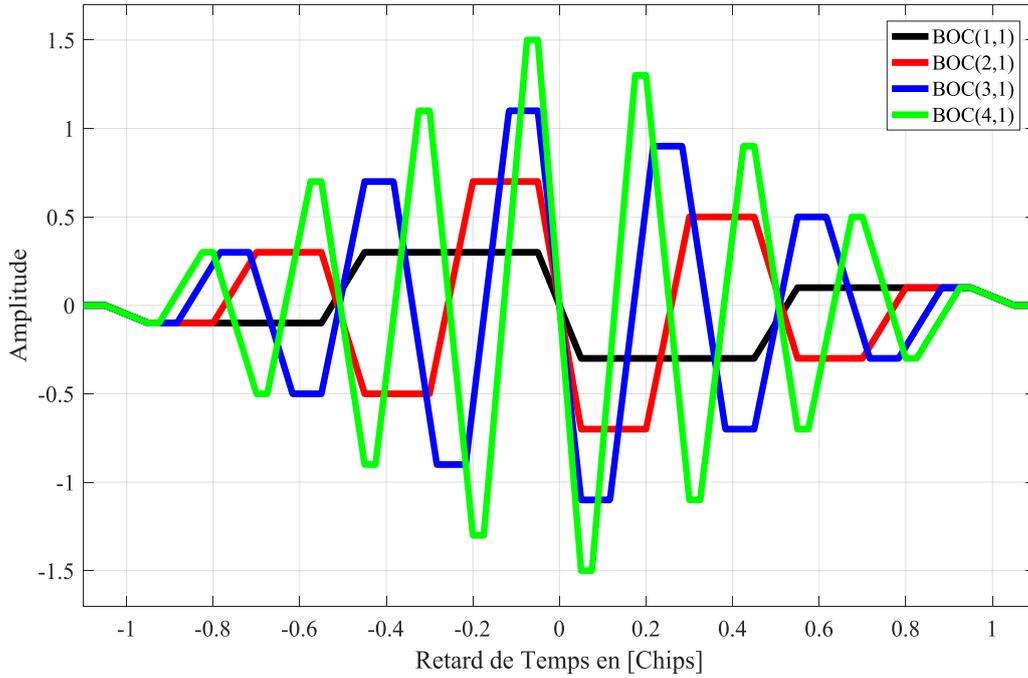
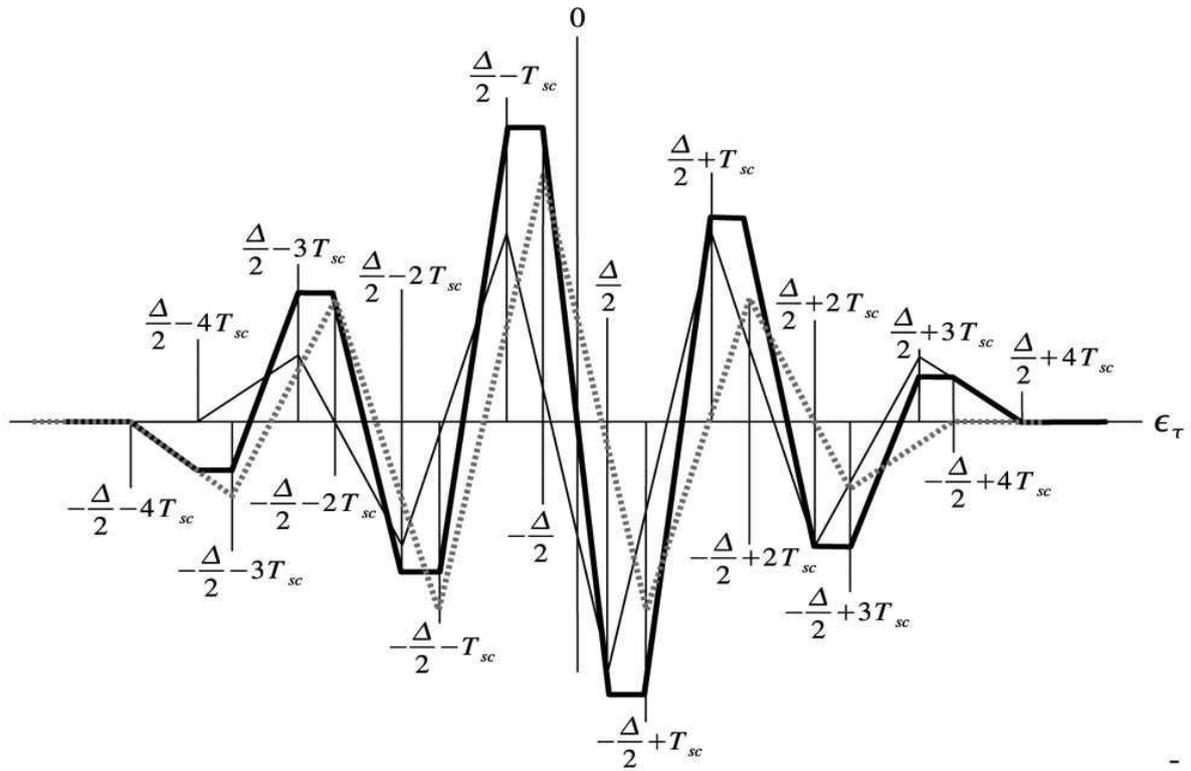


Figure.IV.5 $D_c(\tau)$ cohérente normalisée pour différentes valeurs de α et de β .

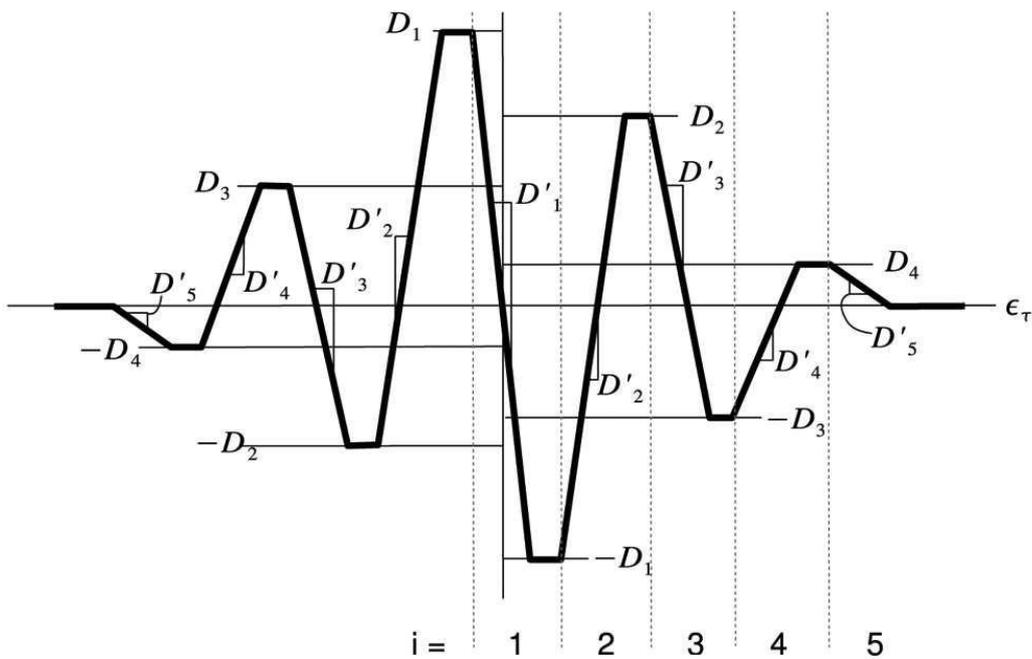
Comme le discriminateur est fonction de l'espace-temps avance- retard, il est également fonction des paramètres α et β de la modulation BOC. La figure (IV.5) montre la forme de la fonction $D_c(\tau)$ pour différentes valeurs de α et pour $\beta = 1$ avec une petite valeur de Δ ($\Delta = \frac{T_{C/A}}{10}$). Comme le montre cette figure, nous observons la présence de plusieurs segments avec différentes pentes non nulles et d'autres segments avec des pentes nulles. Tous ces segments sont fonction de α , β et Δ .

La figure IV.6 présente la géométrie générale de la tension d'erreur d'un signal modulé en $BOC(\alpha, \beta)$, avec $\alpha/\beta = 2$. Plusieurs variables sont définies sur la figure IV.6 (b). Les segments de pentes nulles sont situés, en alternance, entre les autres segments de pentes non nulles et ils sont notés par D'_i . Ces segments sont espacés entre eux par une durée égale à T_{sc} . D_i est l'amplitude de la tension d'erreur pour laquelle la pente est nulle dans des régions repérées par i ,

$$i = \left\lfloor \frac{\tau + \frac{\Delta}{2}}{T_{sc}} \right\rfloor.$$



(a) Construction de la courbe de la tension d'erreur DC à partir des CFs avance et retard



(b) Illustration des zones et des amplitudes de la fonction DC résultante.

Figure.IV.6 Tension d'erreur DC pour le cas $\alpha/\beta = 2$.

Dans la référence [31], les auteurs ont proposé un modèle mathématique qui caractérise le DC de la DLL cohérente. Ce dernier modèle est fonction de τ (τ représente ϵ_τ dans [31]) et il contient quelques erreurs qui ont été corrigées dans la référence [32]. Le modèle final est donné par l'équation (IV.3):

$$D_C(\tau) = \begin{cases} \frac{(2\beta-8\alpha)}{T_{C/A}} \tau & \text{pour } 0 \leq \tau \leq \frac{\Delta}{2} \\ D_i & \text{pour } \frac{\Delta}{2} + (i-1)T_{sc} \leq \tau \leq -\frac{\Delta}{2} + iT_{sc} \\ D_{i-1} + D'_i \left(\tau - (i-1)T_{sc} + \frac{\Delta}{2} \right) & \text{pour } -\frac{\Delta}{2} + (i-1)T_{sc} \leq \tau \leq \frac{\Delta}{2} + (i-1)T_{sc} \\ D_M + (-1)^{M+1} \frac{\beta}{T_{C/A}} \left(\tau - T_X + \frac{\Delta}{2} \right) & \text{pour } T_X - \frac{\Delta}{2} \leq \tau \leq T_X + \frac{\Delta}{2} \\ 0 & \text{pour } \tau \geq \frac{\Delta}{2} + T_X \\ -D(-\tau) & \text{pour } \tau < 0 \end{cases} \quad (IV.3)$$

Avec:

$$i = \left\lceil \frac{\tau + \frac{\Delta}{2}}{T_{sc}} \right\rceil, i = 1 \dots M \quad (IV.4)$$

$$D'_1 = \frac{2\beta-8\alpha}{T_{C/A}} \quad (IV.5)$$

$$D_1 = \frac{\Delta}{2} D'_1 \quad (IV.6)$$

$$D'_i = (-1)^i [4\beta(1-i) + 8\alpha] \frac{1}{T_{C/A}}, i = 2 \dots M \quad (IV.7)$$

$$D_i = \left[\frac{2(M-i)+1}{M} \right] \frac{2\alpha\Delta}{T_{C/A}} (-1)^i, i = 2 \dots M \quad (IV.8)$$

IV.3 Modèle mathématique proposé de la fonction DC de la DLL non cohérente

Pour la configuration non cohérente, le discriminateur normalisé noté $D_{nc}(\tau)$ est donné comme suit [25], [180]:

$$D_{nc}(\tau) = R_{avance}^2 - R_{retard}^2 = \left[R^2 \left(\tau + \frac{\Delta}{2} \right) - R^2 \left(\tau - \frac{\Delta}{2} \right) \right] \quad (IV.9)$$

La CF normalisée élevée au carré, du signal modulé en BOC(α, β), peut être obtenue à partir de l'équation (II.11) du chapitre II comme suit:

$$R^2(\tau) = \begin{cases} \left[\frac{n+(M-n)(2n-1)}{M} + \frac{-1-2(M-n)}{M} \frac{|\tau|}{T_{sc}} \right]^2 & \text{pour } -T_X \leq \tau \leq T_X \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (IV.10)$$

Où M est une constante qui représente deux fois le rapport entre les deux paramètres α et β , et elle est donnée par:

$$M = \frac{2\alpha}{\beta} \quad (IV.11)$$

$T_{sc} = \frac{1}{f_s}$, est le temps minimum associé à une valeur constante de la sous-porteuse.

$$n \equiv \left\lceil \frac{|\tau|}{T_{sc}} \right\rceil \quad (IV.12)$$

$\lceil \cdot \rceil$ représente l'opérateur de seuil maximal et $T_X = \frac{1}{f_X}$ est la durée de chip du code PRN utilisé dans les signaux GNSS. Il représente le rapport entre la durée du chip de code C/A GPS ($T_{C/A}$) et le paramètre β ($T_X = \frac{T_{C/A}}{\beta}$).

Les CFs avance retard et la courbe $D_{nc}(\tau)$ de la DLL non cohérente traditionnelle, pour le code BOC(α, α), et pour différentes valeurs d'espacement de chip Δ) sont montrées dans les figures (III.7), (III.8), (III.9) et (III.10).

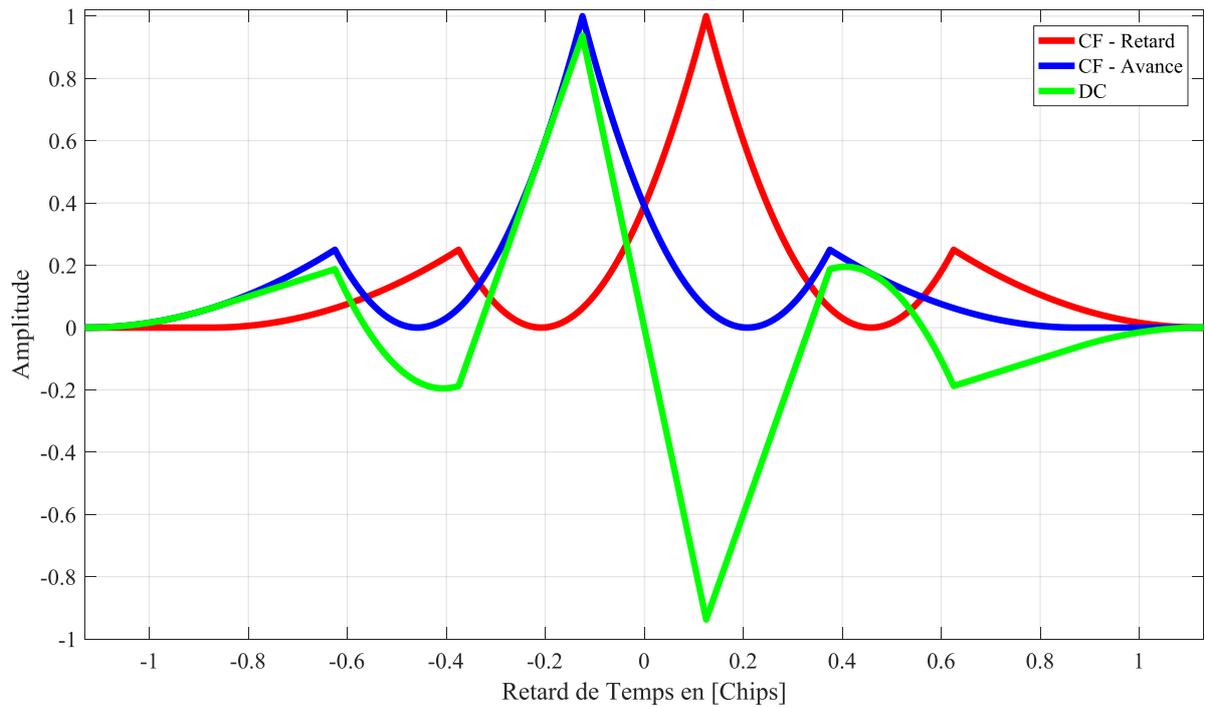


Figure.IV.7 DC du code $BOC(\alpha, \alpha)$ de la DLL non cohérente avec $\Delta = \frac{T_{C/A}}{4}$.

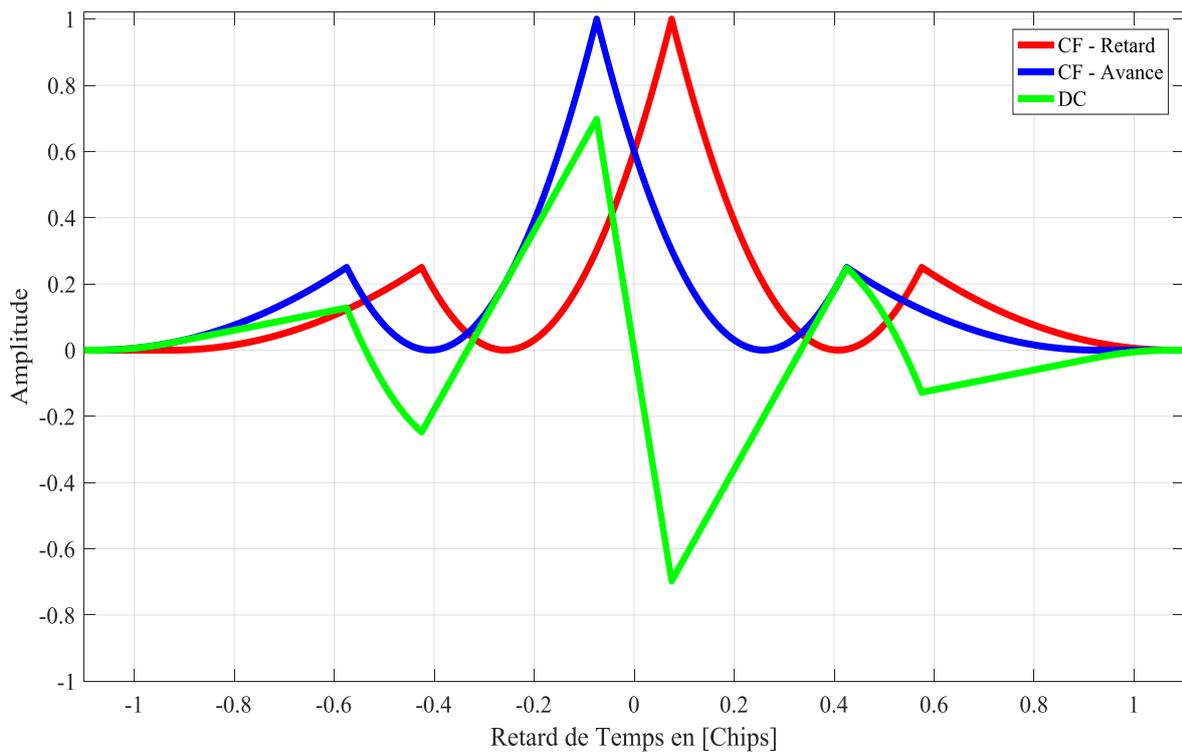


Figure.IV.8 DC du code $BOC(\alpha, \alpha)$ de la DLL non cohérente avec $\Delta = \frac{3T_{C/A}}{20}$.

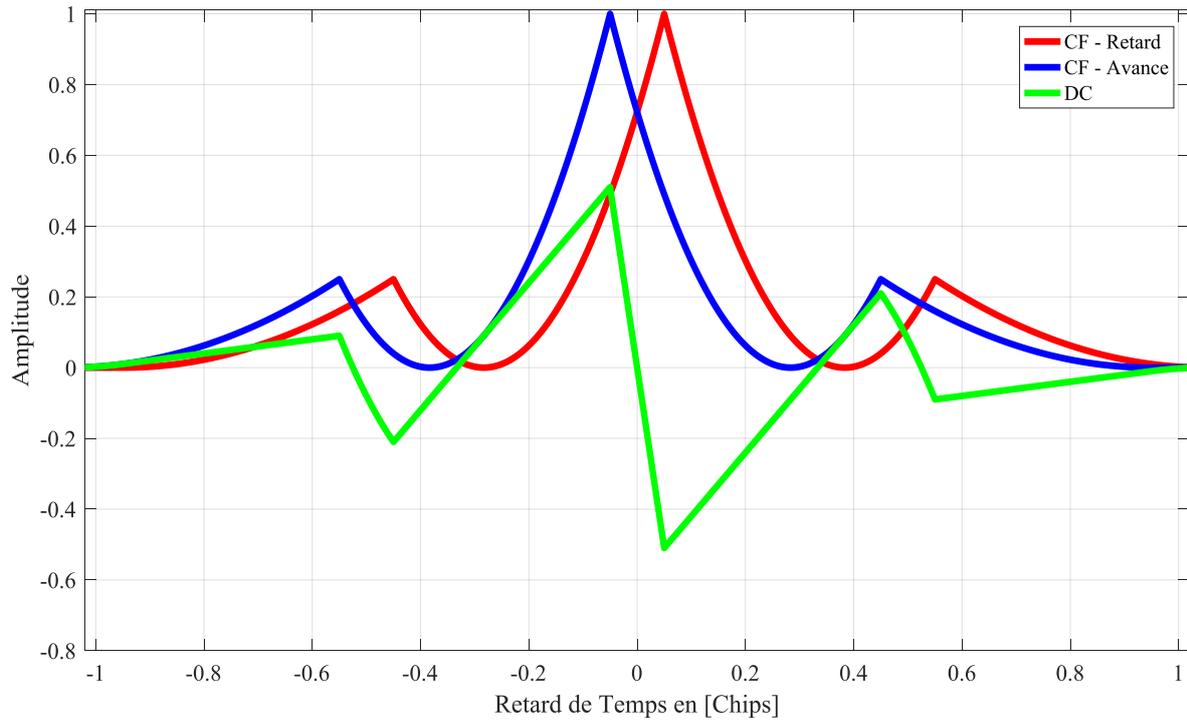


Figure.IV.9 DC du code $BOC(\alpha, \alpha)$ de la DLL non cohérente avec $\Delta = \frac{T_{C/A}}{10}$.

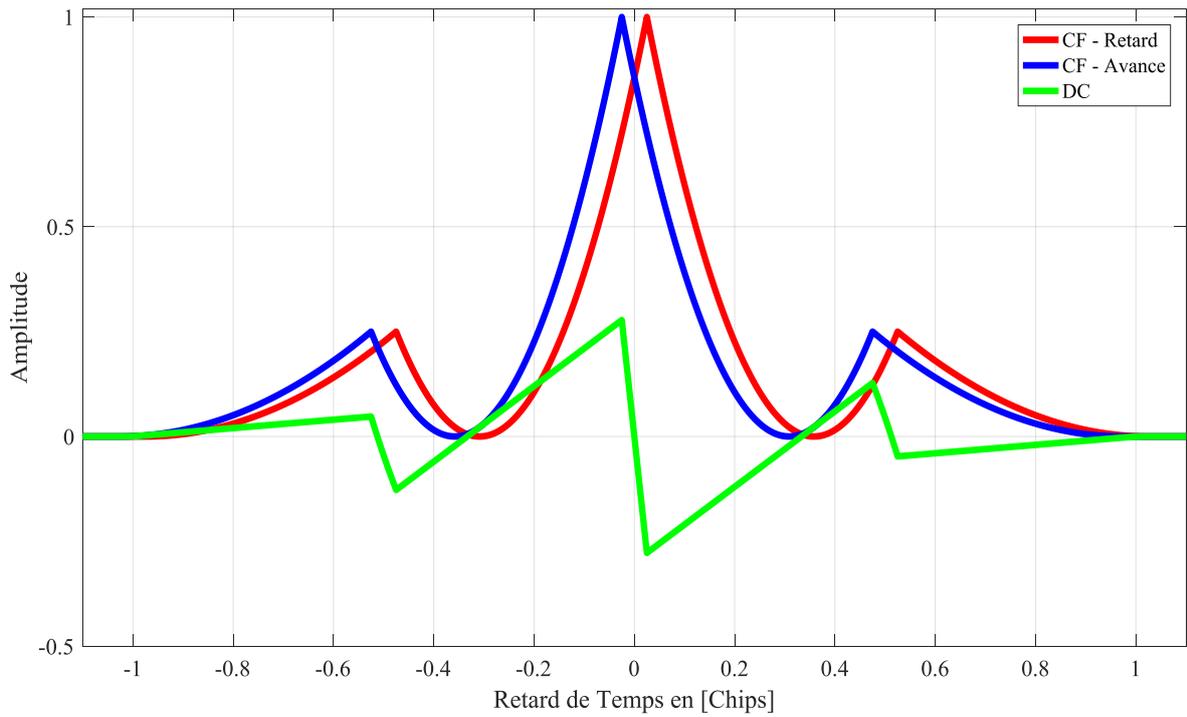


Figure.IV.10 DC du code $BOC(\alpha, \alpha)$ de la DLL cohérente avec $\Delta = \frac{T_{C/A}}{20}$.

La fonction DC de la DLL non cohérente des signaux modulés en BOC(α, β) (en l'absence des interférences) peut être modélisée analytiquement par la même approche utilisée dans la DLL cohérente. La DC de la DLL non cohérente de l'équation (III.9) est une fonction du 2^{ème} degré plus complexe que celle de la DLL cohérente. En conséquence, l'équation (III.9) peut être simplifiée comme suit :

$$D_{nc}(\tau) = \left[R\left(\tau + \frac{\Delta}{2}\right) - R\left(\tau - \frac{\Delta}{2}\right) \right] \left[R\left(\tau + \frac{\Delta}{2}\right) + R\left(\tau - \frac{\Delta}{2}\right) \right] \quad (IV.13)$$

Cette équation montre que le DC de la DLL non cohérente est fonction de celle de la DLL cohérente. Ainsi, cette équation peut être simplifiée comme suit:

$$D_{nc}(\tau) = D_c(\tau) \left[R\left(\tau + \frac{\Delta}{2}\right) + R\left(\tau - \frac{\Delta}{2}\right) \right] \quad (IV.14)$$

Où:

$D_c(\tau)$ est la fonction DC de la DLL cohérente. Elle est aussi fonction de α et β . La figure (IV.11) montre la forme de DC pour une configuration non-cohérente pour différentes valeurs de α et β et avec la même valeur d'espacement avance-retard. La comparaison entre les figures (IV.5) et (IV.11) prouve que contrairement aux fonctions DC de la DLL cohérente qui sont constituées de différents segments avec des pentes non nulles et d'autres avec des pentes nulles, les DC de la DLL non cohérente ont à la fois des segments dont les fonctions sont du 1^{er} et du 2^{ème} degrés.

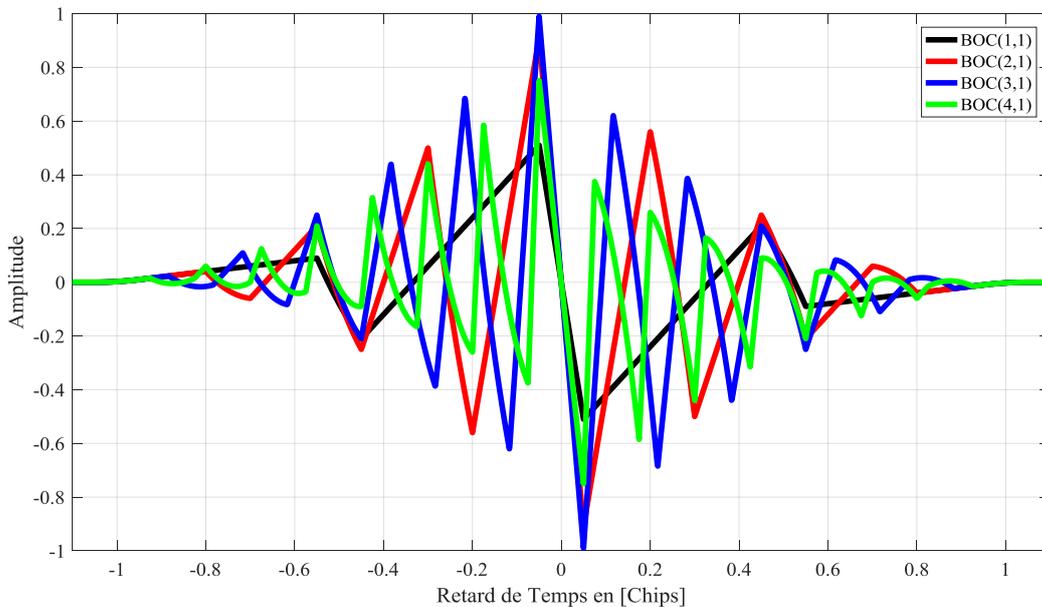


Figure.IV.11 DC non cohérente normalisée pour différentes valeurs de α et β .

La fonction DC de la DLL non cohérente peut être calculée analytiquement segment par segment avec la même méthode géométrique utilisée dans la référence [31]. En fait, comme le montre la figure (IV.12), le principe est de définir chacune des régions du DC de la DLL non cohérente. Cette figure présente la géométrie générale associée à cette courbe. Comme l'illustre cette figure, les régions D_i et D'_i sont numérotées de $-2M$ à $2M$ ($i = -2M, -1, -2, \dots, 2M$). Puisque le DC de la DLL, pour cette configuration, est une fonction impaire, nous calculons seulement les régions situées dans le côté $\tau \geq 0$. Par conséquent, les régions restantes seront obtenues par symétrie. Toutes ces régions peuvent être dérivées géométriquement à partir de la figure (IV.12) et les équations (IV.13) et (IV.14) avec le même formalisme utilisé dans la référence [31].

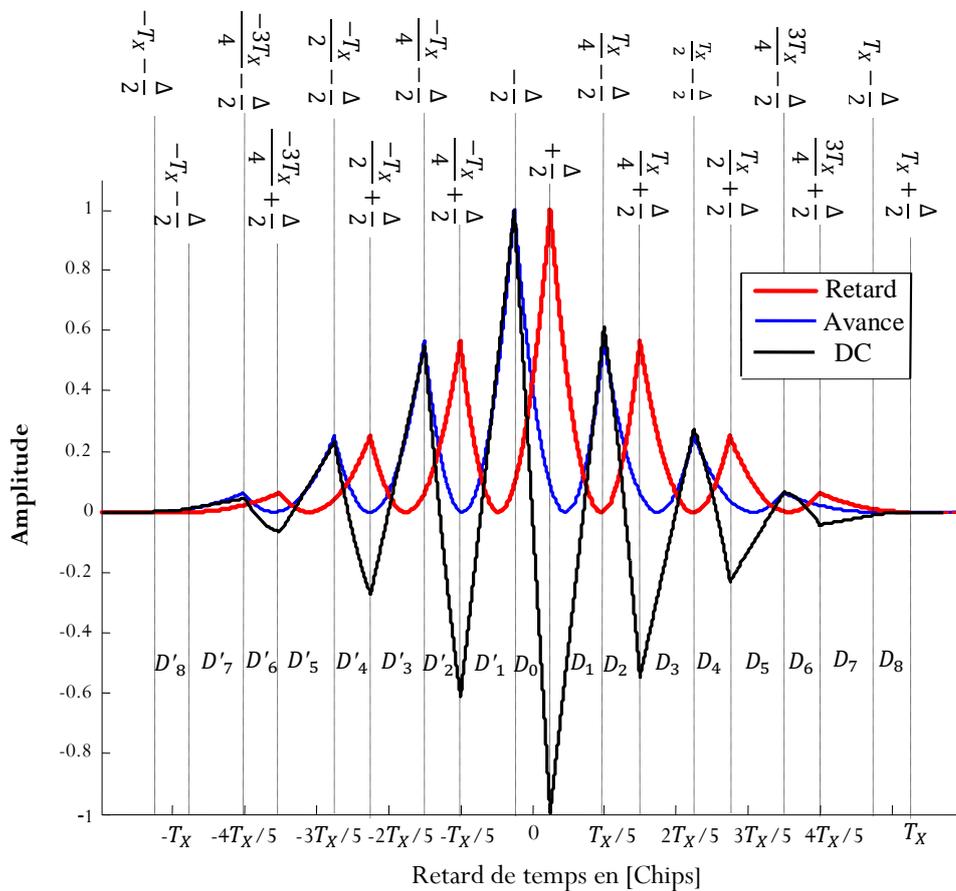


Figure.IV.12 Délimitation et notation des différentes régions de la courbe DLL du code BOC(2,1).

Par conséquent, ces régions peuvent être données comme suit :

IV.3.1 Région D_0

Cette région de durée $\frac{\Delta}{2}$, correspondant à "i = 0", est unique et elle est représentée par un segment de pente positive qui passe par le point (0,0) et caractérise le premier passage à zéro dans l'intervalle $\left[0, \frac{\Delta}{2}\right]$. En effet, il suffit de calculer la pente de ce segment de droite pour la détermination de la fonction correspondante, qui est donnée par:

$$D_{nc_0}(\tau) = A_0\tau \quad (IV.15)$$

Après que tous les calculs ont été faits, A_0 peut être calculé à partir des équations (IV.10) et (IV.13) et de la figure (IV.12) comme suit :

$$A_0 = 4 \left(\frac{2M-1}{T_X} \right) \left[-1 + \frac{\Delta}{2} \left(\frac{2M-1}{T_X} \right) \right] \quad (IV.16)$$

L'intervalle de validité de cette région peut être tiré, de la figure (IV.12), comme suit:

$$0 \leq \tau \leq +\frac{\Delta}{2} \quad (IV.17)$$

IV.3.2 Régions D_i pour "i" impair

Ces régions correspondent aux valeurs impaires de "i". Elles sont représentées par des segments de 1^{er} ordre et elles ont un intervalle de $\frac{T_X}{M} - \Delta$. Les équations de ces segments de droite sont sous la forme suivante :

$$D_{nc_{impaire}}(\tau) = A_1\tau + B_1 \quad (IV.18)$$

Après que tous les calculs ont été faits, A_1 et B_1 peuvent être donnés comme suit:

$$A_1 = \frac{\mu^2 \Delta}{T_X^2} \quad (IV.19)$$

$$B_1 = -\frac{\mu^2}{T_X} \left(\frac{P-1}{M} \right) \frac{\Delta}{2} - \left(2 - \frac{i-1}{M} \right) \frac{\mu \Delta}{T_X} \quad (IV.20)$$

L'intervalle de validité de cette région peut être donné, à partir de la figure (IV.12), comme suit:

$$(P-1) \frac{T_X}{M} + \frac{\Delta}{2} \leq \tau \leq P \frac{T_X}{M} - \frac{\Delta}{2} \quad (IV.21)$$

Avec : $i = 1, 3, 5, \dots, 2M - 1$ et $P = 1, 2, 3, \dots, M$

$$\mu = 4M - 2i \quad (IV.22)$$

IV.3.3 Segments D_i pour "i" pair

Ces régions correspondent aux valeurs paires de "i". Elles sont représentées par des segments de 2^{ème} ordre. Les équations de ces segments de 2^{ème} ordre sont sous la forme suivante :

$$D_{nc_{paire}}(\tau) = A_2\tau^2 + B_2\tau + C_2 \quad (IV.23)$$

A_2, B_2 et C_2 peuvent être calculés à partir des équations (IV.10) et (IV.13) et de la figure (IV.12); ils sont donnés comme suit:

$$A_2 = -2\frac{\mu}{T_X^2} \quad (IV.24)$$

$$B_2 = \left[4\mu\frac{P}{MT_X} + (\mu^2 + 4)\frac{\Delta}{2T_X^2} - \frac{\mu}{T_X}\left(2 - \frac{i}{M}\right) \right] \quad (IV.25)$$

$$C_2 = \begin{cases} -\mu\frac{\Delta^2}{2T_X^2} - 2\mu\left(\frac{P}{M}\right)^2 - \left[(\mu^2 + 2)\frac{P}{M}\right]\frac{\Delta}{T_X} + \\ \left(2 - \frac{i}{M}\right)\left(\frac{\Delta}{T_X} + 2\mu\frac{P}{M}\right) \end{cases} \quad (IV.26)$$

L'intervalle de validité de cette région peut être donné de la figure (IV.12) comme suit:

$$(P - 1)\frac{T_X}{M} - \frac{\Delta}{2} \leq \tau \leq (P - 1)\frac{T_X}{M} + \frac{\Delta}{2} \quad (IV.27)$$

Avec : $i = 2, 4, 6, \dots, 2M - 2$ et $P = 1, 2, 3, \dots, M$

IV.3.4 Segment D_M

Il existe un autre cas particulier de la DC-DLL non-cohérente pour $i = M$ dans l'intervalle $[T_X - \frac{\Delta}{2}, T_X + \frac{\Delta}{2}]$. Ce cas est unique et représente le dernier segment du DC-DLL non cohérente. Il représente également le dernier segment de la CF élevée au carré. Ce segment peut être donné à partir de l'équation (IV.10) comme suit :

$$D_{nc_M}(\tau) = -\left(\frac{\tau - T_X - \frac{\Delta}{2}}{T_X}\right)^2 \quad (IV.28)$$

Le modèle mathématique général correspondant au signal BOC(α, β) peut être généralisé comme suit [33]:

$$D_{nc}(\tau) = \text{sign}(\tau) \left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{-|\tau| + T_X + \frac{\Delta}{2}}{T_X} \right)^2 \\ \text{pour } T_X - \frac{\Delta}{2} \leq |\tau| \leq T_X + \frac{\Delta}{2} \\ \left[\frac{\mu}{T_X} \frac{\Delta}{2} \left[-\frac{\mu}{T_X} |\tau| + \mu \frac{P-1}{M} + \left(2 - \frac{i-1}{M} \right) \right] \right] \\ \text{pour } (P-1) \frac{T_X}{M} + \frac{\Delta}{2} \leq |\tau| \leq P \frac{T_X}{M} - \frac{\Delta}{2} \\ \left[-2 \frac{\mu}{T_X^2} |\tau|^2 + \left(\frac{4P\mu}{M} + (\mu^2 + 4) \frac{\Delta}{2T_X} - \mu \left(2 - \frac{i}{M} \right) \right) \frac{|\tau|}{T_X} - \mu \frac{\Delta^2}{2T_X^2} \right] \\ -2\mu \left(\frac{P}{M} \right)^2 - (\mu^2 + 4) \left(\frac{P}{M} \right) \frac{\Delta}{2T_X} + \left(2 - \frac{i}{M} \right) \left(\frac{\Delta}{T_X} + \frac{\mu P}{M} \right) \\ \text{pour } (P-1) \frac{T_X}{M} - \frac{\Delta}{2} \leq |\tau| \leq (P-1) \frac{T_X}{M} + \frac{\Delta}{2} \\ 4 \frac{(2M-1)}{T_X} \left[-1 + \frac{\Delta}{2} \frac{(2M-1)}{T_X} \right] |\tau| \\ \text{pour } |\tau| \leq \frac{\Delta}{2} \end{array} \right. \quad (\text{IV.29})$$

Avec :

$$i = \frac{\tau + \frac{\Delta}{2}}{T_{sc}} \quad (\text{IV.30})$$

$i = 1, 2, 3, \dots, 2M$ et $P = 1, 2, 3, \dots, M$.

IV.4 Modèle proposé de l'erreur de poursuite en présence des MPs pour une configuration non cohérente

La propagation par MP représente une source d'erreur importante dans le positionnement GNSS. Cette erreur est due au fait que le signal atteint l'antenne du récepteur par deux ou plusieurs trajets. En milieu urbain, les causes de MP comprennent la réflexion à partir des objets tels que les bâtiments. En présence de chemin direct LOS (Line-Of-Sight) et d'un signal réfléchi spéculaire, le modèle du signal composite, en bande de base, est défini comme suit [43]:

$$S_r(t) = a_0 P(t - \tau_0) e^{j\theta_0} + a_1 P(t - \tau_1) e^{j\theta_1} + n(t) \quad (\text{IV.31})$$

Avec:

τ_0 : Retard du signal LOS ;

τ_1 : Retard du signal MP

a_0 : Amplitude du signal LOS.

a_1 : Amplitude du signal MP

θ_0 : Phase du signal LOS.

θ_1 : Déphasage dû au signal MP.

$n(t)$: Bruit AWGN.

$P(t)$: Code PN plus la sous-porteuse.

Dans ces conditions, le récepteur essaie de faire la corrélation avec toutes les composantes du signal reçu. Analytiquement, les signaux LOS et MP peuvent être traité séparément. Ainsi, on peut considérer la fonction de corrélation CF associée au LOS (LOSCF) et la CF associée au signal MP (MCF). À tout moment, ces deux fonctions peuvent être sommées pour produire la CF associée au signal composite (CCF). La CF normalisée (par rapport à a_0, τ_0 et θ_0) du signal composite peut être donnée comme [50]:

$$R_{CCF}(\tau) = R(\tau) + a_1 R(\tau - \tau_1) \cos(\theta_1) \quad (IV.32)$$

Avec

$R(\tau)$: Fonction de corrélation CF idéal.

La CF du signal reçu est déformée comme indiqué sur la figure (IV.13) pour le code BOC(α, α). Par conséquent, le DC de la DLL est aussi déformé et il s'annule à une différence de phase non nulle ce qui provoque une erreur de poursuite de code non nulle. Comme le montre la figure (IV.14), cette distorsion résulte d'un décalage entre le signal reçu et le code généré localement. Notez que, pour le cas du trajet direct, le DC de la DLL passe par zéro lorsque l'erreur de poursuite de code (retard du code local) est nulle. Dans ce qui suit, nous présentons notre modèle général d'erreurs de poursuite de MP du DC de la DLL non cohérente.

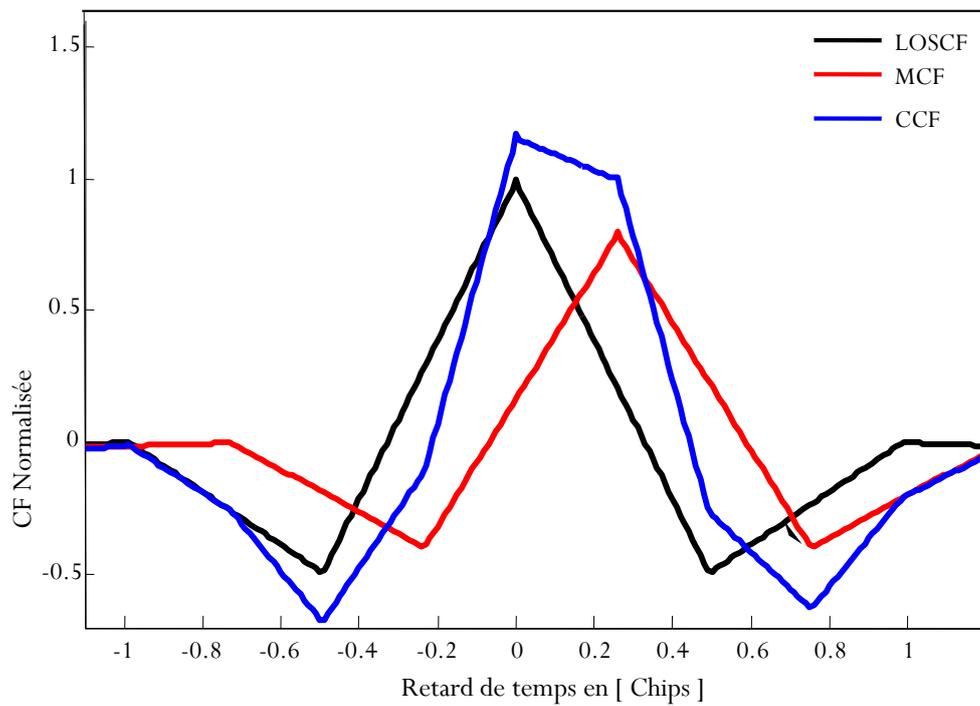


Figure.IV.13 LOSCF, MCF et CCF du code du $BOC(\alpha, \alpha)$.

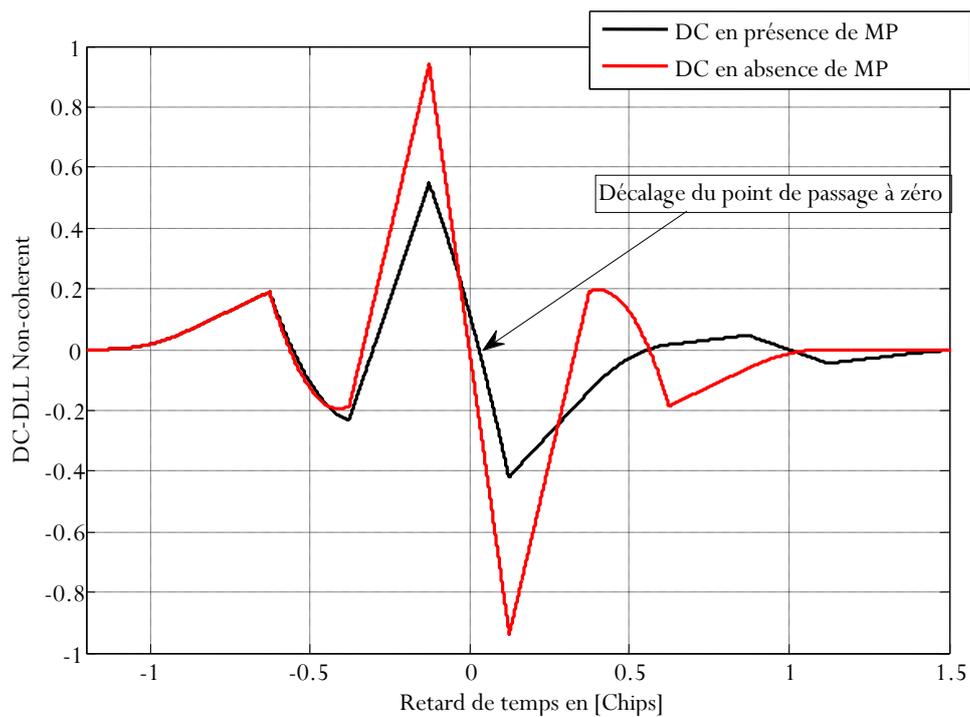


Figure.IV.14 DC-DLL non cohérente en présence de MP.

En présence du signal MP, le DC de la DLL cohérente est donnée comme suit:

$$D_{C_CCF}(\tau) = R_{CCF}\left(\tau + \frac{\Delta}{2}\right) - R_{CCF}\left(\tau - \frac{\Delta}{2}\right) \quad (\text{IV.34})$$

$$\begin{aligned} D_{C_CCF}(\tau) &= \left[\left(R\left(\tau + \frac{\Delta}{2}\right) + AR\left(\tau + \frac{\Delta}{2} - \tau_1\right) \right) - \left(R\left(\tau - \frac{\Delta}{2}\right) + AR\left(\tau - \frac{\Delta}{2} - \tau_1\right) \right) \right] \\ &= \left[\left(R\left(\tau + \frac{\Delta}{2}\right) - R\left(\tau - \frac{\Delta}{2}\right) \right) + A \left(R\left(\tau + \frac{\Delta}{2} - \tau_1\right) + R\left(\tau - \frac{\Delta}{2} - \tau_1\right) \right) \right] \end{aligned} \quad (\text{IV.35})$$

L'équation (IV.35) peut s'écrire :

$$D_{C_CCF}(\tau) = D_C(\tau) + AD_C(\tau - \tau_1) \quad (\text{IV.36})$$

Avec $D_C(\tau)$ est le DC de DLL cohérente pour le cas idéal et :

$$A = a_1 \cos(\theta_1) \quad (\text{IV.37})$$

En présence du signal MP, le DC de la DLL non-cohérente peut être donné comme suite :

$$\begin{aligned} D_{NC_CCF}(\tau) &= \left(R_{CCF}\left(\tau + \frac{\Delta}{2}\right) \right)^2 - \left(R_{CCF}\left(\tau - \frac{\Delta}{2}\right) \right)^2 \\ &= \left(R\left(\tau + \frac{\Delta}{2}\right) + AR\left(\tau + \frac{\Delta}{2} - \tau_1\right) \right)^2 - \left(R\left(\tau - \frac{\Delta}{2}\right) + AR\left(\tau - \frac{\Delta}{2} - \tau_1\right) \right)^2 \end{aligned} \quad (\text{IV.38})$$

L'équation (IV.38) peut s'écrire :

$$\begin{aligned} D_{NC_CCF}(\tau) &= \left(R^2\left(\tau + \frac{\Delta}{2}\right) - R^2\left(\tau - \frac{\Delta}{2}\right) \right) + A^2 \left(R^2\left(\tau + \frac{\Delta}{2} - \tau_1\right) - R^2\left(\tau - \frac{\Delta}{2} - \tau_1\right) \right) \\ &\quad + 2A \left(R\left(\tau + \frac{\Delta}{2}\right)R\left(\tau + \frac{\Delta}{2} - \tau_1\right) - R\left(\tau - \frac{\Delta}{2}\right)R\left(\tau - \frac{\Delta}{2} - \tau_1\right) \right) \end{aligned} \quad (\text{IV.39})$$

$$D_{NC_CCF}(\tau) = D_{nc}(\tau) + A^2 D_{nc}(\tau - \tau_1) + Err(\tau) \quad (\text{IV.40})$$

Avec : $Err(\tau)$ est un terme d'erreur donné comme suit :

$$Err(\tau) = 2A \left(R\left(\tau + \frac{\Delta}{2}\right)R\left(\tau + \frac{\Delta}{2} - \tau_1\right) - R\left(\tau - \frac{\Delta}{2}\right)R\left(\tau - \frac{\Delta}{2} - \tau_1\right) \right) \quad (\text{IV.41})$$

Contrairement au DC cohérent qui contient deux termes caractérisant respectivement les DCs du LOS et du MP (équation (IV.36)), le discriminateur de la DLL non cohérente contient trois termes (équation (IV.40)). En fait, le premier terme caractérise le DC de la DLL non cohérente

du LOS, le second caractérise celui du MP et enfin le troisième caractérise l'influence du LOS sur le MP et vice-versa.

Pour calculer l'erreur de poursuite de MP pour une configuration non cohérente, nous devons résoudre l'équation (IV.40) en fonction de τ_1 . La résolution directe de cette équation présente une certaine difficulté par rapport à la configuration cohérente. En fait, une forme simplifiée de cette équation peut être donnée comme suit:

$$\begin{aligned}
 D_{NC_{CCF}}(\tau) &= \left(R_{CCF} \left(\tau + \frac{\Delta}{2} \right) - R_{CCF} \left(\tau - \frac{\Delta}{2} \right) \right) \times \left(R_{CCF} \left(\tau + \frac{\Delta}{2} \right) + R_{CCF} \left(\tau - \frac{\Delta}{2} \right) \right) \\
 &= \left\{ \left(R \left(\tau + \frac{\Delta}{2} \right) + AR \left(\tau + \frac{\Delta}{2} - \tau_1 \right) \right) - \left(R \left(\tau - \frac{\Delta}{2} \right) + AR \left(\tau - \frac{\Delta}{2} - \tau_1 \right) \right) \right\} \times \\
 &\quad \left\{ \left(R \left(\tau + \frac{\Delta}{2} \right) + AR \left(\tau + \frac{\Delta}{2} - \tau_1 \right) \right) + \left(R \left(\tau - \frac{\Delta}{2} \right) + AR \left(\tau - \frac{\Delta}{2} - \tau_1 \right) \right) \right\} \quad (IV.42)
 \end{aligned}$$

$$= D_{C_{CCF}}(\tau) \left\{ \left(R \left(\tau + \frac{\Delta}{2} \right) + AR \left(\tau + \frac{\Delta}{2} - \tau_1 \right) \right) + \left(R \left(\tau - \frac{\Delta}{2} \right) + AR \left(\tau - \frac{\Delta}{2} - \tau_1 \right) \right) \right\} \quad (IV.43)$$

$$D_{NC_{CCF}}(\tau) = D_{C_{CCF}}(\tau) \times I(\tau) \quad (IV.44)$$

Avec :

$$I(\tau) = \left\{ \left(R \left(\tau + \frac{\Delta}{2} \right) + AR \left(\tau + \frac{\Delta}{2} - \tau_1 \right) \right) + \left(R \left(\tau - \frac{\Delta}{2} \right) + AR \left(\tau - \frac{\Delta}{2} - \tau_1 \right) \right) \right\} \quad (IV.45)$$

Selon cette équation, nous pouvons conclure que le DC de la DLL non cohérente est fonction de celui de la DLL cohérente. En réalité, le passage à zéro du DC de la DLL non cohérente est le même que celui du DC de la DLL cohérente. Ceci peut être justifié par le fait que le terme d'erreur, dans l'équation (IV.40), qui est clairement la somme de quatre CFs (les CFs avance-retard du LOS et les CFs avance- retard du MP), est un terme qui est toujours constant dans la zone linéaire $\left[-\frac{\Delta}{2}, \frac{\Delta}{2} \right]$ de DC. Ceci est expliqué par l'égalité des pentes (mais inversées) des segments de courbe dans cet intervalle. Cette quantité constante est donnée comme suit [33]:

$$I(\tau) = 2 + \frac{\Delta(1-2M)}{MT_{sc}} \quad \text{pour} \quad -\frac{\Delta}{2} \leq \tau \leq +\frac{\Delta}{2} \quad (IV.46)$$

Le terme d'erreur constant, le DC de la DLL cohérente et le DC de la DLL non-cohérente, pour le signal LOS de BOC($\alpha, 1$) ($\alpha = 1, 2, 3$ et 4), sont illustrés dans la figure (IV.15). Comme représenté sur cette figure, nous observons clairement que le terme d'erreur est constant et non

nul dans la région de la zone linéaire du DC et n'a donc aucun effet sur la variation de la pente du DC de DLL non-cohérente.

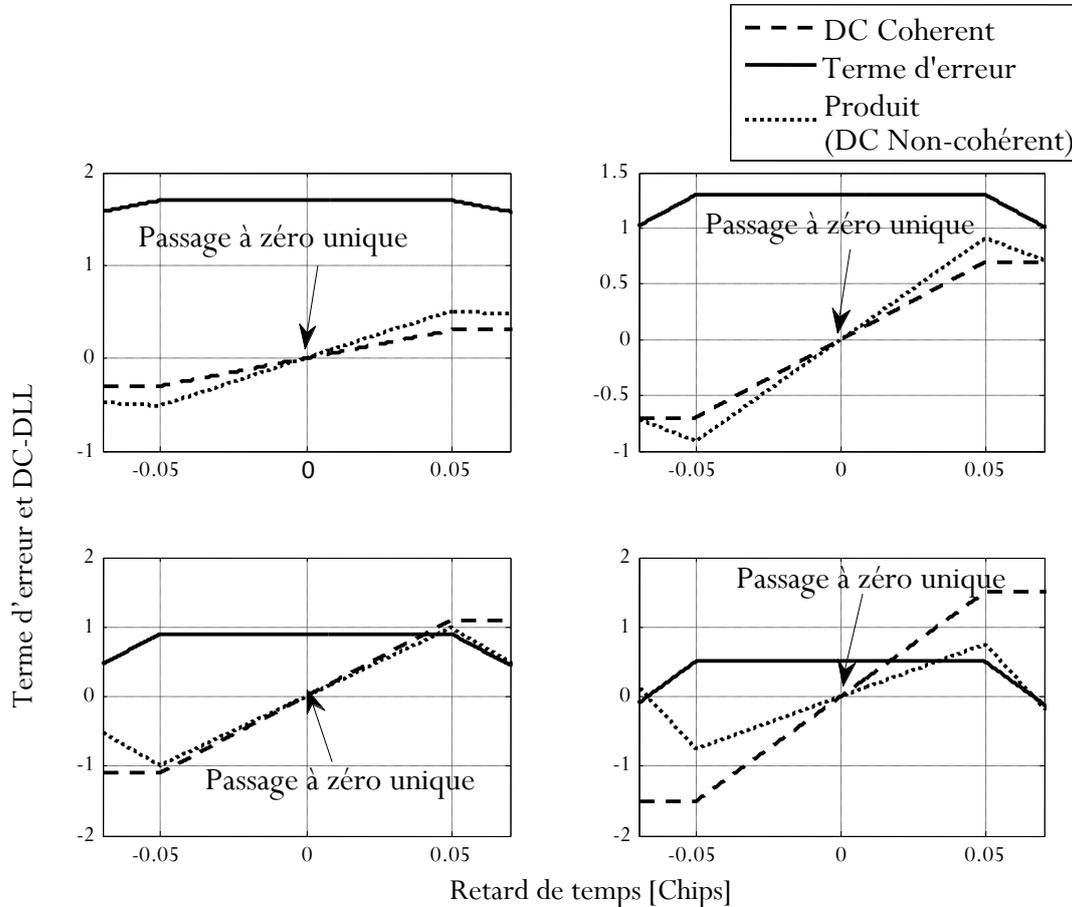


Figure.IV.15 Terme d'erreur, DC-DLL cohérent et DC-DLL non-cohérent pour le signal LOS de $BOC(\alpha, 1)$ ($\alpha = 1, 2, 3$ et 4).

De plus, le passage par zéro unique dans cette région est celui du DC de la configuration cohérente. Par conséquent, l'erreur de poursuite de la DLL non cohérente est semblable à celle de la DLL cohérente qui peut être calculée en résolvant l'équation (IV.40). Ainsi, avec le même mécanisme utilisé dans la référence [31], nous pouvons obtenir l'erreur de poursuite de MP non cohérente comme suit [33]:

$$\epsilon_{Tracking_{err}}(\tau_1) = \begin{cases} \frac{A\tau_1}{1+A} \\ \text{pour } 0 \leq \tau_1 \leq (1+A)\frac{\Delta}{2} \\ A \frac{2^{(M-k)+1}}{2(1-2M)} \Delta (-1)^k \\ \text{pour } d_{t2,k} \leq \tau_1 \leq d_{t1,k+1} \\ -A(-1)^k \frac{(2(M-k)+3)\Delta + 4(k-1-M)\{\tau_1 + \frac{\Delta}{2} - (k-1)\frac{T_c}{2\alpha}\}}{-4M+2+A(-1)^{k+1}4(-M+k-1)} \\ \text{pour } d_{t1,k} \leq \tau_1 \leq d_{t2,k} \\ \frac{A(-1)^M(-\tau_1 + T_X + \frac{\Delta}{2})}{-4M+2-A(-1)^M} \\ \text{pour } d_{tM} \leq \tau_1 \leq T_X + \frac{\Delta}{2} \\ 0 \\ \text{ailleurs} \end{cases} \quad (IV.47)$$

Avec :

$$k = \frac{\tau_1}{T_{sc}} \quad (IV.48)$$

$$d_{t2,k} = A(-1)^{k+1} \Delta \frac{2^{(M-k)+1}}{2-4M} - \frac{\Delta}{2} - (k-1)T_{sc} \quad (IV.49)$$

$$d_{t1,k} = \Delta A(-1)^{k+1} \frac{2^{(M-k)+3}}{2-4M} + (k-1)T_{sc} - \frac{\Delta}{2} \quad (IV.50)$$

$$d_{tM} = A(-1)^{M+1} \frac{\Delta\beta}{4M-2} - \frac{\Delta}{2} + T_X \quad (IV.51)$$

IV.5 Test des formes fermes des modèles proposés

Des implémentations sur Matlab ont été réalisées pour tester les modèles proposés. En fait, la structure NC, basée sur le diagramme bloc de la figure (IV.16), a été simulée en utilisant l'implémentation sous Matlab pour produire les modèles numériques. Ainsi, l'espacement Δ avance-retard est choisi égal respectivement à $\frac{T_X}{16M}$, $\frac{T_X}{8M}$, $\frac{3T_X}{16M}$ et $\frac{T_X}{4M}$. Les modèles analytiques ont été obtenus par l'implémentation des équations (IV.29) et (IV.47) dans le même espace de travail (Matlab) pour les mêmes valeurs de Δ .

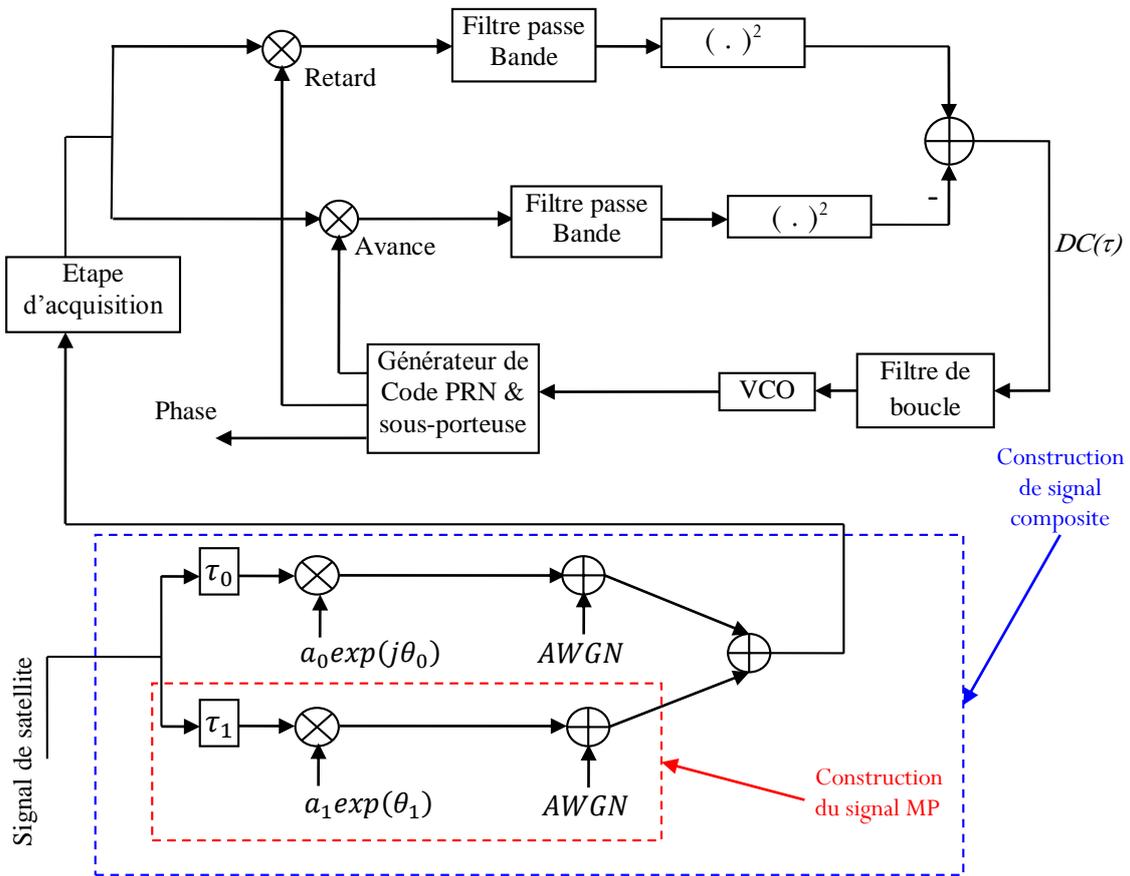


Figure.IV.16 DLL Non-cohérente en présence des MPs.

Tout d'abord, nous testons le modèle de DC de la DLL non cohérente. En fait, nous présentons le cas du signal LOS sans le signal MP. Les DCs des modèles analytiques et numériques sont représentés sur les figures de IV.17 à IV.19 pour différents signaux modulés en $BOC(\alpha, \beta)$. Comme le montrent toutes ces figures, les modèles analytiques proposés coïncident avec les modèles numériques.

Deuxièmement, nous testons l'erreur de poursuite non cohérente de MP. En fait, nous présentons le cas des signaux LOS et MP avec un filtre de bande passante infinie utilisé au niveau du récepteur. Le MP a une amplitude qui est égale à 0,5 par rapport au LOS. Le retard de MP varie de 0 à T_X (en mètres) par rapport au LOS. La phase du MP est prise égale à 0° et 180° par rapport à la phase du LOS (Ces valeurs correspondent à l'erreur de poursuite maximale de MP). Le MP et les signaux composites sont construits à partir du diagramme de la figure IV.16. Les erreurs de poursuite non cohérente de MP sont représentées dans les figures de IV.20 à IV.22 respectivement pour $BOC(1,1)$, $BOC(6,1)$ et $BOC(15,10)$.

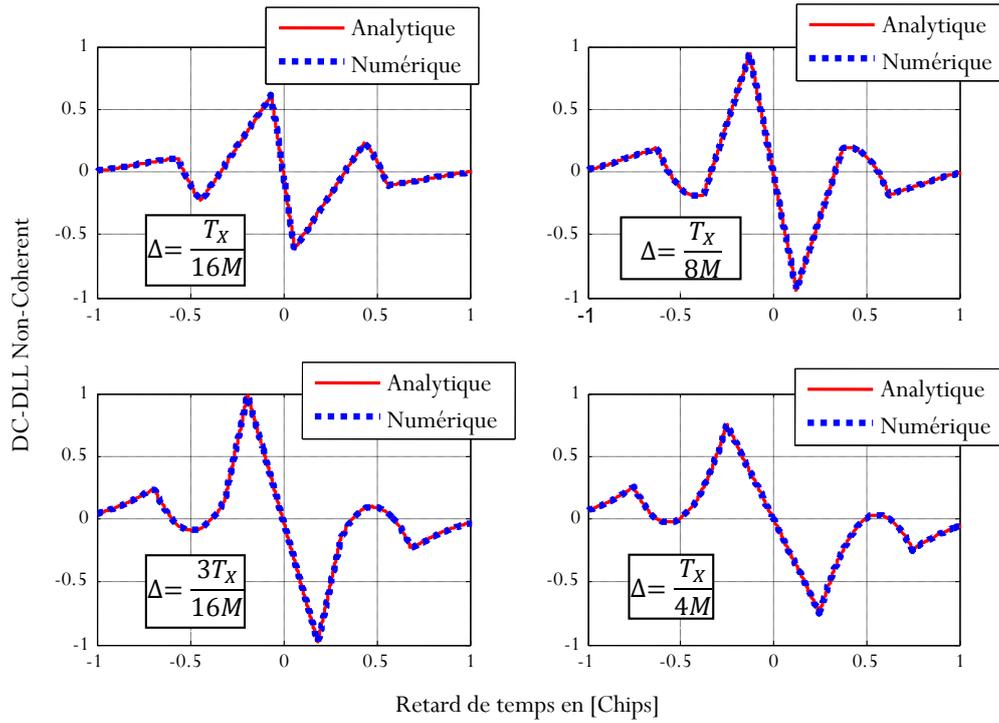


Figure.IV.17 Comparaison des modèles proposés et numériques des DCs normalisés pour le code BOC(1,1).

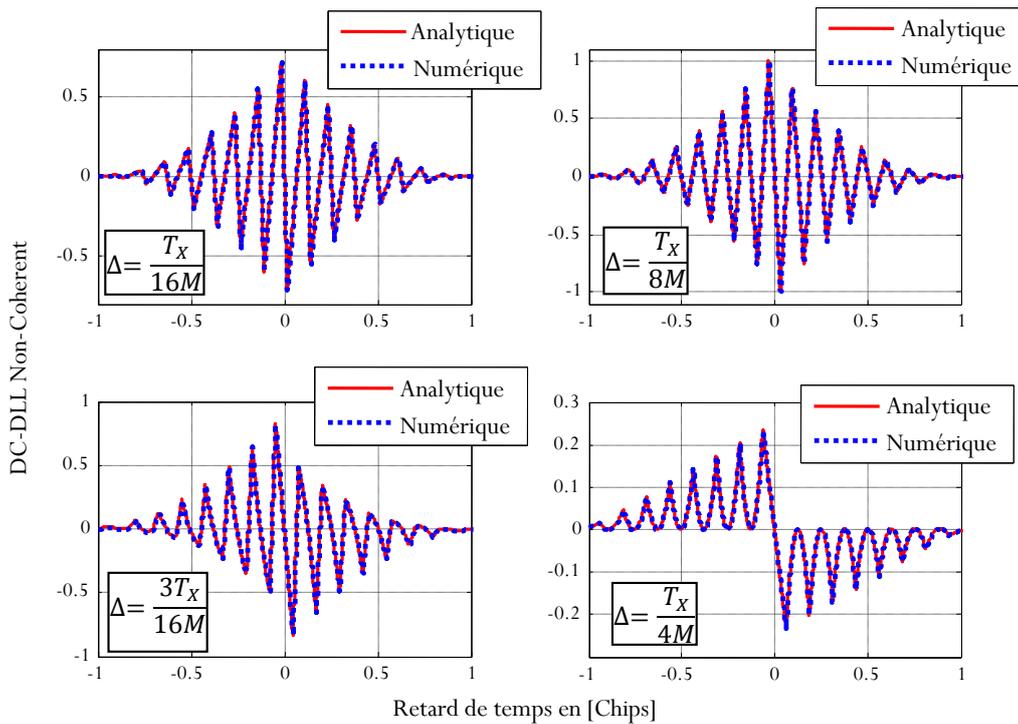


Figure.IV.18 Comparaison des modèles proposés et numériques des DCs normalisés pour le code BOC(6,1).

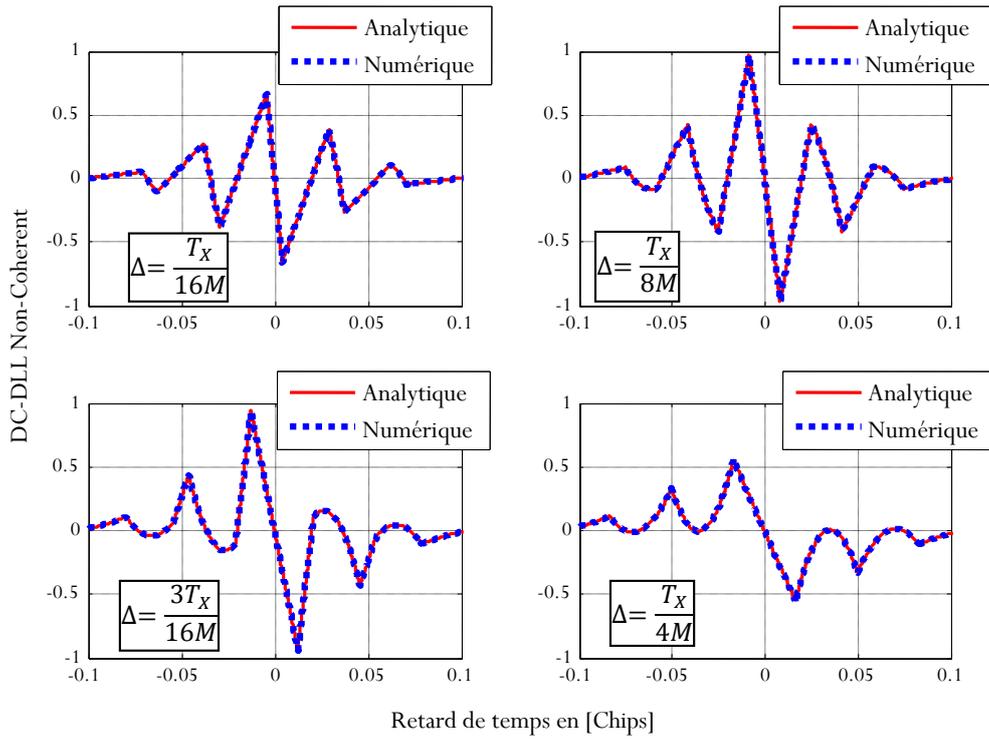


Figure.IV.19 Comparaison des modèles proposés et numériques des DCs normalisés pour le code BOC(15,10).

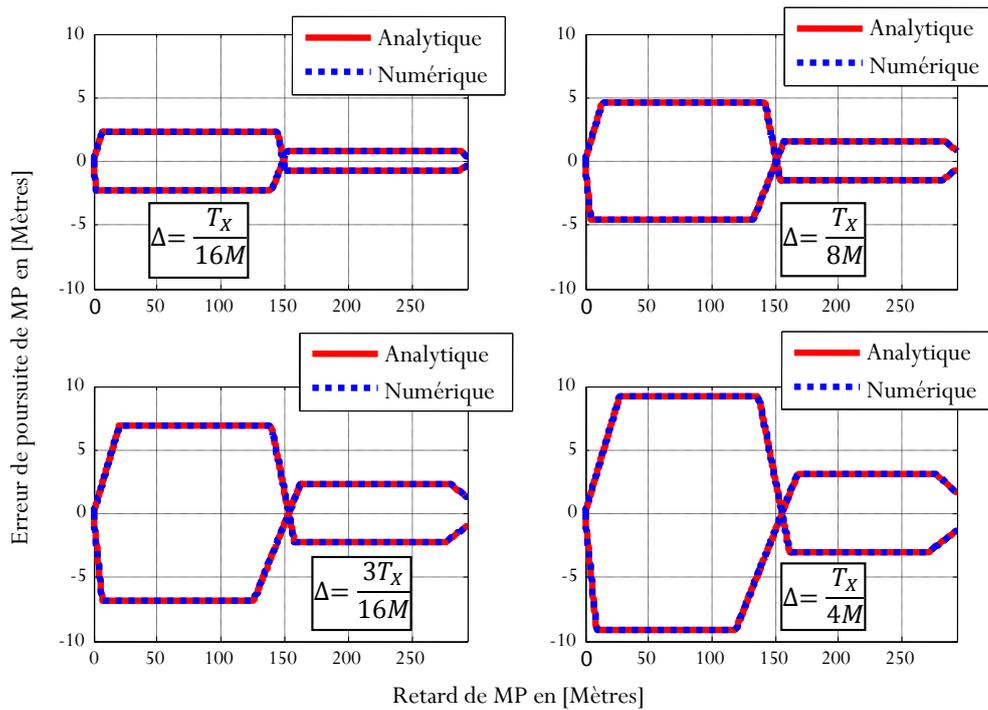


Figure.IV.20 Comparaison des modèles proposés et numériques des enveloppes des offsets d'erreur du code BOC(1,1).

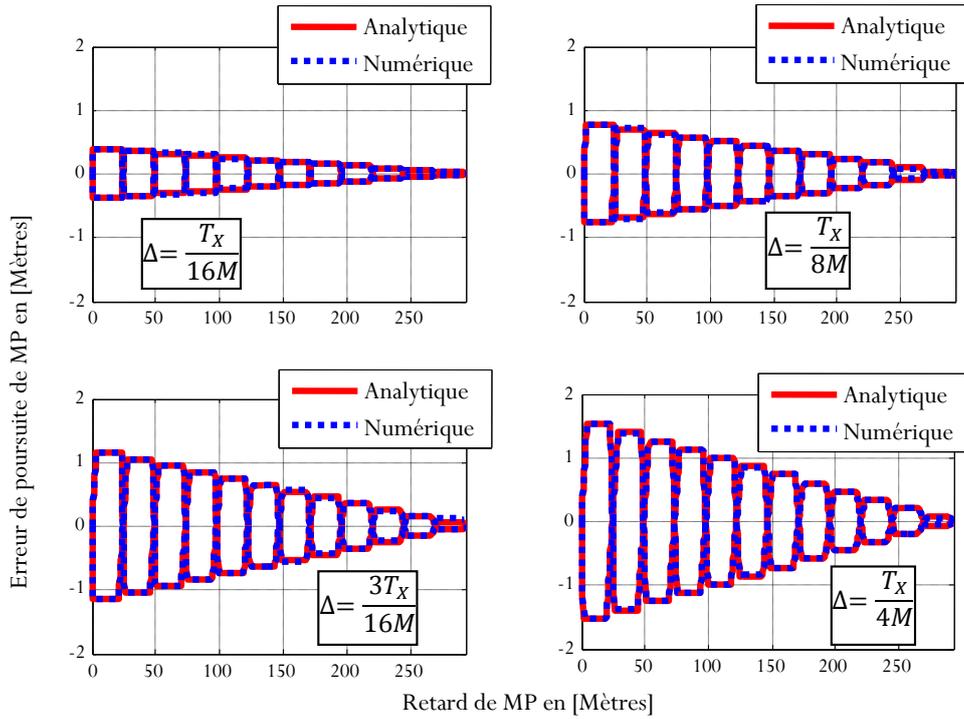


Figure.IV.21 Comparaison des modèles proposés et numériques des enveloppes des offsets d'erreur du code BOC(6,1).

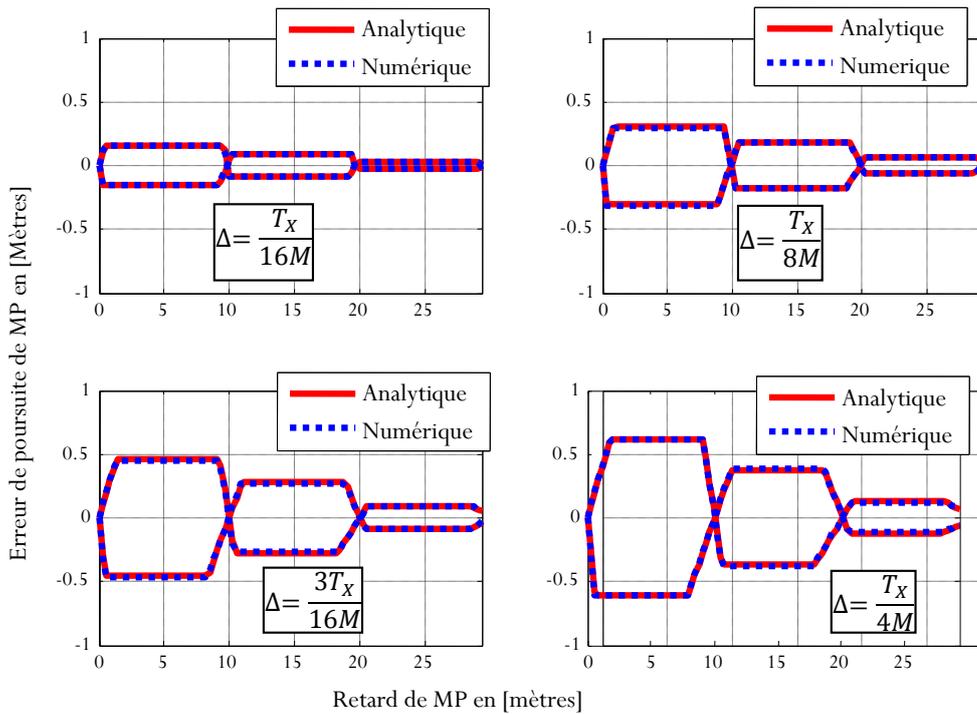


Figure.IV.22 Comparaison des modèles proposés et numériques des enveloppes des offsets d'erreur du code BOC(15,10).

Comme le montrent toutes ces figures, les modèles d'erreur de poursuite non cohérente proposés coïncident avec les modèles numériques, ce qui montre l'efficacité des modèles proposés.

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, des modèles analytiques du DC de la DLL non cohérente et de l'enveloppe d'erreur de poursuite de MP ont été proposés. Le développement des modèles est plus complexe par rapport à celui de la configuration cohérente. En fait, contrairement aux modèles de DC cohérent qui contiennent des segments de premier ordre, ceux pour une configuration non cohérente, contiennent des segments du premier et du second ordre. Nous avons également démontré que les enveloppes d'erreurs de poursuite de MP des DLLs non cohérentes sont similaires aux enveloppes d'erreurs des DLLs cohérentes. Les modèles proposés sont valables pour tous les signaux modulés en BOC(α,β). Les implémentations sur ordinateur ont montré que les modèles analytiques proposés coïncident avec les modèles numériques ce qui prouve l'efficacité des modèles proposés.

THESE DE DOCTORAT

Chapitre V

Acquisition et Poursuite des Signaux GNSS Multiconstellations et Multifréquence dans un Milieu Défavorable

***ACQUISITION ET POURSUITE DES SIGNAUX GNSS
MULTIFREQUENCES ET MULTI-CONSTELLATIONS DANS UN
MILIEU OUTDOOR***

V.1 Introduction

Les environnements difficiles typiques sont les zones urbaines ou montagneuses, caractérisées par une mauvaise visibilité électromagnétique ; en fait, beaucoup de satellites d'un système GNSS sont masqués par des bâtiments ou par des obstacles naturels et il n'y a pas assez de signaux GNSS disponibles sur le récepteur pour effectuer le positionnement. Dans ces environnements, le MP et le blocage de signaux GNSS sont souvent rencontrés et introduisent des distorsions graves de l'ACF jusqu'à la perte de la condition de verrouillage du satellite dans la boucle de poursuite DLL. Dans ces scénarios, le positionnement GNSS devient impossible et les performances de service de positionnement standard sont aussi insuffisantes. A cet effet, l'attention est dirigée vers le concept d'un récepteur GNSS multiconstellation et multifréquence (MC/MF) capable de résoudre le problème de limitation des services GNSS dans de tels environnements, et devient ainsi l'un des meilleurs modes dans le futur système de navigation par satellites.

Dans ce chapitre, nous proposons une méthode basée sur l'application des transformations spécifiques aux signaux reçus des systèmes GNSS dans un environnement défavorable. En conséquence, un récepteur classique simple, avec ces ajustements devient sensible à plusieurs signaux GNSS MC/MF et réalise efficacement leur acquisition collective. La méthode proposée consiste en trois variantes dédiées chacune à un type particulier des signaux de la famille BOC; la première est basée sur le sous-échantillonnage, la seconde est basée sur l'expansion temporelle et la dernière permet l'acquisition de plus de cinq signaux GNSS différents par une seule réplique locale de forme d'onde CBCS. Par conséquent, le schéma proposé permet d'éviter l'utilisation de démodulateurs multiples en bande de base, donc moins de complexité du récepteur et par conséquent, un meilleur coût de réalisation [181]. Les résultats de la simulation, basés sur Matlab, ont montré que la méthode proposée présente une meilleure performance contre les MPs et le bruit dans les environnements urbains. De ce fait, elle peut être considérée comme une solution efficace pour la réception des signaux MC/MF [181].

Ce chapitre est organisé comme suit : Dans la première partie, une brève description de l'approche GNSS MC/MF sera présentée. La seconde partie expose en détail l'architecture de réception proposée. Enfin, la troisième partie présente et discute les résultats de la simulation de la méthode proposée.

V.2 Approche GNSS Multi-constellations/Multifréquences

Actuellement, il existe une demande croissante de l'approche de navigation par satellites multi-constellation et multifréquence MC/MF grâce à la demande croissante de nouvelles applications de positionnement et les limitations des systèmes GNSS autonomes dans les environnements urbains. Bien que, le nombre des satellites visibles ne soit pas suffisant pour effectuer la fonction de positionnement, la combinaison GNSS MC/MF peut permettre d'accéder aux signaux d'autres constellations disponibles (GPS, GLONASS, Galileo et COMPASS) pour améliorer les performances de solution de navigation dans les milieux les plus défavorables [89],

[92], [107]. La précision et la continuité de service de navigation assurées par l'utilisation d'un système combiné, a été démontrée dans la référence [93]. L'utilisation d'un récepteur GPS/GLONASS combinée avec une haute sensibilité, offre une augmentation du nombre de satellites visibles par rapport au cas du système unique [84], [182]. Par conséquent, les améliorations dans la précision et la disponibilité sont plus apparentes surtout dans des environnements difficiles, [89], [183]. Bien que l'utilisation d'un récepteur GNSS hybride MC/MF va considérablement améliorer la disponibilité du service dans les environnements urbains et les zones fortement ombragées, plusieurs autres avantages peuvent être remportés [89], [90], [92], [184]. On peut donc citer :

- a) **Augmentation de la fiabilité** : le récepteur GNSS MC/MF offrira une protection supplémentaire contre le brouillage, les interférences et l'erreur ionosphérique. Par exemple, l'erreur ionosphérique varie en fonction de la fréquence, de sorte qu'elle affecte différemment les différents signaux GNSS. Le récepteur GNSS MC/MF peut corriger l'impact des erreurs ionosphériques par le biais du calcul de la position en comparant les retards des signaux GNSS.
- b) **Amélioration de la précision** : la précision dans un seul système GNSS peut être améliorée en utilisant un récepteur GNSS MC/MF dans des environnements difficiles avec une visibilité limitée. Dans ces circonstances, la précision de la position sera moins affectée par la géométrie du satellite. De plus, les effets des MPs, des interférences et des brouillages seront complètement atténués, ce qui signifie que la qualité de la mesure devient plus élevée.
- c) **Intégrité** : le niveau de confiance dans l'information fournie et la diversité des systèmes GNSS utilisés par un récepteur GNSS MC/MF offre des avantages d'intégrité.

Plusieurs recherches et essais ont été effectués en termes de positionnement MC/MF pour combiner deux ou plusieurs systèmes de navigation existants. Dans [190], une analyse a été effectuée pour étudier les performances du premier récepteur qui a profité de la navigation GPS/GLONASS combinée. Les principales approches de réduction des erreurs, relative au positionnement combiné GPS/GLONASS, sont discutées dans [185]. Dans [191], une variété de méthodologies de modélisation mathématique et stochastique et des stratégies de résolution d'ambiguïté sont analysées pour le cas d'intégration de GPS et GLONASS. Les auteurs dans la référence [192] ont proposé l'une des premières architectures de récepteur hybride GNSS capables de recevoir à la fois les signaux GPS et Galileo pour les bandes L1/E1 et L5/E5a. Dans [95], la performance de la multi-constellation des systèmes GPS et Galileo combinée a été évaluée dans le domaine de la position et la vitesse, et la première solution de navigation complète utilisant Galileo uniquement est évaluée en démontrant la compétitivité de Galileo par rapport aux systèmes GNSS existants. Les avantages de l'inclusion des mesures Galileo, et la réalisation d'une solution de navigation commune GPS/Galileo sont également discutés. Dans [186], les auteurs ont proposé une architecture de récepteur MC, à deux canaux, similaire à celle proposée dans [187]. Ces canaux peuvent recevoir les signaux GPS-L1, Galileo-E1b, Beidou-B1 et GLONASS-

L1. Le récepteur, dans ce cas, dispose de deux canaux indépendants avec une architecture de conversion unique pour la réception simultanée des signaux à deux fréquences. En plus, au cours des dernières années, de nombreux groupes de recherche ont commencé à travailler sur le développement des récepteurs de logiciels SDR (Software Defined Radio) GNSS MC/MF modernes. A titre d'exemples, on peut citer la conception de l'architecture d'un récepteur SDR GPS/Galileo présentée dans la référence [98], le récepteur SDR GPS/Galileo/GLONASS donné dans [99], la conception et l'implémentation d'un récepteur SDR COMPASS/GPS/Galileo exposé dans [100], et la toute récente plateforme des récepteurs SDR développée et analysée dans [101]. Avec les progrès technologiques dans l'industrie des circuits intégrés, et plus particulièrement la disponibilité de convertisseurs analogiques-numériques de bande passante des GHz, la conception de la partie radiofréquence RF multifréquence est en cours de développement. Pour cette raison, de nombreuses approches pour la conception RF MF ont été présentées dans la littérature notamment celles proposées dans [91], [102] et [103]. Cependant, les conceptions RF multifréquence sont limitées par l'augmentation de la complexité du récepteur, la consommation d'énergie et la dégradation non négligeable du signal dans un environnement bruité [104]. En fait, l'objectif d'un récepteur GNSS MC/MF doit être capable de suivre les signaux des satellites GNSS avec une amélioration significative des performances autant que possible, et assure la solution de navigation dans les zones urbaines où le positionnement par un système GNSS unique est faible ou presque impossible. C'est ce que nous allons voir dans ce chapitre qui caractérise notre contribution principale.

V.3 Principe de la méthode proposée

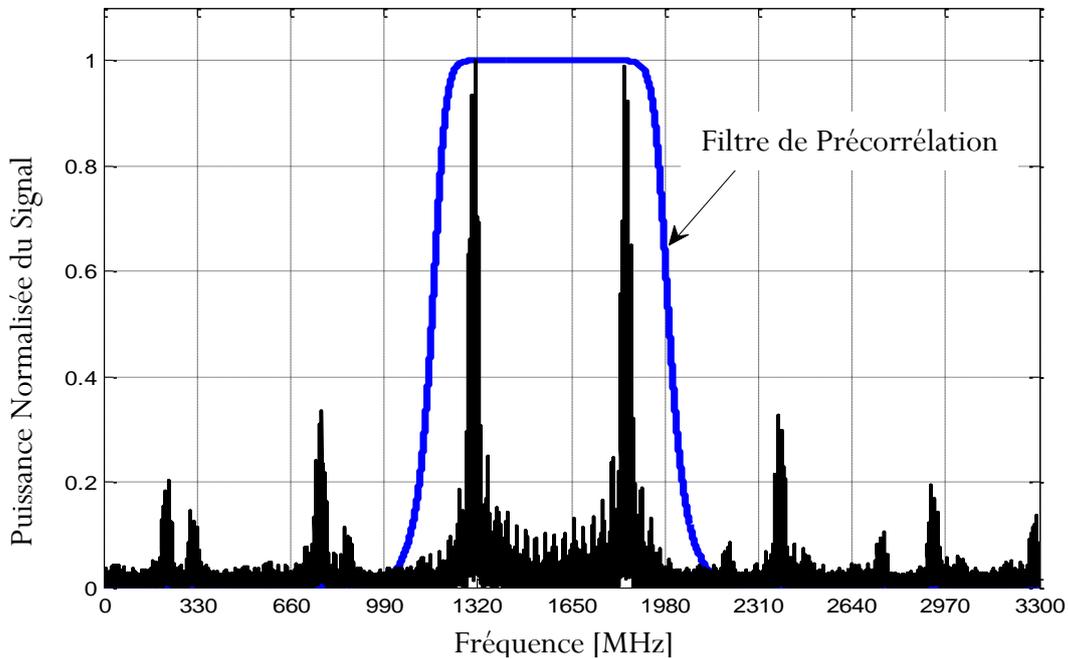
La méthode proposée utilise un processus d'acquisition et de poursuite du récepteur qui bénéficie de tous les avantages mentionnés précédemment ; elle est composée de trois variantes qui sont utilisées en fonction du type de signaux GNSS reçus.

V.3.1 Première variante : Approche basée sur le Sous-échantillonnage

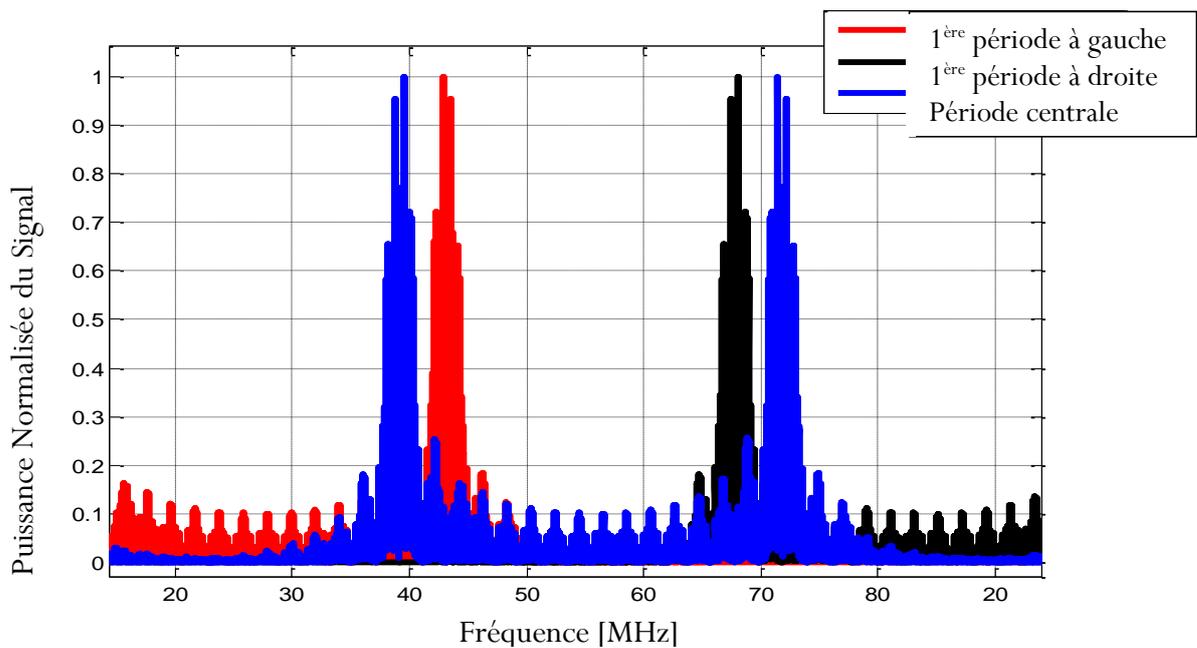
La première procédure d'acquisition et de poursuite de notre méthode proposée, consiste à acquérir des signaux GNSS de la famille de modulation $\text{BOCsin}/\cos(\alpha, \beta)$ avec $\alpha \gg \beta$, après une transformation basée sur le sous-échantillonnage. Cette dernière technique repose sur l'échantillonnage du signal désiré avec une fréquence inférieure à deux fois la plus haute fréquence du signal (fréquence de Shannon). Le sous-échantillonnage est également connu sous le nom d'échantillonnage passe bande (Undersampling, bandpass sampling, subsampling, downsampling) [188], [189], [196], [200].

L'objectif principal de ce traitement, qui ne répond pas à la condition de Nyquist, est de rapprocher les lobes principaux des signaux $\text{BOCsin}/\cos(\alpha, \beta)$. Cette opération fournit des signaux similaires à ceux de $\text{BOCsin}/\cos(\alpha, \alpha)$ et permet par la suite l'utilisation des techniques classiques de réception $\text{BOC}(\alpha, \alpha)$ ou CBCS (troisième variante) ou BOC-PRN pour acquérir ce

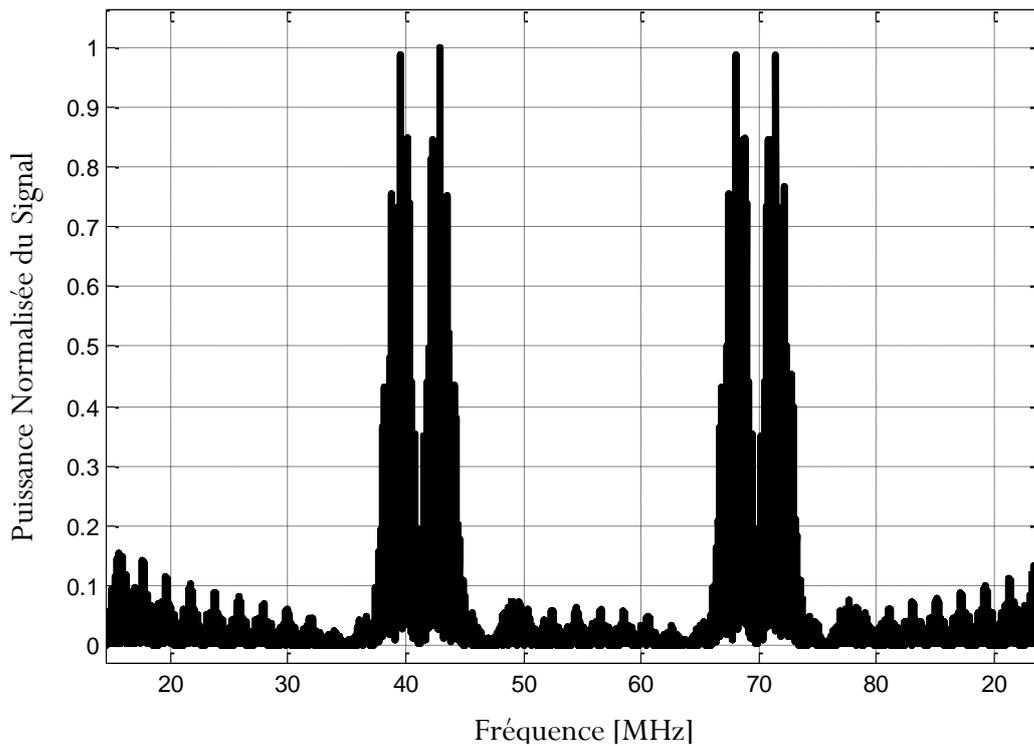
type de signaux. La figure (V.1) montre un exemple de sous-échantillonnage du signal BOCsin(8,1). Premièrement, le signal reçu est limité sur une bande passante $B = 24$ MHz par le filtre de précorrélation passe-bande (PB-P) comme représenté sur la figure (V.1-a). Ensuite, le signal résultant, après conversion à la fréquence intermédiaire, est sous-échantillonné avec une fréquence qui est égale à $f_{SE} = (f_{IF} + B)/3$ comme indiqué sur la figure (V.1-b).



a) *Spectre du signal BOCsin(8,1) et filtre de précorrélation passe bande BP-P de bande limitée à 24 MHz.*



b) *Trois périodes de spectre de signal BOCsin(8,1) après sous-échantillonnage.*



c) Spectre du signal $BOCsin(8,1)$ sous-échantillonné.

Figure.V.1 Spectre du signal $BOCsin(8,1)$ avant et après sous-échantillonnage.

Enfin, le signal obtenu est traité par l'étape d'acquisition et de poursuite pour obtenir une estimation du retard.

La fonction de discriminateur FD correspondant à cette première variante proposée, pour le signal modulé $BOCsin(8,1)$, est représentée sur la figure (V.2). Comme illustré sur cette figure, la courbe S du signal $BOCsin(8,1)$ de la méthode traditionnelle présente un grand nombre de points de passage par zéros latéraux (en comparaison avec le signal modulé $BOCsin(1,1)$), ce qui crée une ambiguïté dans la boucle de poursuite DLL. Par conséquent, la conception de la boucle de poursuite pour $BOCsin(8,1)$ traditionnelle peut être plus problématique que celle pour $BOCsin(1,1)$, en particulier avec le corrélateur étroit conventionnel. D'autre part, la même figure montre que la courbe S de $BOCsin(8,1)$ de la variante proposée, présente un nombre très réduit de points de passages par zéros latéraux par rapport à la courbe classique de $BOCsin(8,1)$. En conséquence, les formes d'onde de $BOCsin/cos(\alpha,\beta)$ avec des ordres de modulation élevés peuvent être traitées en utilisant la méthode proposée combinée avec des structures d'acquisition et de poursuite très simples similaires à celles utilisées pour les signaux modulés

BOCsin/cos(α,α). Il convient toutefois de noter que cette variante proposée est valable à la fois pour les signaux modulés BOCsin(α,β) et BOCcos(α,β) et que sa transformation associée doit être appliquée aux signaux reçus et générés localement.

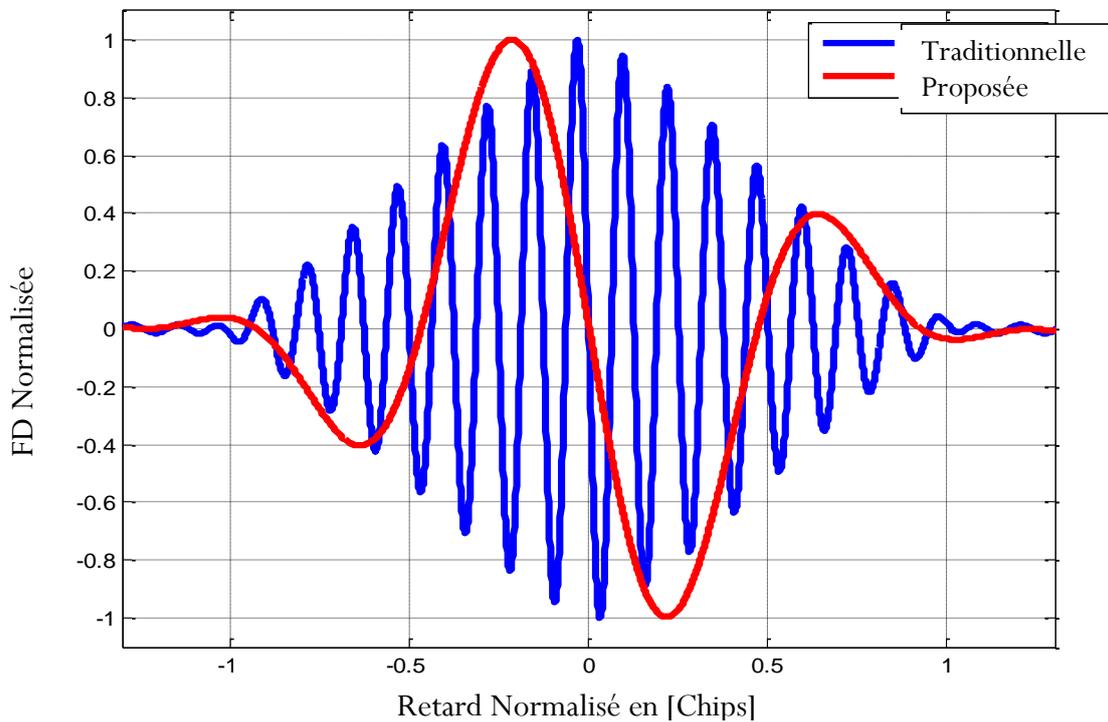


Figure. V.2 FD du signal modulé BOCsin(8,1) avant et après l'utilisation de la première variante de la méthode proposée.

V.3.1.1 Filtre de Précorrélacion

Généralement, un filtre antirepliement (Anti-Aliasing Filter) est un filtre passe bas utilisé avant l'échantillonneur du signal pour limiter la bande passante afin de satisfaire approximativement ou complètement le théorème d'échantillonnage sur la bande d'intérêt. Puisque les signaux utilisés dans cette variante sont des signaux passe bande, le filtre de précorrélacion utilisé dans le récepteur joue le rôle du filtre antirepliement, car il limite les signaux passe bande utilisés et empêche les signaux indésirables ou le bruit de chevaucher avec le signal utile dans la bande désirée. Il existe différents types de filtres passe-bande qui peuvent être utilisés. On peut citer par exemple les filtres microruban classiques tels que le filtre de ligne couplé (Coupled Line), le filtre de comb line, le filtre hairpin, le filtre de stepped impedance, le filtre de Cross-coupled etc. Tous ces filtres sont largement utilisés dans de nombreuses applications RF/micro-ondes spécifiques aux applications de positionnement GNSS [201], [202].

V.3.2 Deuxième variante : Approche basée sur le Sur-échantillonnage

La deuxième variante de réception de notre méthode proposée est basée sur l'expansion de temps ou le sur-échantillonnage (Upsampling). C'est une propriété de changement d'échelle qui peut être réalisée dans le domaine de la transformée en "Z" [200]. Le processus de sur-échantillonnage représenté sur la figure (V.3) est valable pour les signaux $\text{BOCsin}/\cos(\alpha, \beta)$ avec $\alpha > 1$, $\beta > 1$ et $\alpha = \beta$, et $\text{BPSK}(\beta)$. Son principe consiste premièrement à insérer N échantillons d'amplitude zéro entre les échantillons consécutifs du signal d'entrée pour augmenter le taux d'échantillonnage. Après cela, la séquence résultante est filtrée, ce qui conduit à une interpolation entre les échantillons non nuls. Ainsi, le signal résultant crée la séquence sur-échantillonnée. Cette dernière, en utilisant des circuits d'acquisition et de poursuite classiques, est ensuite corrélée avec sa séquence correspondante générée localement et sur-échantillonnée aussi.

La courbe S correspondant à cette seconde version, pour le signal modulé $\text{BOCsin}(5, 5)$, est représentée sur la figure (V.4). Comme illustré sur cette figure, les maxima absolus de la FD de la deuxième variante ont approximativement les mêmes niveaux que ceux de la FD du schéma classique. Cependant, la FD de la seconde variante est plus robuste aux effets de synchronisation/timing car son plateau est plus long par rapport aux plateaux traditionnels.

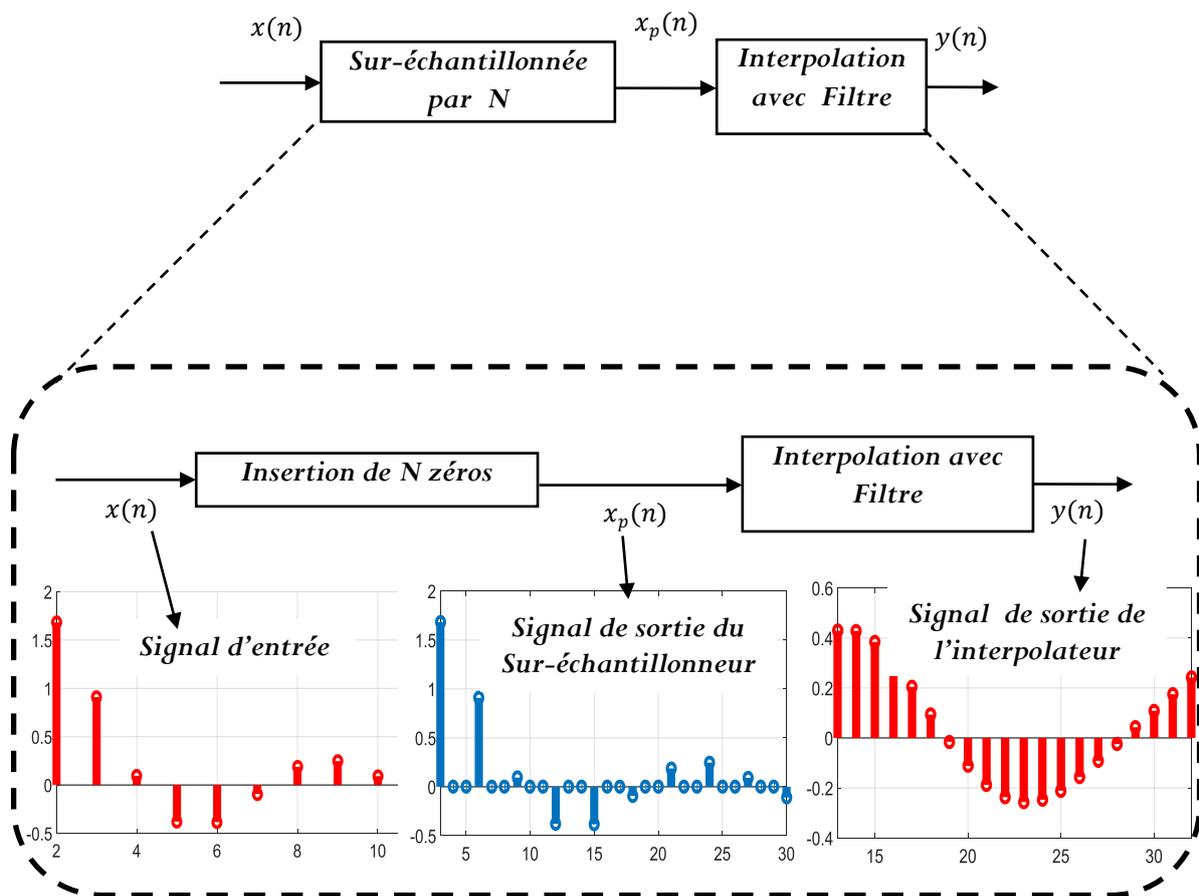


Figure V.3 Principe du sur-échantillonnage d'une séquence.

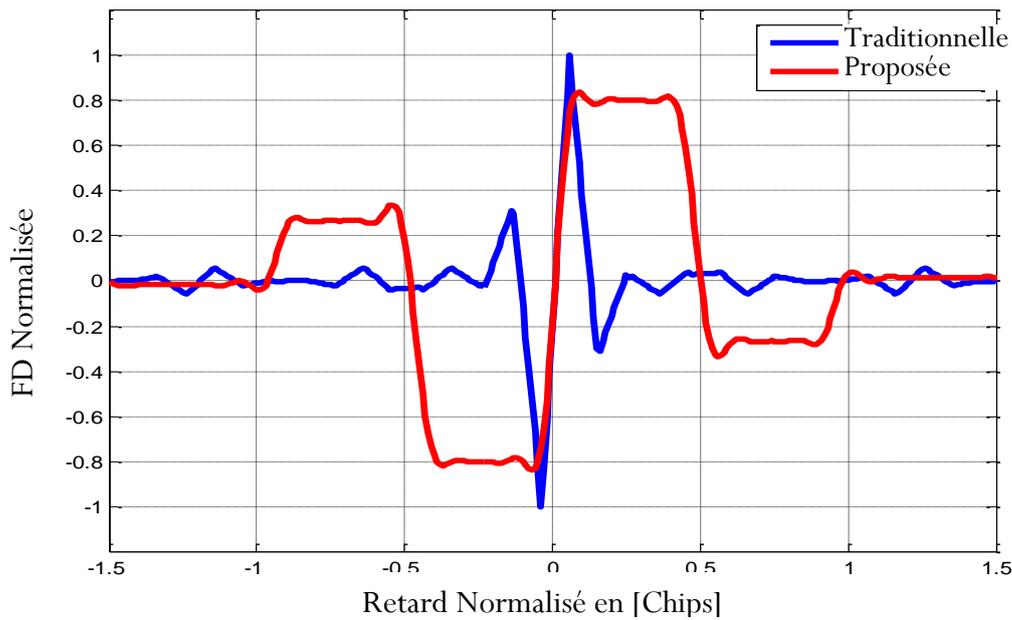


Figure V.4 FD correspondant à la deuxième version pour le signal modulé BOC(5,5).

V.3.3 Troisième variante : Approche basée sur l'utilisation de la sous-porteuse unique CBCS

La troisième variante de notre schéma proposé consiste à acquérir plus de cinq signaux GNSS par une seule réplique locale de forme d'onde CBCS générée localement. L'idée vient essentiellement du fait que les sous-porteuses BOCsin(1,1), CBOC(6,1,1/11,+), TMBOC(6,1,4/33) et BOCcos(1,1) sont toutes très proches du signal CBCS(20%) comme nous l'avons montré dans les figures de DSP et d'ACF dans le chapitre II, ce qui permet leur acquisition par ce dernier signal avec une faible dégradation de la puissance. Les DFs résultantes de ces différents signaux sont représentés sur la figure (V.5). Comme illustré sur cette figure, nous observons que toutes les courbes S sont très proches à l'exception de petites différences autour des maxima et minima, qui n'influencent pas le processus de poursuite. Il est à noter que la méthode utilisée est similaire à celle des structures de Step-Chips et BOC-PRN [62], [66],[203].

V.3.4 Récepteur GNSS MC/MF

Généralement, les récepteurs GNSS sont basés sur un schéma de transformation vers la fréquence intermédiaire FI utilisant une ou plusieurs conversions [73]. Ensuite, une conversion analogique-numérique est appliquée pour passer aux opérations de traitement de signal numérique. Compte tenu des limitations de positionnement des récepteurs GNSS unique dans de tels environnements et les avantages d'un récepteur GNSS MC/MF, nous présentons une

architecture de récepteur GNSS MC/MF en utilisant un schéma de conversion simple. L'architecture de récepteur GNSS MC/MF proposée peut également être utilisée pour recevoir des signaux de plusieurs constellations des systèmes de navigation GPS, GLONASS, Galileo et COMPASS. La figure (V.6) montre le schéma bloc du récepteur GNSS MC/MF avec les trois canaux de notre méthode proposée.

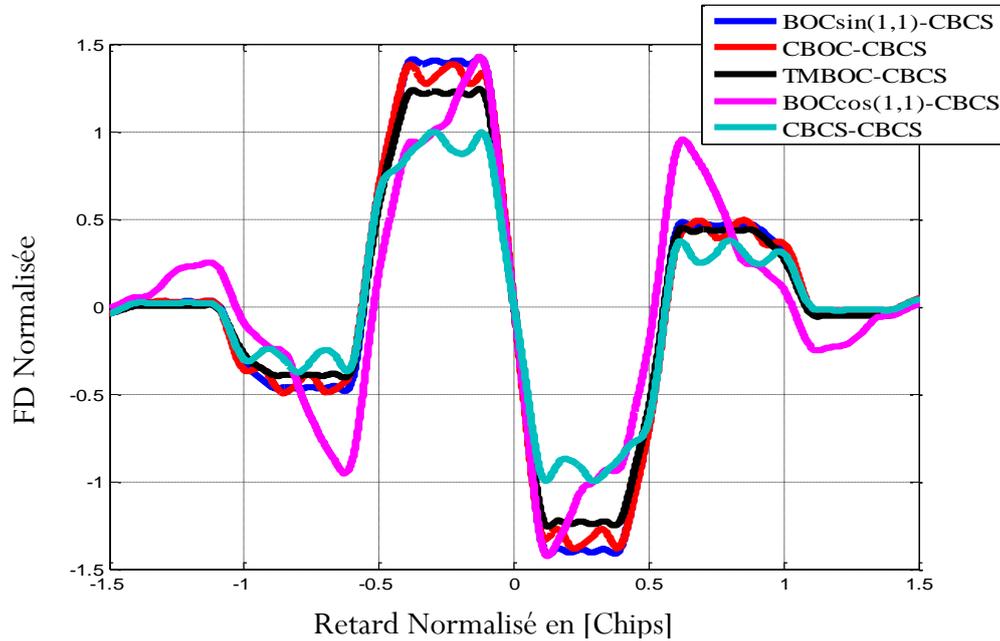


Figure.V.5 FDs de $BOCsin(1,1)$, $CBOC(6,1,1/11,+)$, $TmBOC(6,1,4/33)$, $BOCcos(1,1)$ et $CBCS(20\%)$ acquis avec $CBCS(20\%)$.

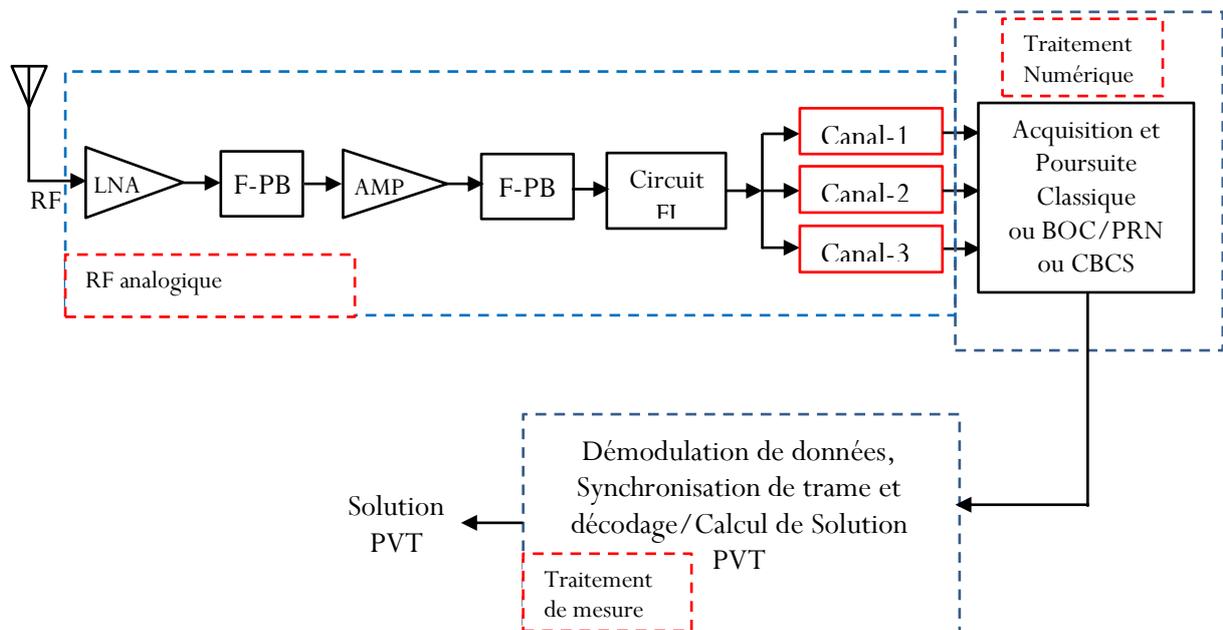


Figure.V.6 Schéma bloc du récepteur GNSS MC/MF.

Dans cette figure le récepteur GNSS MC/MF est composé essentiellement de trois blocs principaux : un étage d'entrée RF suivi par trois canaux de réception des signaux GNSS MC/MF, un étage de traitement numérique et un étage de traitement de mesure.

V.3.4.1 Section RF

La partie RF reçoit les signaux captés par l'antenne et effectue un filtrage pour sélectionner les bandes de fréquences désirées. De plus, elle fournit le gain nécessaire pour piloter correctement la phase de numérisation. Généralement, les étages RF GNSS sont basés sur la descente vers une fréquence intermédiaire, en utilisant une ou plusieurs conversions [73], [193]. Dans l'étape de numérisation, les signaux de sortie analogiques RF sont convertis vers le domaine numérique au moyen d'un convertisseur analogique-numérique (CAN). Enfin, le reste des tâches du récepteur sont abordées par l'étape traitement du signal numérique.

V.3.4.1.1 Antenne

L'antenne est le premier élément de la chaîne de réception. En effet, les signaux transmis par les satellites sont d'abord reçus par l'antenne du récepteur GNSS MC/MF. L'utilisation des fréquences similaires pour les signaux GNSS nouvelle génération dans la plupart des bandes de fréquences GNSS va faciliter la conception de l'antenne du récepteur GNSS MC/MF. De même, les récepteurs GNSS MC/MF nécessitent une technologie adaptée au positionnement MC/MF dans un environnement urbain avec des signaux de faible puissance [4], [25], [204]. Généralement, l'antenne est caractérisée par sa fréquence centrale, sa bande passante, son gain, le type de polarisation utilisé, le centre de phase, l'aptitude à rejeter les interférences et la possibilité de la suppression des MPs [204]. A titre d'exemple, l'antenne GPS-703-GGG typique de la figure (V.7-a), est capable de recevoir les signaux GNSS MF diffusés à la fois sur les bandes L1, L2, L5 de GPS; L1, L2, L3 de GLONASS; E1, E5a/b de Galileo et B1, B2 de BeiDou avec une bande passante (à -3 dB) égale à 45 MHz [194]. Ce type d'antenne fournit un gain de 12 dB (Zenith-Horizon) avec une polarisation circulaire droite (RHCP: Right Hand Circularly Polarized). Elle présente ainsi une meilleure stabilité du centre de phase par rapport aux antennes grand public utilisées dans les récepteurs piétons.



a)



b)

Figure.V.7 Antenne GNSS MC/MF de Pinwheel Novatel®.

Cette antenne est particulièrement utile pour les applications où les MPs, arrivent probablement avec un faible angle d'élévation. Un autre paramètre important pour les concepteurs d'antennes GNSS MC/MF est basé sur les caractéristiques physiques de l'antenne telles que la taille, la forme et le matériau utilisé. Ces dernières imposent une contrainte de conception pour les récepteurs GNSS piétons portatifs à faible coût, comme ceux implantés dans les téléphones cellulaires [178]. La figure (V.7-b) présente un exemple de module d'antenne *u-blox CAM-M8Q* GNSS MC/MF qui offre une petite taille (9,6 x 14,0 x 1,95 mm) et une capacité GNSS MC adapté pour les téléphones cellulaires [195]. Le signal composite, noté $R_{an}^{RF}(t)$, capté par l'antenne du récepteur GNSS en combinaison MC/MF peut être modélisé comme suit :

$$R_{RF}(t) = \sum_{i=1}^{N_{sig}(t)} S_i(t) + W_{ant}(t) \quad (V.1)$$

$S_i(t)$ est le signal GNSS reçu du $i^{ème}$ satellite. $N_{sig}(t)$ est le nombre total des signaux GNSS à partir de différentes fréquences porteuses et des diverses constellations GNSS arrivant à l'antenne du récepteur GNSS MC/MF d'une façon directe ou par réflexions. $W_{ant}(t)$ est un bruit blanc gaussien additif (AWGN).

V.3.4.1.2 Filtre passe bande (F-PB)

La section RF analogique comprend plusieurs filtres passe-bande dans différents étages de traitement. Ces filtres ont certains nombres d'objectifs tels que : la rejection des signaux hors bande passante, la réduction du niveau du bruit qui affecte le signal reçu et la préparation du signal RF pour l'échantillonnage en éliminant l'effet de repliement. Selon le schéma de récepteur MC/MF présentée à la figure (V.6), le premier composant de la chaîne de réception après l'antenne, est un filtre RF passe-bande à large bande appelé présélecteur. Le filtre présélecteur effectue la première sélection des signaux GNSS RF afin de récupérer le maximum possible des signaux GNSS [4], [25], [174], [197]. Le signal GNSS RF, filtré noté $S_{GNSS}^{RF}(t)$ des satellites GNSS visible, peut être exprimé comme suit :

$$S_{GNSS}^{RF}(t) = \sum_{i=1}^k \sqrt{P_i(t)} \cdot D_i(t - \tau_i) \cdot C_i(t - \tau_i) \times \cos\left(2\pi\left(f_{p_i} + f_{d_i}\right)t + \phi_i\right) + W(t) \quad (V.2)$$

Avec:

k : Nombre des satellites GNSS visibles ;

$P_i(t)$: $i^{ème}$ puissance instantanée du signal reçu ;

$D_i(t)$: $i^{ème}$ données de navigation de signal ;

$C_i(t)$: Code PRN et sous-porteuse correspondant au $i^{ème}$ satellite ;

τ_i : Retard du $i^{ème}$ signal reçu ;

f_{p_i} : $i^{ème}$ fréquence porteuse du signal reçu ;

f_{d_i} : Fréquence de décalage Doppler correspondant au $i^{ème}$ satellite ;

ϕ_i : $i^{\text{ème}}$ phase de la porteuse du signal reçu ;
 $W(t)$: Bruit blanc gaussien additif (AWGN).

V.3.4.1.3 Amplificateur/LNA

La puissance des signaux GNSS reçus au sol étant très faible, il y a généralement un préamplificateur, qui est directement intégré à la base de l'antenne de réception ou un amplificateur à faible bruit LNA (Low Noise Amplifier) après l'antenne. Son facteur de bruit est habituellement inférieur à 2 dB. Le facteur de bruit est un paramètre fondamental du récepteur, puisqu'il définit sa capacité à détecter les signaux faibles puissances. L'amplificateur permet d'élever le signal incident extrêmement faible à un niveau convenable pour la conversion analogique numérique. Par conséquent, la quantité d'amplification désirée est en fonction de l'ADC choisi. Il est intégré dans les antennes actives ou monté sur les circuits RF avec d'autres composants [4], [25], [73], [92], [106]. Généralement, le but des concepteurs est de trouver un amplificateur optimal qui amplifie le signal avec un minimum de bruit. L'amplificateur est caractérisé par son gain d'environ 50 dB, sa bande de fréquence spécifiée et son facteur de bruit qui exprime la quantité de bruit qui se rajoute au signal lors de l'opération d'amplification [73], [174].

V.3.4.1.4 La descente en fréquence FI

Dans le récepteur GNSS MC/MF, la descente en fréquence permet de ramener la fréquence f_{RF} du signal GNSS qui se trouve dans la bande de fréquence L à une fréquence intermédiaire f_{IF} de quelques MHz. Cette opération est nécessaire pour que la fonction de la conversion analogique numérique peut se faire normalement [4], [25], [73]. Le processus de conversion en FI est effectué par le mélange du signal RF reçu de l'équation (V.2) avec une onde sinusoïdale générée localement par un oscillateur local (LO) de fréquence f_{LO} . Ce processus produira deux signaux ; un à la fréquence $f_{RF} + f_{OL}$ et l'autre $f_{RF} - f_{OL}$. Ces deux signaux sont donnés comme suit :

$$S_{GNSS}^{RF}(t) \cos(2\pi f_{OL} t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^k \sqrt{P_i(t)} \cdot D_i(t - \tau_i) \cdot C_i(t - \tau_i) \times \left[\begin{array}{l} \cos\left(2\pi\left((f_{RF} - f_{OL}) + f_{d_i}\right)t + \phi_i\right) \\ + \cos\left(2\pi\left((f_{RF} + f_{OL}) + f_{d_i}\right)t + \phi_i\right) \end{array} \right] + W(t) \quad (V.3)$$

La composante de haute fréquence du signal résultant est éliminée par filtrage. Par contre, la composante de basse fréquence restante est conservée et elle représente, par conséquent, le signal FI qui peut être modélisé par l'équation suivante :

$$S_{GNSS}^{FI}(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^k \sqrt{P_i(t)} \cdot D_i(t - \tau_i) \cdot C_i(t - \tau_i) \times \cos(2\pi(f_{FI} + f_{d_i})t + \phi_{FIi}) + W(t) \quad (V.4)$$

Avec, f_{FI} est la nouvelle fréquence centrale qui est égale à la fréquence intermédiaire et est donnée par [198] :

$$f_{FI} = f_{RF} - f_{OL} \quad (V.5)$$

Le choix de la fréquence intermédiaire est lié à la bande passante du CAN utilisé dans la phase de numérisation. Les CANs doivent avoir une bande passante compatible avec les signaux de fréquence intermédiaire. Cette bande doit vérifier la condition suivante :

$$B_{CAN} = f_{FI} + \frac{B_{RF}}{2} \quad (V.6)$$

Où B_{RF} est la bande passante des signaux désirés.

Une fréquence intermédiaire élevée nécessite un CAN à large bande passante, ce qui implique un coût élevé puisqu'il est difficile de fabriquer des filtres très étroits dans les hautes fréquences. La figure (V.8) montre le processus de sélection de la bande d'entrée et le filtrage de fréquence intermédiaire qui est commun aux trois variantes de notre méthode proposée. Comme nous l'avons dit précédemment, le signal GNSS RF reçus et filtré par un filtre passe-bande large donné par l'équation (V.2). Ensuite, comme montré dans la figure (V.8), grâce à un filtre passe-bande variable, le canal à convertir en fréquence f_{IF} est sélectionné dans le but d'être traité. Par exemple, dans le cas où $f_c = 1575,42\text{MHz}$ est la fréquence centrale de la bande GNSS-L1 sélectionnée par l'étage RF, la fréquence f_{IF} souhaitée est égale à 47,74 MHz.

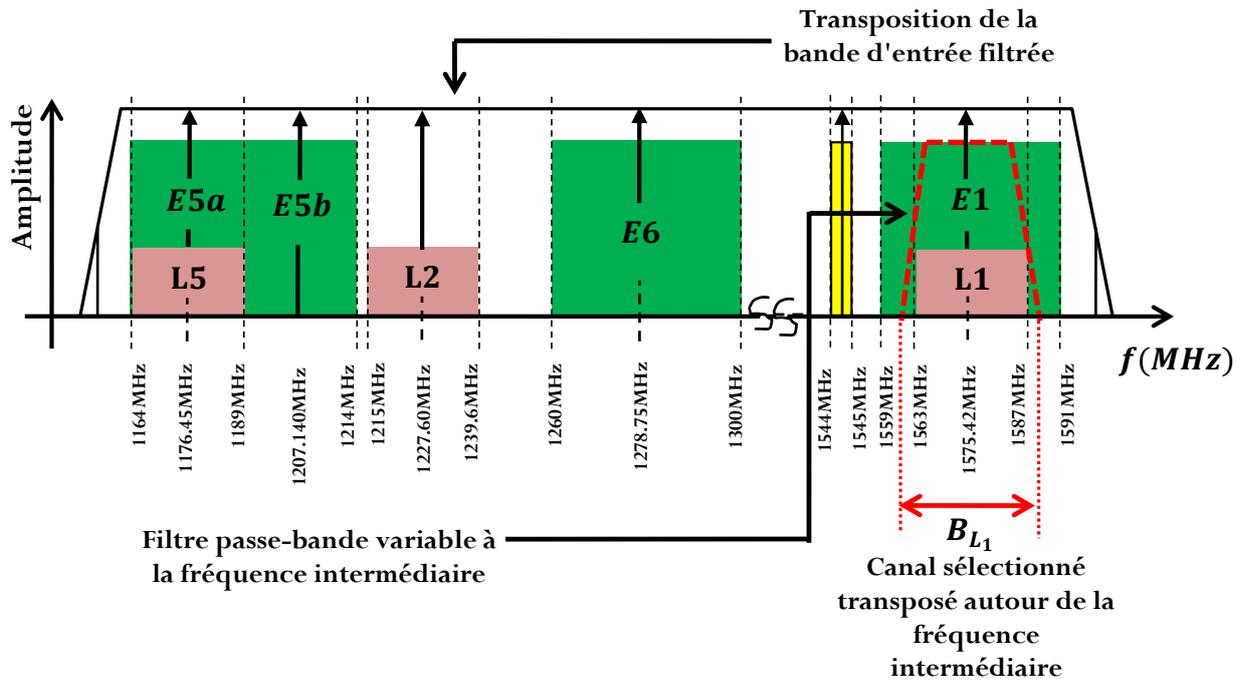


Figure.V.8 Transposition de la bande d'entrée et filtrage FI.

V.4 Canaux des trois variantes

Les canaux sélectionnés pour la première, la deuxième et la troisième variante de la méthode proposée sont indiquées, respectivement, sur la figure (V.9) (a, b et c). Leurs caractéristiques sont spécifiées comme suit :

V.4.1 Canal-1

Ici, un signal modulé $\text{BOCsin}/\cos(\alpha, \beta)$ ($\alpha \gg \beta$) correspondant à la première catégorie est filtré avec un filtre de précorrélacion passe-bande de réponse impulsionnelle $h_1(t)$. Le signal résultant est alors centré sur la fréquence f_{IF} . Ensuite, il est sous-échantillonné avec une fréquence qui est égale à $f_{SE} = (f_{IF} + B)/3$ et ensuite mélangé avec une forme d'onde sinusoïdale locale et sa version décalée de 90° pour faire une translation vers la fréquence FI. Ainsi, le signal numérisé est donné par l'équation (V.7).

$$S_{dig,IF}(kT) = R\{S(kT)\exp[j(2\pi f_{IF}kT + \phi(kT))]\} \quad (V.7)$$

T est la période d'échantillonnage qui doit être choisie pour remplir le processus de sous-échantillonnage. L'objectif de la conversion numérique est de déplacer cette dernière composante de la fréquence f_{IF} vers la bande de base sans perdre l'information de phase. Le signal en bande de base ainsi obtenu est donné par [25]:

$$S_{base}(kT) = R\{S(kT)\exp[j\phi(kT)]\} \quad (V.8)$$

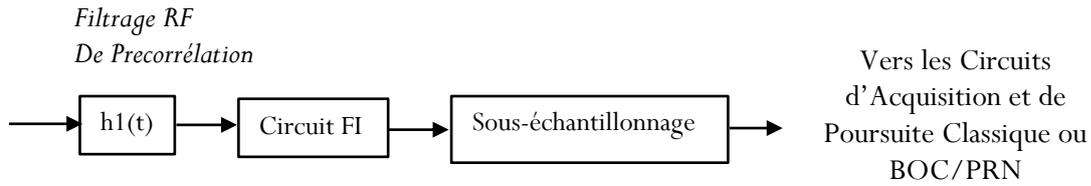
Ce signal est une grandeur complexe qui peut être représentée en fonction de ses composantes en phase (I) et en quadrature (Q) comme suit [25]:

$$S_{base}(kT) = R\{(S_I(kT) + jS_Q(kT))\exp[j\phi(kT)]\} \quad (V.9)$$

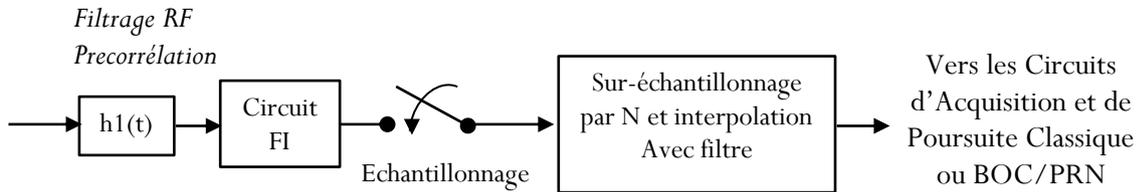
$S_I(kT)$ et $S_Q(kT)$ sont respectivement les composantes I et Q du signal en bande de base. $S_{base}(kT)$ est maintenant corrélée avec une réplique du code qui a subi la même transformation. L'ACF résultante est ensuite traité par une boucle DLL pour obtenir le FD.

La figure (V.10) montre l'architecture des circuits d'acquisition et de poursuite classiques. Comme mentionné ci-dessus, ce schéma permet de réaliser l'acquisition et la poursuite des signaux modulés $\text{BOCsin}/\cos(\alpha, \beta)$ ayant subits la transformation de la première version et ainsi transformés en bande de base [25]. Notez que, la DLL est intégrée avec la structure de boucle à verrouillage de phase (PLL) dont la sortie de discriminateur correspond à l'erreur de phase entre le signal reçu et la réplique de la porteuse. La DLL peut générer une réplique de code $\text{BOCsin}/\cos(\alpha, \beta)$ ou CBCS, qui est utilisée pour la poursuite de phase du code reçu.

a) Sélection du canal-1-: BOC(α, β) ($\alpha \gg \beta$)



b) Sélection du canal-2-: BOC(α, β) ($\alpha \gg 1$ et $\alpha = \beta$ et BPSK(β))



c) Sélection du canal-3-: BOCsin/cos(1,1), TMBOC, CBOC et CBCS

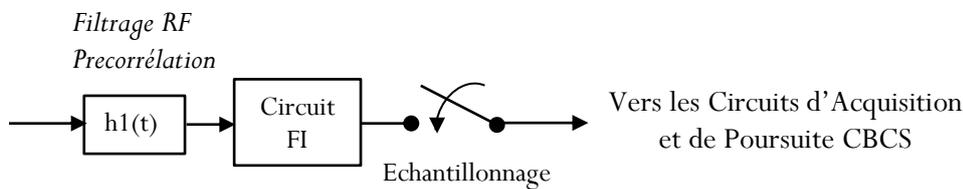


Figure. V.9 Canaux sélectionnés des trois variantes de la méthode proposée.

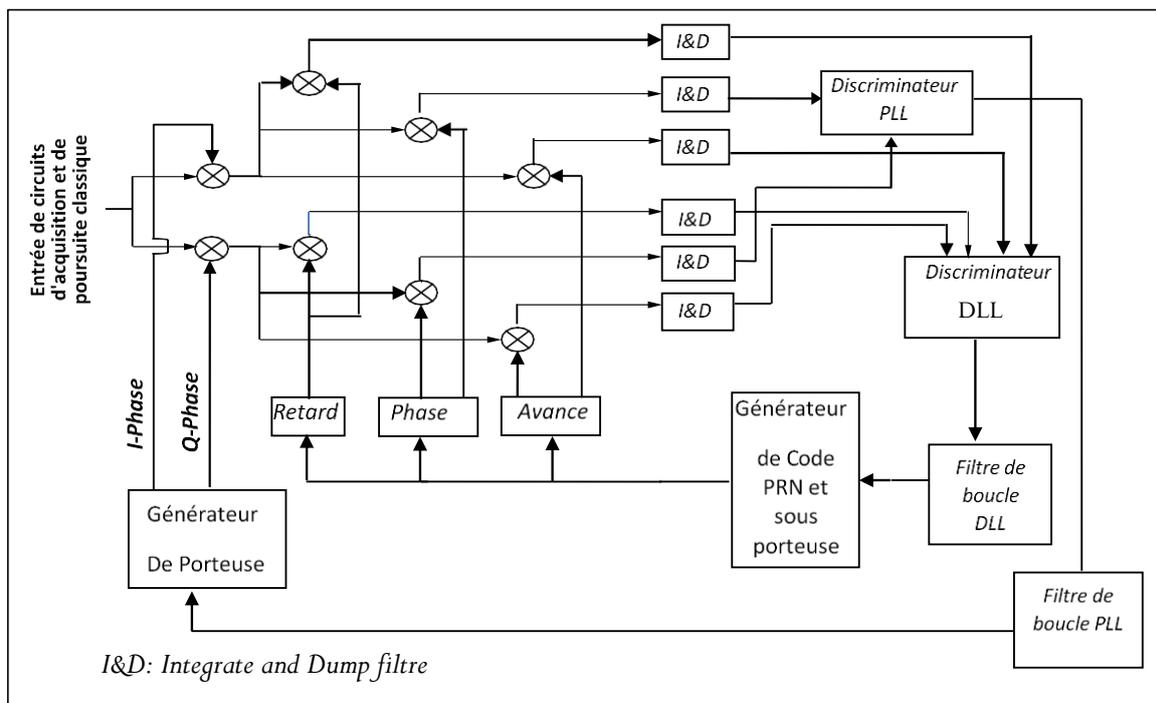


Figure. V.10 Circuits classiques d'acquisition et de poursuite.

V.4.2 Canal-2

Le signal reçu ici est modulé $\text{BOCsin}/\cos(\alpha,\alpha)$ ou $\text{BPSK}(\beta)$ ($\alpha > 1$), et il correspond à la deuxième catégorie. De manière similaire au premier canal, le signal reçu est filtré avec le même filtre de précorrélation passe-bande $h_1(t)$ utilisé dans le 1^{er} canal. Le signal obtenu est alors centré sur la fréquence f_{IF} et suréchantillonné. Cette dernière opération est suivie d'une interpolation adéquate. Enfin, le signal résultant, après conversion numérique (voir les équations de (V.7) à (V.9)), est traité en utilisant la même architecture classique d'acquisition et de poursuite que celle représentée sur la figure (V.10). Dans ce schéma, pour les signaux reçus $\text{BOCsin}/\cos(\alpha,\alpha)$ et $\text{BPSK}(\beta)$, la sous-porteuse générée localement peut être $\text{BOCsin}/\cos(\alpha,\alpha)$ ou CBCS, ou uniquement un code PRN.

V.4.3 Canal-3

Le canal-3 est conçu pour recevoir les signaux $\text{BOCsin}/\cos(1,1)$, TMBOC, CBOC et CBCS. Après les opérations de filtrage et d'échantillonnage, le signal résultant est envoyé directement aux blocs de traitement du signal. On notera que, pour cette troisième variante de la méthode proposée, le circuit d'acquisition est équivalent à celui de la figure (V.10) sauf le générateur de code et de sous-porteuse qui est confiné à la génération de sous-porteuses CBCS pour l'acquisition et la poursuite de tous les quatre signaux. En d'autres termes, le générateur unique qui doit être utilisé dans le circuit d'acquisition est celui de la sous porteuse CBCS.

V.5 Résultats de simulation

Dans cette section, les performances en termes d'atténuation de MP et de réduction des effets de bruit des trois variantes proposées sont d'abord évaluées en utilisant, respectivement, les critères des moyennes courantes des erreurs (Running Average Errors) et des erreurs quadratiques moyennes RMSEs (Root Mean Square Error). En même temps, une étude comparative est menée entre les variantes proposées et leurs homologues classiques. La moyenne courante de l'erreur est calculée en utilisant l'erreur maximale résultant de la présence d'un seul signal MP avec une certaine phase, un certain retard et une certaine amplitude. Il est noté que le calcul de l'enveloppe d'erreur de poursuite de code induite par MP, consiste à trouver le point où la sortie du discriminateur coupe l'origine. Ce point représente le point où la DLL se verrouille. Dans toutes les simulations, le signal MP est pris avec une amplitude de 0,5 (ce qui correspond à la valeur usuelle). La plage de variation du retard du MP doit être choisie en tenant compte des caractéristiques de corrélation PRN qui provoquent le filtrage, par la boucle DLL, de tous les MPs ayant des retards supérieurs à 1,5 chips (environ 440 mètres) par rapport au LOS. Cependant, afin de voir plus clairement les résultats des tests autour des plus hauts retards de MP, la plage de variation du retard MP, dans toutes les simulations, est choisie entre 0 et 1320 mètres. Les enveloppes d'erreur MP correspondent aux valeurs maximales obtenues lorsque le signal MP est à 0° "en phase" ou à 180° "en opposition de phase" par rapport au LOS [199]. Une fois l'erreur MP calculée, les valeurs d'enveloppe absolue et leurs sommes cumulatives sont déterminées, avec

la même norme que celle utilisée dans [199], pour obtenir l'erreur moyenne de MP. Le RMSE est utilisé en fonction du SNR qui varie de -40 dB à -20 dB. Le choix des deux dernières limites permet de supporter à la fois des signaux très faibles et ceux avec un rapport SNR adéquat. Le SNR est ici défini comme le rapport C/N_0 divisé par la largeur de bande du signal RF. Il est à noter que le calcul du biais d'estimation du RMSE, consiste à trouver également le point où la sortie du discriminateur DLL est nulle.

V.5.1 Première variante proposée

Le schéma de sous-échantillonnage est implémenté avec le schéma classique. Un filtre passe-bande du récepteur P-BW à 36 MHz est utilisé pour acquérir un signal Galileo BOCcos(15,2.5). Il est choisi pour être reçu et transformé en BOCcos(2.5,2.5). Ici, l'espacement de chip entre les corrélateurs de DLL est pris égal à $T_c/5$. Les résultats des moyennes courantes des erreurs sont illustrés à la figure (V.11). Comme l'illustre cette figure, la méthode proposée présente les meilleures performances globales en termes d'atténuation des MP car elle est sensible uniquement pour les courts retards de MP.

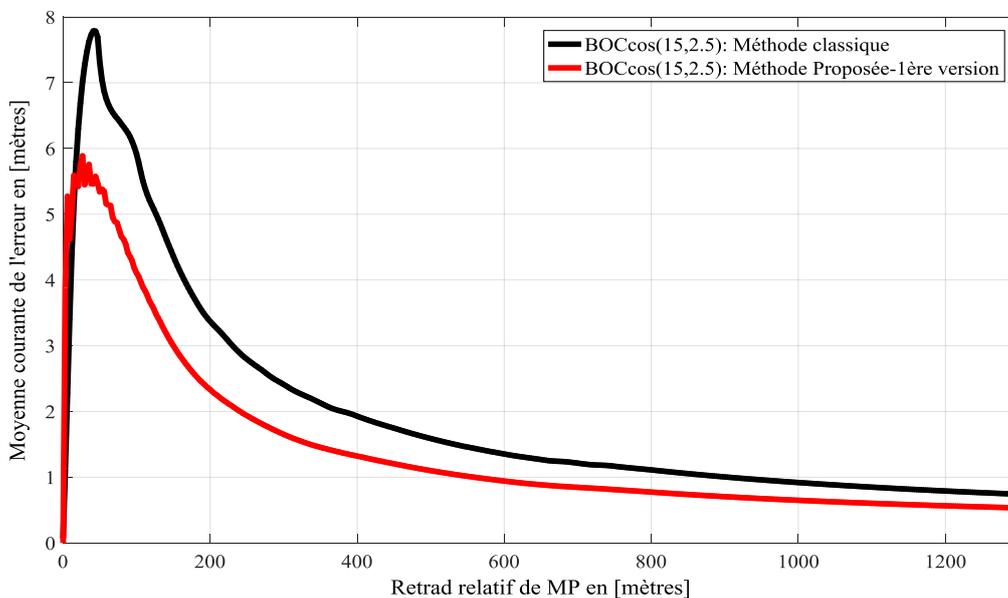


Figure.V.11 Moyennes courantes des erreurs pour la réception classique et pour la première variante proposée du signal modulé BOCcos(15,2.5).

Concernant l'effet de bruit, comme illustré sur la figure (V.12), dès que la valeur du SNR approche -25 dB (ce qui représente un niveau moyen du SNR), le RMSE de la méthode proposée se rapproche de celui de la méthode classique, ce qui prouve l'applicabilité de la première variante proposée. La différence du RMSE entre les deux schémas (qui a une valeur maximale de 0,75 mètre pour la valeur minimale du SNR) est due à l'effet du chevauchement des spectres.

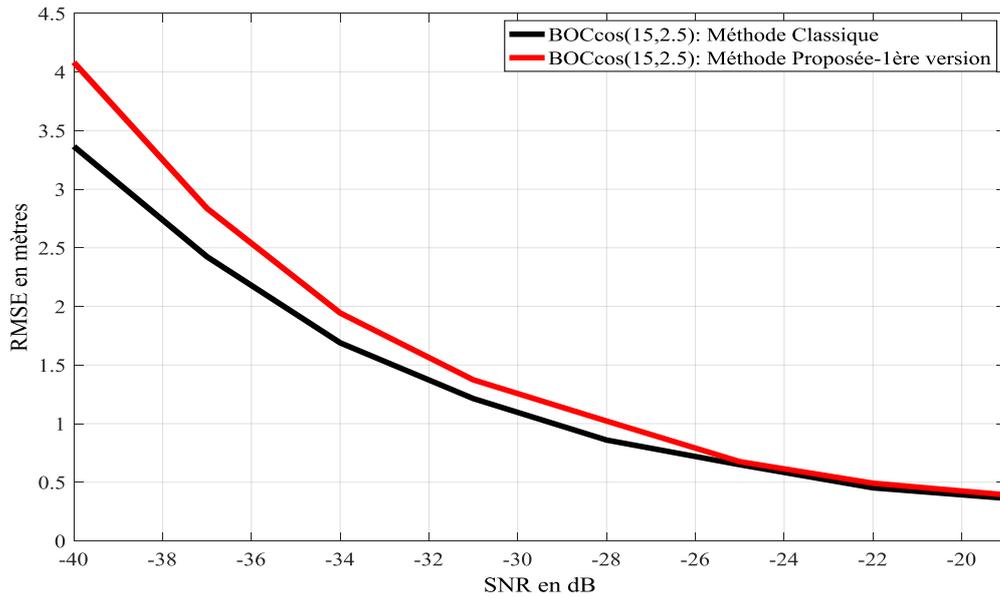


Figure. V.12 RMSEs de la réception classique et de la première variante proposée du signal modulé BOCcos(15,2.5).

V.5.2 Deuxième variante proposée

Ici, la réception du signal BPSK(10) GPS est choisie en utilisant un filtre passe-bande du récepteur P-BW à 24 MHz (correspondant aux bandes passantes du service de radionavigation par satellite). Après transformation, le signal résultant est similaire à celui de BPSK(1). Ici, l'espacement de chip avance-retard entre les corrélateurs DLL est également choisi égal à $T_c/5$. Les résultats correspondant aux moyennes courantes des erreurs et RMSE sont présentés séparément sur les figures (V.13) et (V.14), respectivement.

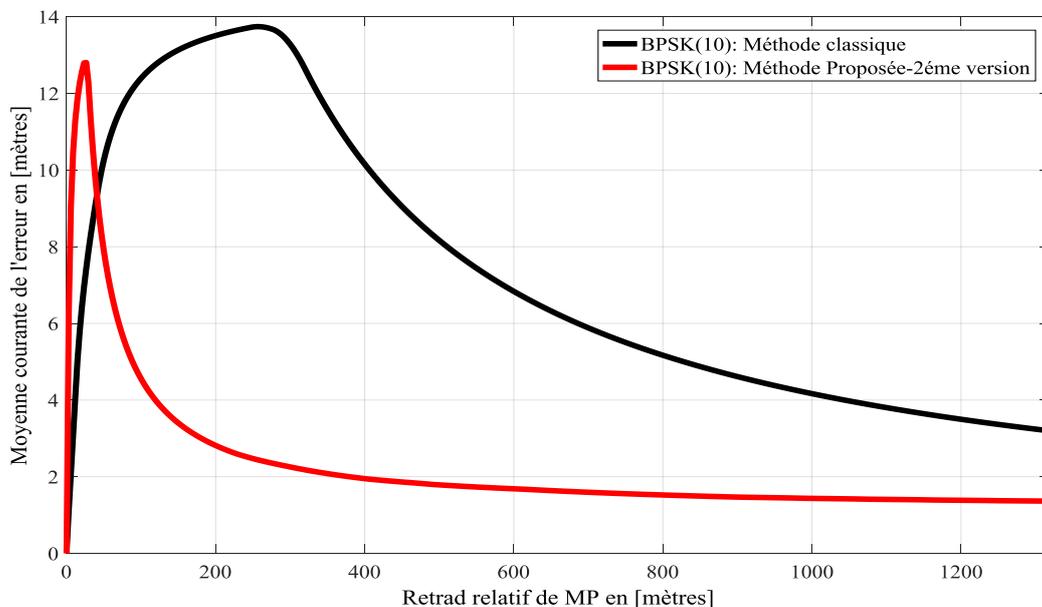


Figure. V. 13 Moyennes courantes des erreurs de la réception classique et de la deuxième variante proposée du signal modulé BPSK(10).

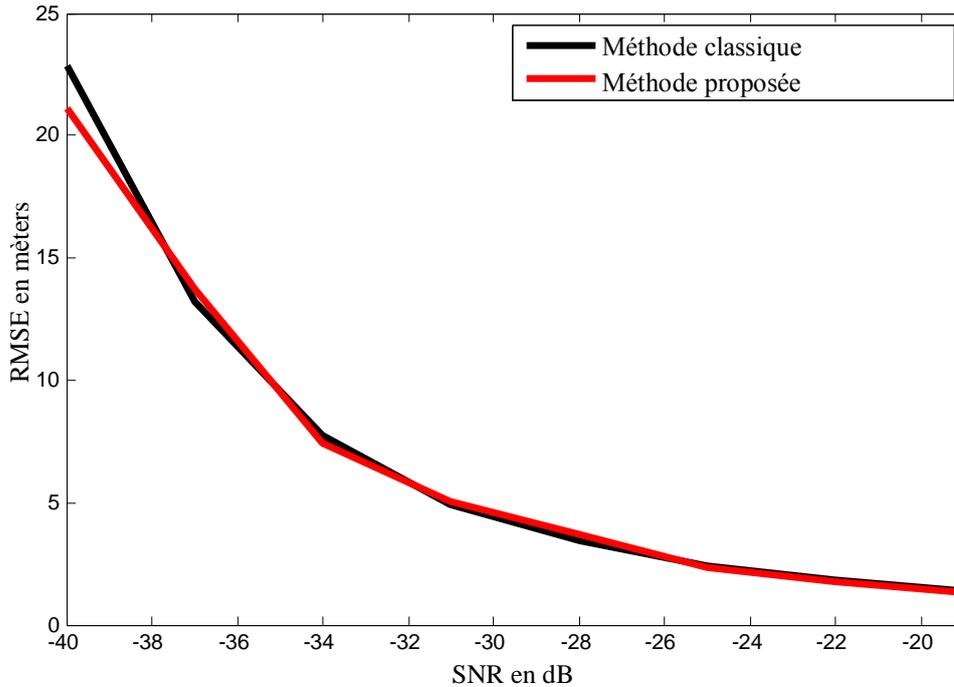


Figure. V.14 RMSEs de la réception classique et de la deuxième variante proposée du signal modulé BPSK(10).

Les courbes des moyennes courantes des erreurs de la figure (V.13) montrent une grande différence entre la méthode classique et la méthode proposée. En fait, l'effet des MPs sur notre méthode proposée est presque totalement éliminé sauf pour des faibles valeurs du retard auquel il reste sensible. Ceci est dû au fait que la transformation de la deuxième variante proposée conserve les mêmes propriétés des signaux originaux. Pour la métrique du RMSE, la figure (V.14) montre que la deuxième variante proposée présente les mêmes performances, en termes de résistance au bruit, que la méthode classique pour toutes les valeurs du SNR.

V.5.3 Troisième variante proposée

Ici, le signal CBCS a été utilisé pour recevoir séparément des signaux modulés en BOCsin/cos(1,1), en CBOC, en CBCS et en TMBOC. En ce moment, l'espacement de chip avance-retard entre les corrélateurs DLL est choisi égal à $T_c/5$ pour les signaux BOCsin(1,1), CBOC, CBCS et TMBOC et $T_c/2$ pour le signal BOCcos(1,1). Notez que la valeur de $T_c/2$ est choisie car elle ne provoque aucun problème d'ambiguïté dans la DLL.

V.5.3.1 Moyennes courantes des erreurs

Dans les figures de (V.15) à (V.30) les résultats des moyennes courantes des erreurs des schémas classiques et proposées sont représentés, pour des largeurs de bande P-BW de 4 MHz, 12 MHz, 24 MHz et infinie, respectivement.

Se confiant aux figures (V.15), (V.16), (V.17) et (V.18), en ce qui concerne le signal reçu de $\text{BOCs}\sin(1,1)$, les valeurs des moyennes courantes des erreurs, pour chacun des schémas classiques, correspondant aux BP-Ps de 4 MHz, 12 MHz, 24 MHz et infinie, sont approximativement égales à celles de la troisième version proposée. En fait, les différences maximales entre les résultats des courbes des deux schémas pour toutes les BP-Ps ne dépassent pas 0,344 mètre, ce qui qualifie la performance de MP de la troisième version proposée comme étant très proche de celle du cas classique et confirme ainsi son efficacité pour la réception du signal $\text{BOCs}\sin$.

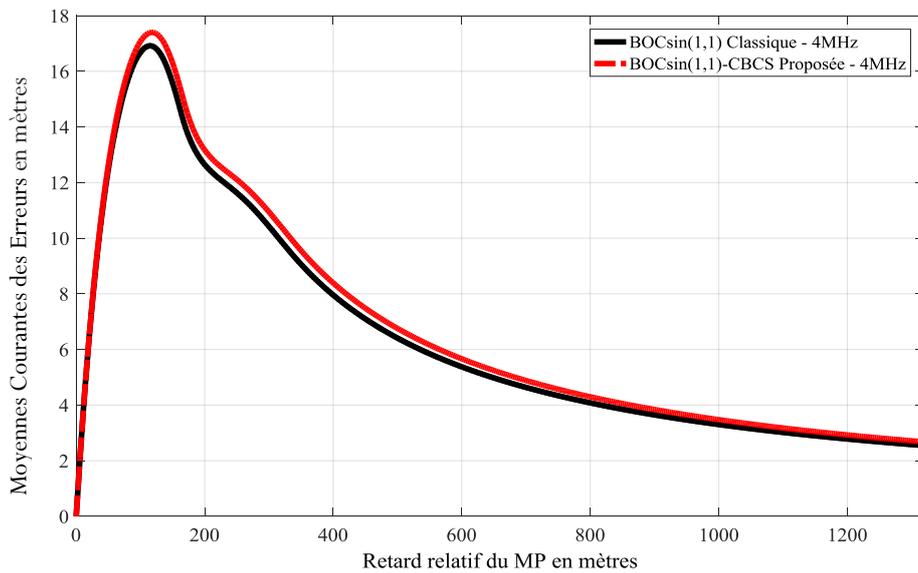


Figure. V.15 Moyennes courantes des erreurs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé $\text{BOCs}\sin(1,1)$ pour une largeur de bande BP-P de 4 MHz.

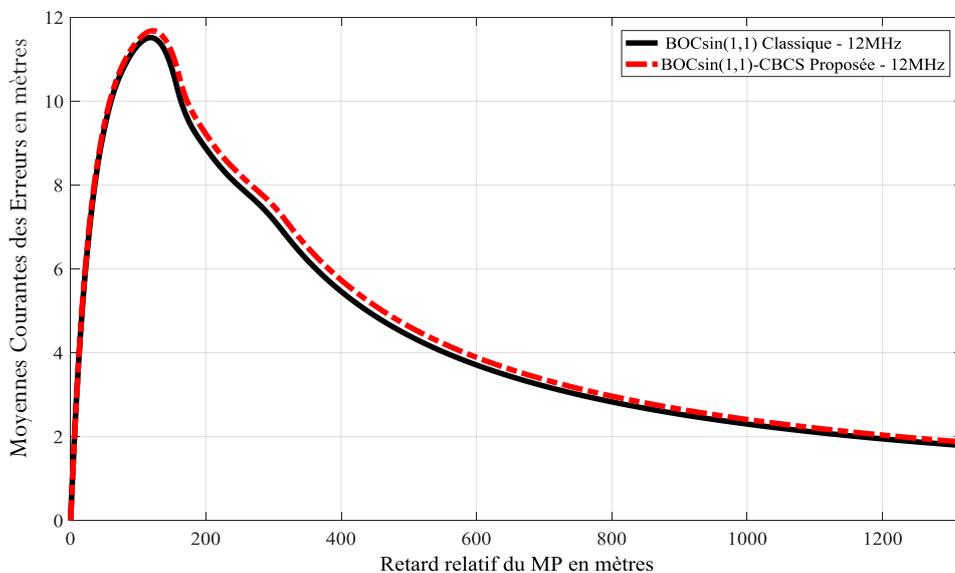


Figure. V.16 Moyennes courantes des erreurs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé $\text{BOCs}\sin(1,1)$ pour une largeur de bande BP-P de 12 MHz.

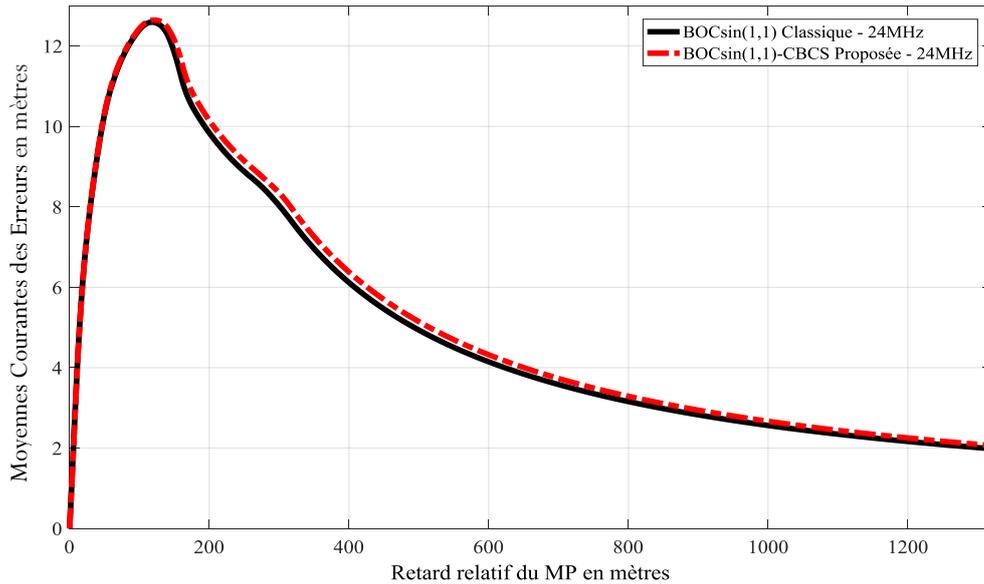


Figure.V.17 Moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé $BOCsin(1,1)$ pour une largeur de bande BP-P de 24 MHz.

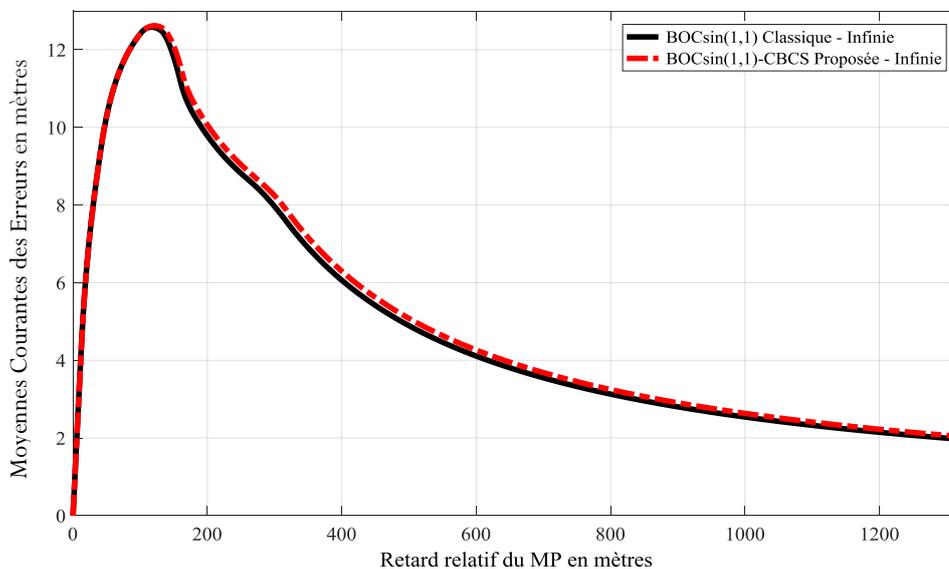


Figure.V.18 Moyennes courantes des erreurs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé $BOCsin(1,1)$ pour une largeur de bande BP-P infinie.

Selon les figures (V.19), (V.20), (V.21) et (V.22), liées au cas de la réception du signal CBOC, les valeurs des moyennes courantes des erreurs pour chacun des schémas classiques, correspondant aux BP-P de 4 MHz, 12 MHz, 24 MHz et infinie, comparées à celles de la troisième variante proposée, sont initialement les mêmes sur la plage de petits retards de MP (quelques mètres). Ensuite, pour le cas de la BP-P de 4 MHz, les courbes des erreurs des méthodes proposées et classiques sont approximativement superposées. Entre-temps, pour toutes les BP-Ps de 12 MHz, 24 MHz et infinie restantes, les valeurs des moyennes courantes des erreurs de la troisième variante proposée deviennent plus faibles sur toute la plage des retards MP et

décroissent plus rapidement à zéro par rapport à celles des schémas classiques. En outre, l'écart entre les schémas proposés et les schémas classiques, pour toutes les BP-Ps de 12 MHz, 24 MHz et infinie, augmente pour atteindre les valeurs de différences maximales de 1,64 mètre, 3,03 mètres et 3,06 mètres lorsque la BP-P augmente.

En résumé, selon ces résultats, pour la réception de CBOC en environnement MP, le schéma proposé présente des performances très proches des performances classiques pour une BP-P de 4 MHz, alors qu'il est plus performant que le cas classique pour les BP-Ps de 12 MHz, 24 MHz et infinie, et s'améliore au fur et à mesure que BP-P augmente.

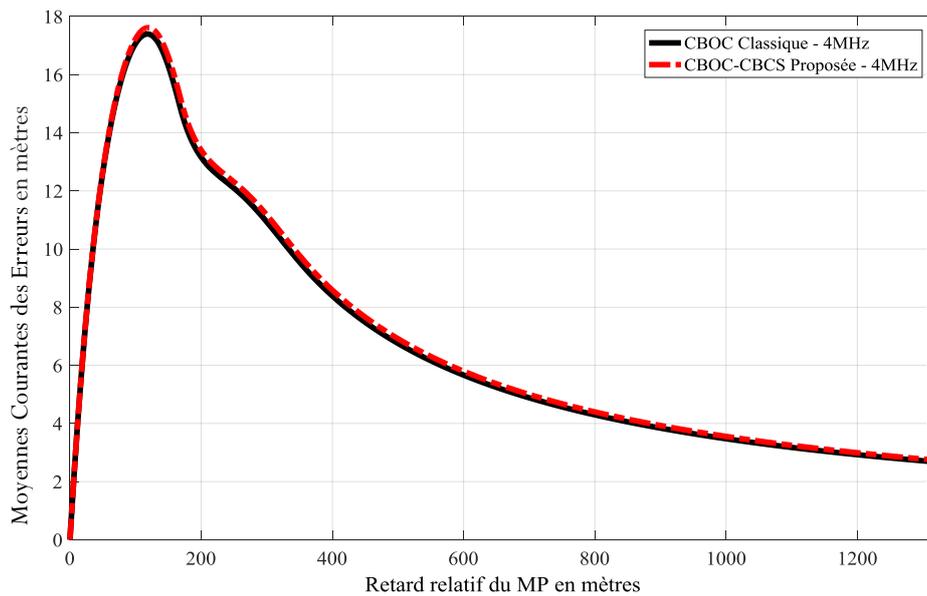


Figure.V.19 Moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé CBOC pour une largeur de bande BP-P de 4 MHz.

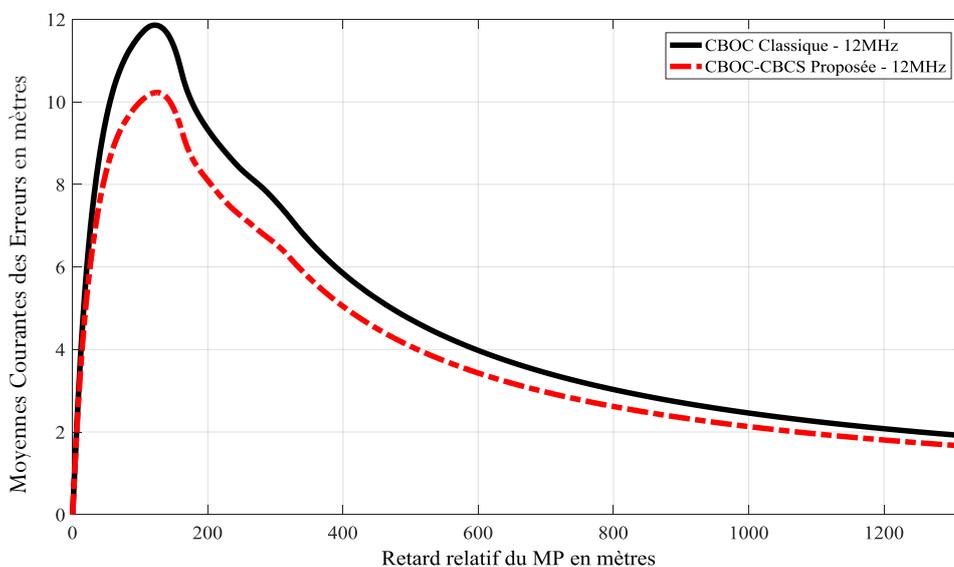


Figure.V.20 Moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé CBOC pour une largeur de bande BP-P de 12 MHz.

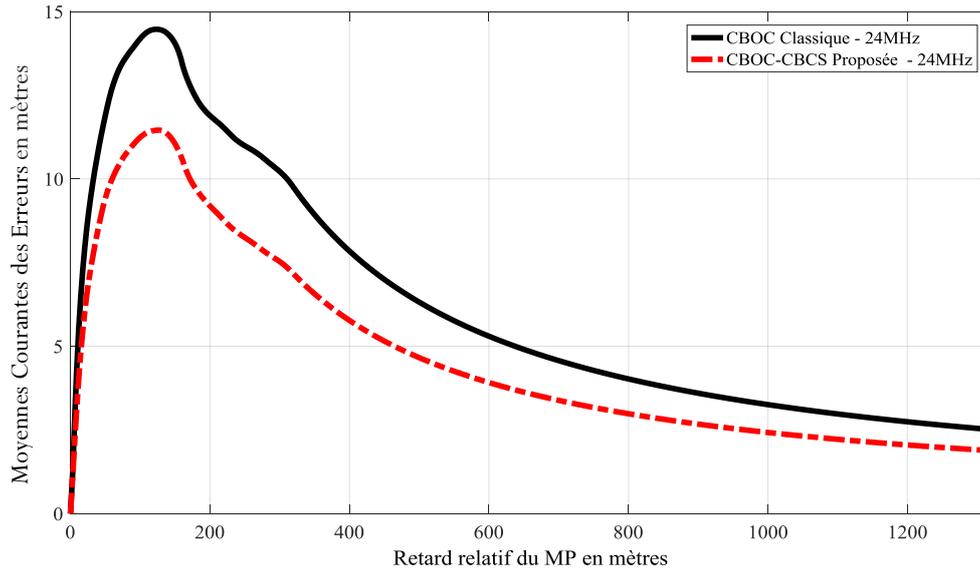


Figure.V.21 Moyennes courantes des erreurs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé CBOC pour une largeur de bande BP-P de 24 MHz.

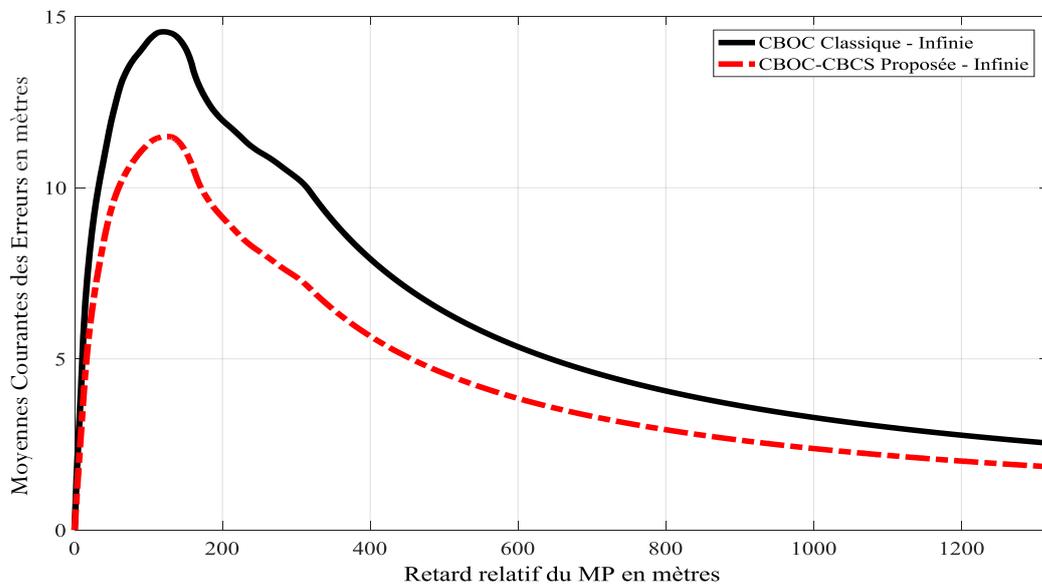


Figure.V.22 Moyennes courantes des erreurs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé CBOC pour une largeur de bande BP-P infinie.

Les figures (V.23), (V.24), (V.25) et (V.26) correspondent au signal TMBOC. Les valeurs des moyennes courantes des erreurs pour chacun des schémas classiques, correspondant à BP-P de 4 MHz, 12 MHz, 24 MHz et infinie, comparées à celles de la troisième variante proposée, sont initialement les mêmes sur la plage de petits retards MP (quelques mètres). Ensuite, pour toute la plage des retards de MP restants, les valeurs de l'erreur correspondant à la bande 4 MHz de la variante proposée sont supérieures à celles du schéma classique, avec un écart maximal qui peut atteindre 0,82 mètre.

En même temps, à l'exception du cas de BP-P de 4 MHz, Les valeurs de la moyenne courante de l'erreur de la variante proposée pour toutes les autres BP-Ps deviennent plus faibles et décroissent rapidement à zéro en comparaison avec celles des schémas classiques. De plus, les écarts entre les courbes des schémas proposés et classiques, pour les BP-P de 12MHz, 24MHz et infinie, augmentent lorsque la BP-P augmente pour atteindre des valeurs maximales d'environ 0,66 mètre, 2,9 mètres et 3,58 mètres respectivement.

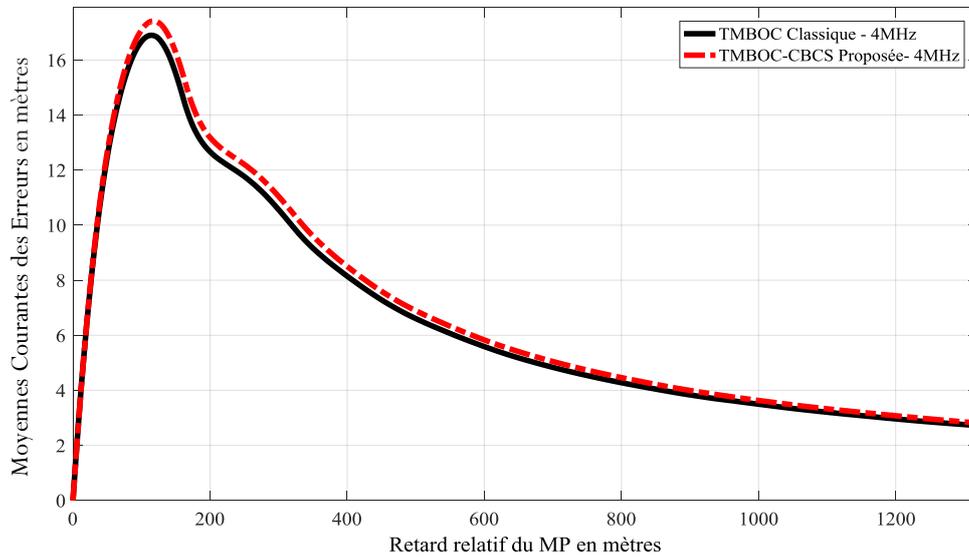


Figure.V.23 Moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé TBOC pour une largeur de bande BP-P de 4 MHz.

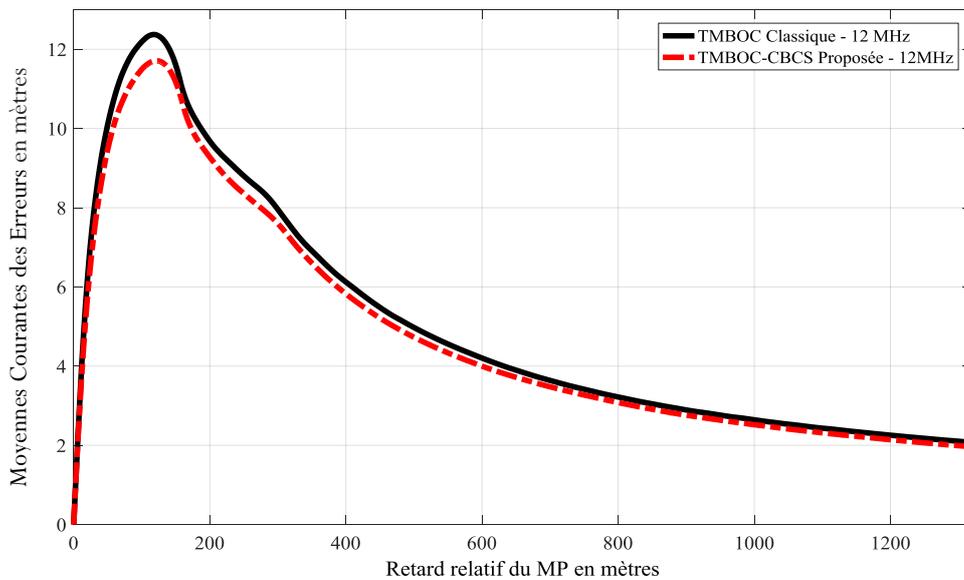


Figure.V.24 Moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé TBOC pour une largeur de bande BP-P de 12 MHz.

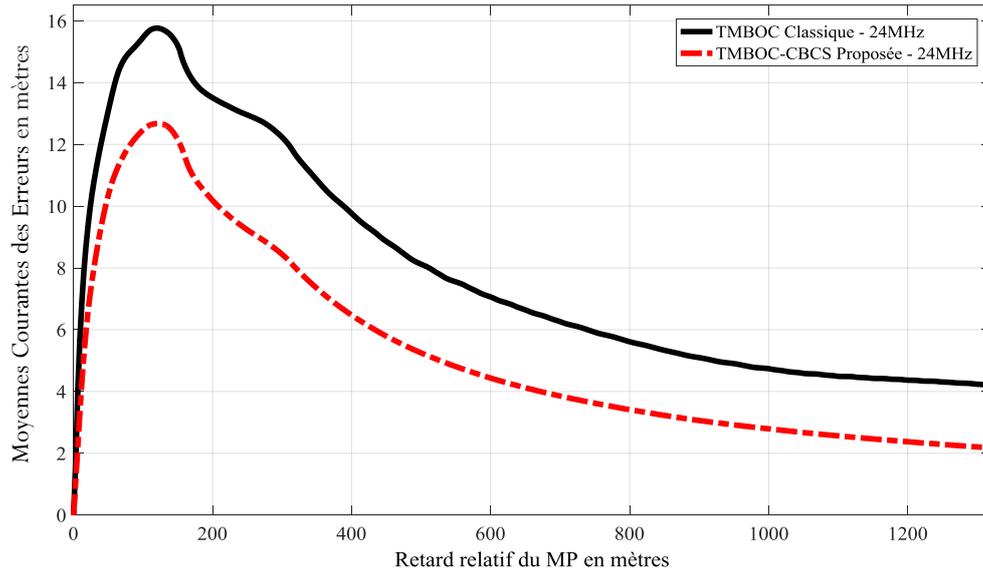


Figure.V. 25 Moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé TBOC pour une largeur de bande BP-P de 24 MHz.

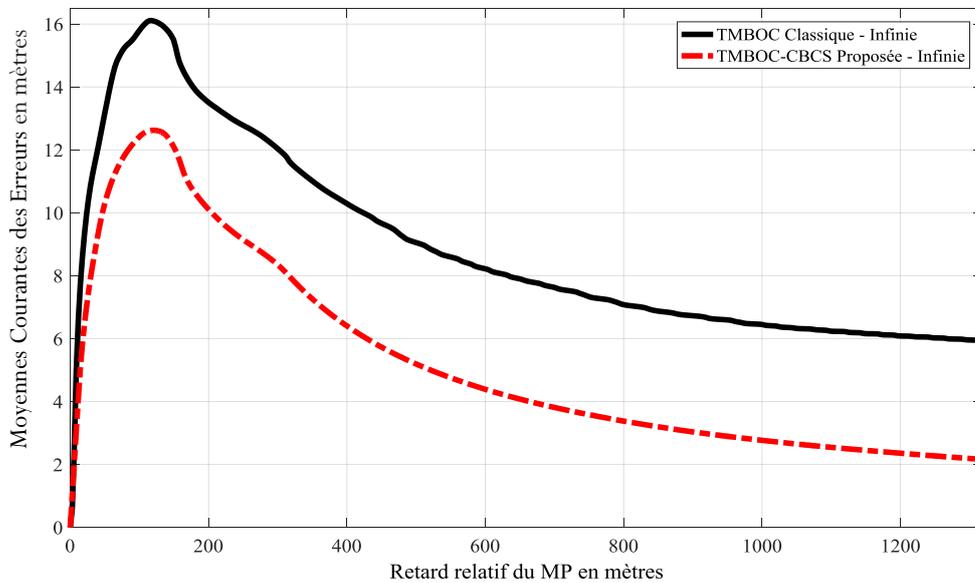


Figure.V.26 Moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé TBOC pour une largeur de bande BP-P infinie.

D'après ces résultats, pour la réception de TBOC en environnement de MP, le schéma proposé présente des performances moins bonnes mais proches de la performance classique pour le BP-P de 4 MHz ; tandis que, pour les BP-P 12 MHz, 24 MHz et infinie, il est toujours meilleur que celui du schéma classique et s'améliore quand la BP-P augmente. La réception de TBOC via la troisième variante proposée dans l'environnement de MP est donc très efficace.

Les figures (V.27), (V.28), (V.29) et (V.30) représentent les résultats de simulation, pour le cas de la réception du signal BOCcos(1,1). Les valeurs des moyennes courantes des erreurs pour chacun des schémas classiques et proposés, correspondent aux PB-P de 4 MHz, 12 MHz, 24

MHz et infinie. Une étude comparative entre ces résultats montre que, pour toutes les BP-Ps, les courbes des méthodes proposées et classiques sont les mêmes pour les courts retards de MP. Ensuite, pour les retards supérieurs d'environ 100 mètres, les valeurs des courbes obtenues de la méthode proposée sont toujours et pour toutes les BP-Ps, supérieures à celles des courbes classiques. Cependant, les valeurs maximales des écarts entre les courbes des schémas proposés et classiques, pour toutes les BP-Ps considérées, sont situés entre 1 et 2,47 mètres. En ce qui concerne les avantages fournis par la variante proposée, une telle dégradation est très acceptable et qualifie la méthode proposée pour être efficace pour la réception MC/MF dans un environnement de MP.

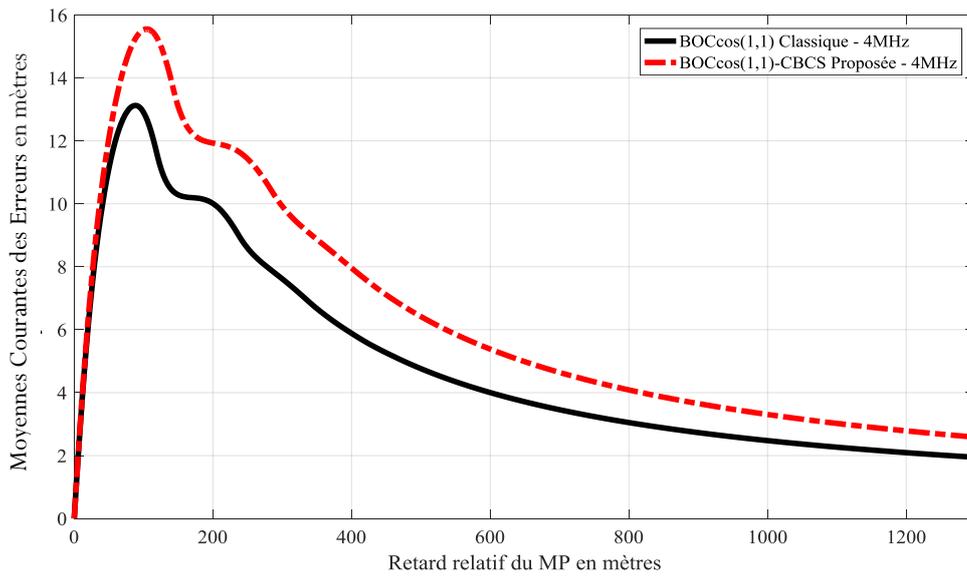


Figure. V.27 Moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé BOCcos(1,1) pour une largeur de bande BP-P de 4 MHz.

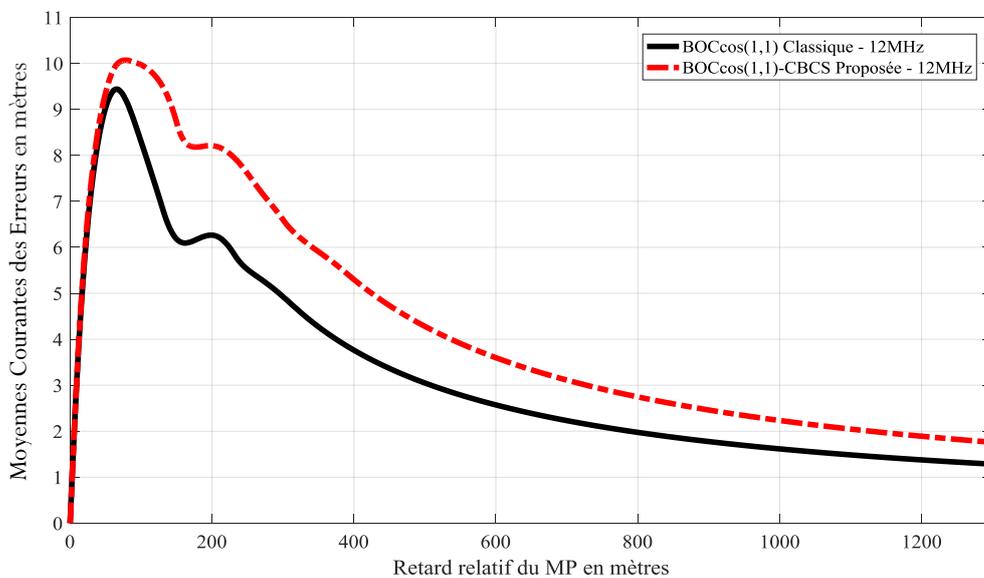


Figure. V.28 Moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé BOCcos(1,1) pour une largeur de bande BP-P de 12 MHz.

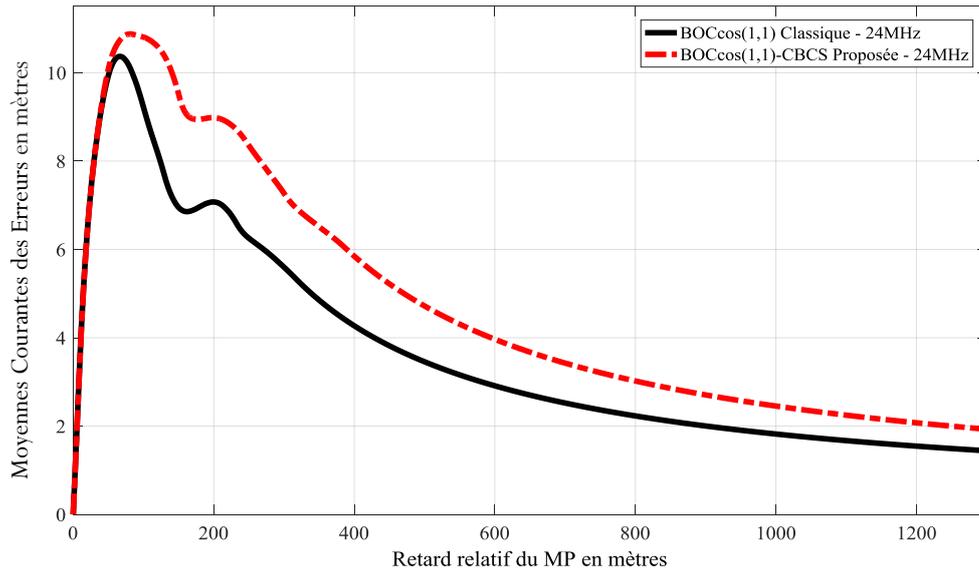


Figure V.29 Moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé $BOCcos(1,1)$ pour une largeur de bande $BP-P$ de 24 MHz.

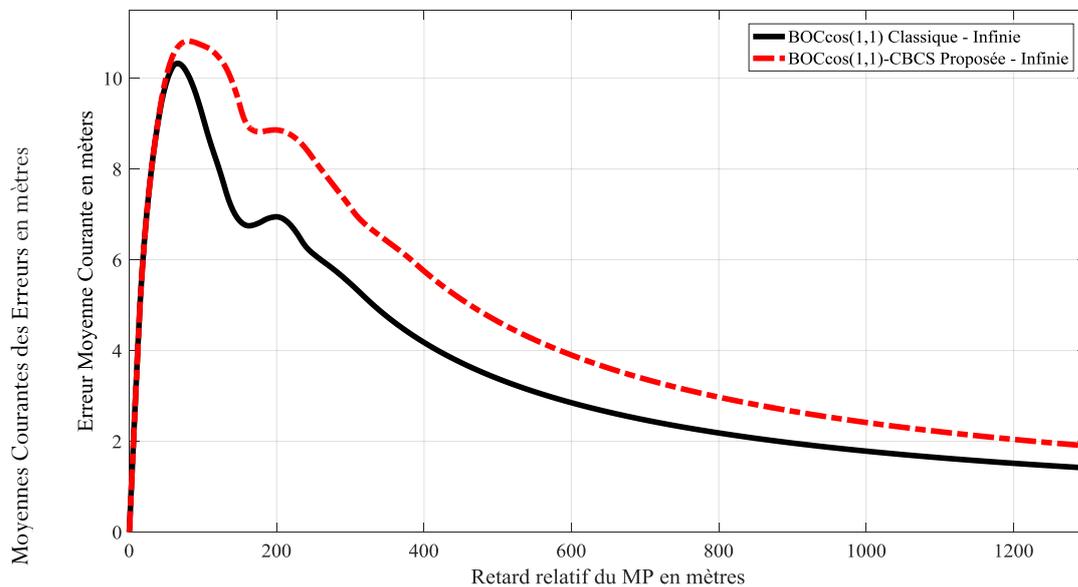


Figure V.30 Moyennes courantes des erreurs de la réception classique et la troisième variante proposée du signal modulé $BOCcos(1,1)$ pour une largeur de bande $BP-P$ infinie.

V.5.3.2 Erreur quadratique moyenne

Dans les figures de (V.31) à (V.46) sont illustrés les RMSE de poursuite de code de tous les schémas classiques et proposés pour la réception des signaux BOCsin, CBOC, TMBOC et BOCcos, pour quatre valeurs différentes de la bande $BP-P$ (4 MHz, 12 MHz, 24 MHz, et infinie).

Selon les figures (V.31), (V.32), (V.33), (V.34) dédiées à la réception de BOCsin(1,1), les courbes RMSE du schéma proposé, correspondant aux BP-P de 4 MHz, 12 MHz, 24 MHz et infinie, comparées à celles des méthodes classiques, sont pratiquement les mêmes, sauf pour un SNR inférieur à -32 dB. Dans ce cas, la troisième variante proposée devient moins performante par rapport à la méthode classique en raison d'une faible dégradation qui ne dépasse pas, pour toutes les BP-P considérées, 0,475 mètre (pour BP-P infinie, à -40 dB), ce qui prouve l'efficacité de la troisième variante proposée dans un environnement bruité.

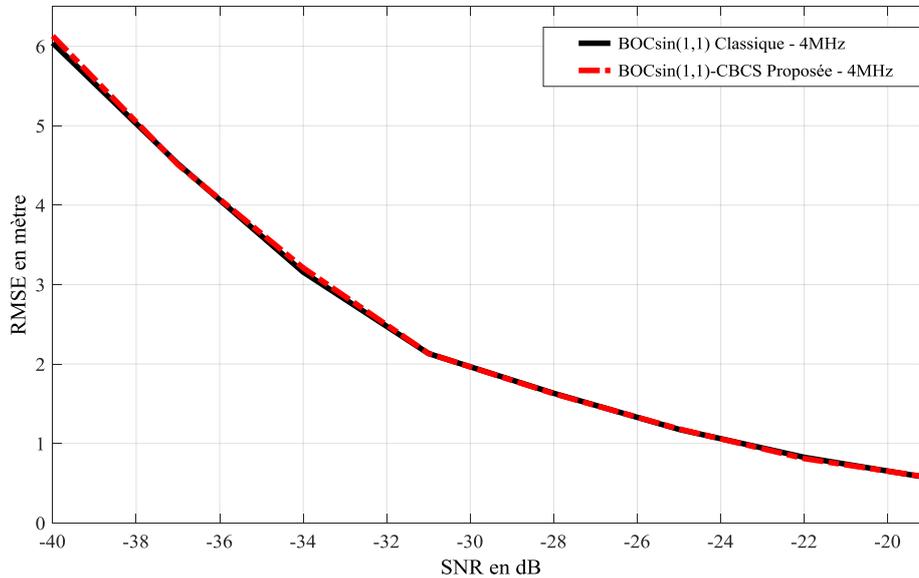


Figure.V.31 RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé BOCsin(1,1) pour une largeur de bande BP-P de 4 MHz.

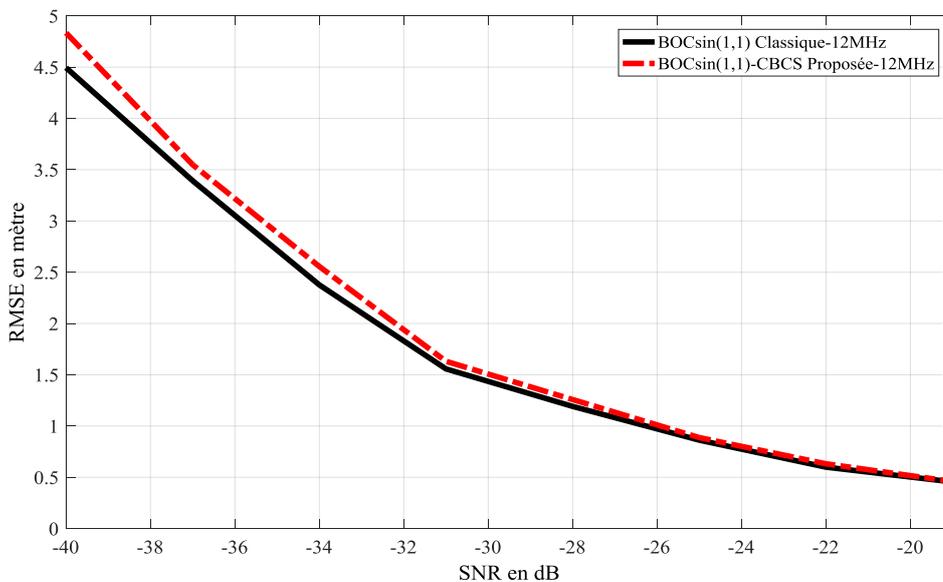


Figure.V.32 RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé BOCsin(1,1) pour une largeur de bande BP-P de 12 MHz.

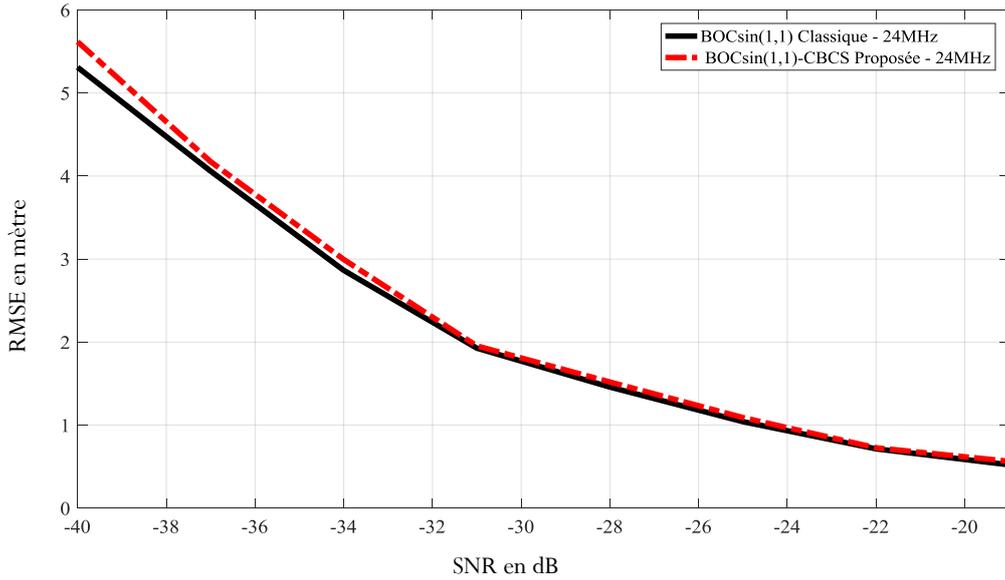


Figure.V.33 RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé $BOCsin(1,1)$ pour une largeur de bande $BP-P$ de 24 MHz.

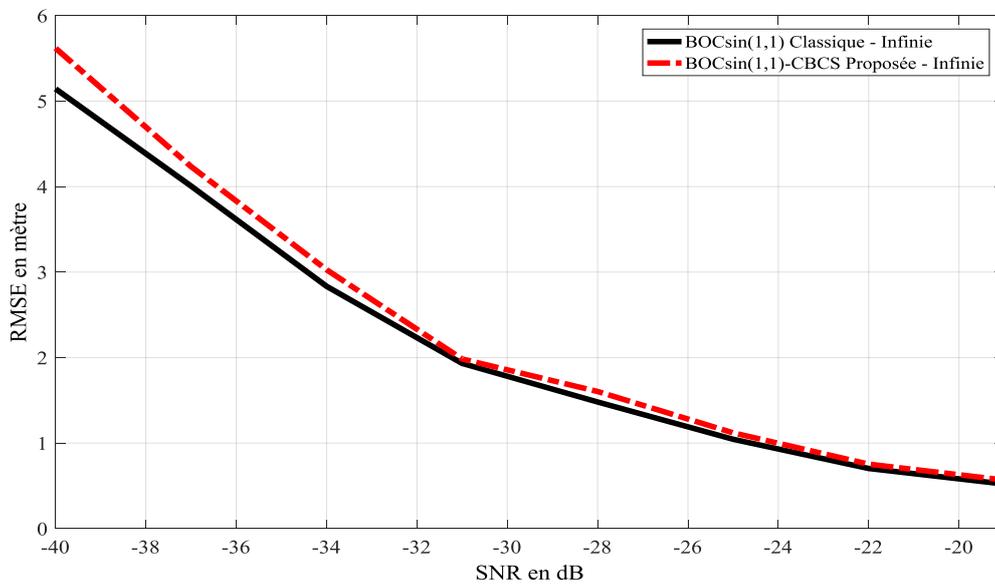


Figure.V.34 RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé $BOCsin(1,1)$ pour une largeur de bande de $BP-P$ infinie.

Selon les figures (V.35), (V.36), (V.37), (V.38), dédiées à la réception CBOC, les valeurs de RMSE pour chacun des schémas de la troisième méthode proposée, correspondant à toutes les $BP-P$ considérées, sont inférieures à celles des schémas classiques sur toute la plage de variation du SNR. De plus, lorsque la $BP-P$ augmente, la performance de la variante proposée devient meilleure que celles des schémas classiques. Par conséquent, la réception CBOC avec la troisième variante proposée présente une meilleure résistance au bruit par rapport au schéma classique.

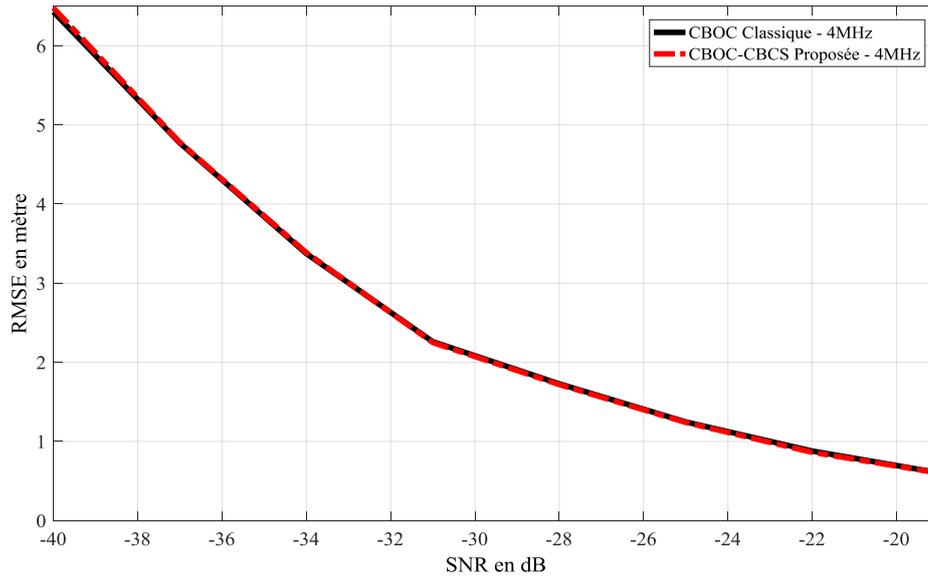


Figure.V.35 RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé CBOC pour une largeur de bande BP-P de 4 MHz.

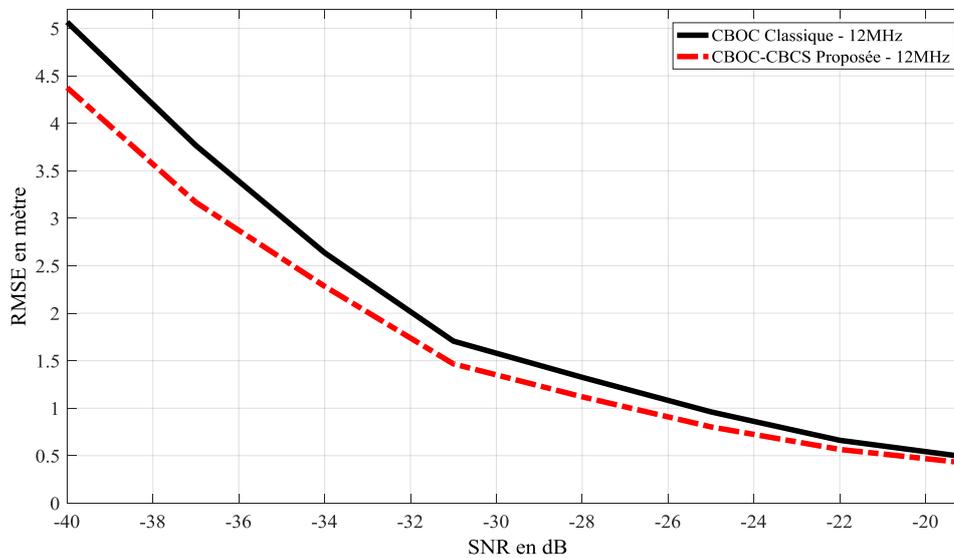


Figure.V.36 RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé CBOC pour une largeur de bande BP-P de 12 MHz.

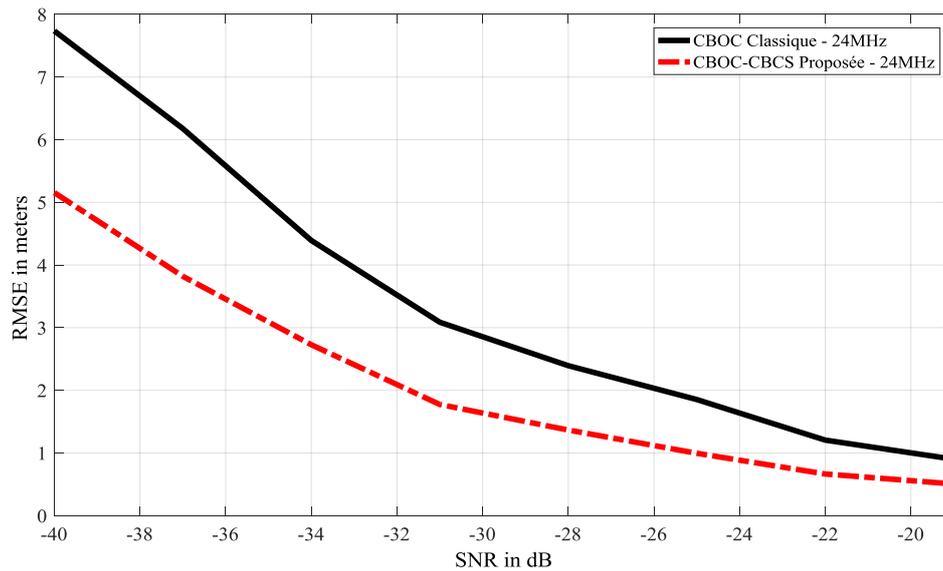


Figure.V.37 RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé CBOC pour une largeur de bande BP-P de 24 MHz.

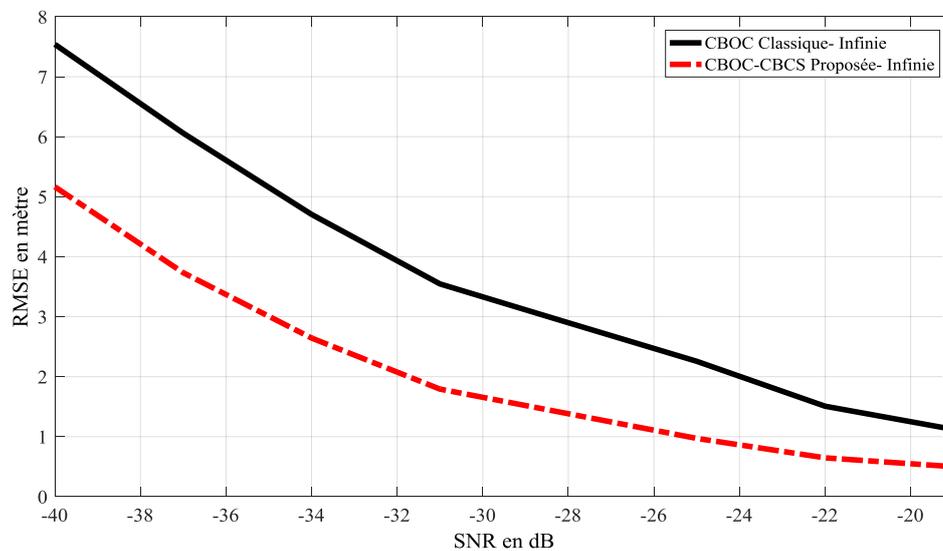


Figure.V.38 RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé CBOC pour une largeur de bande PB-P infinie.

Les figures (V.39), (V.40), (V.41) et (V.42) sont dédiés à la réception TBOC. Les valeurs de RMSE de la troisième variante proposée, correspondant aux bande BP-P de 4 MHz et 12 MHz, sont approximativement les mêmes que celles des schémas classique dans la plage du SNR allant de -37dB à -20dB et présentent par conséquent une dégradation insignifiante.

Cependant, la troisième variante, pour les bandes BP-Ps de 24 MHz et infinie, est plus performante que la méthode classique. En effet, elle atteint une amélioration située entre 2 mètres et 4 mètres sur toute la plage du SNR. En outre, comme la bande BP-P augmente, la performance de la variante proposée devient meilleure que celle du schéma classique. Par conséquent, la réception TBOC avec la troisième variante proposée présente de meilleures performances en comparaison avec le schéma classique.

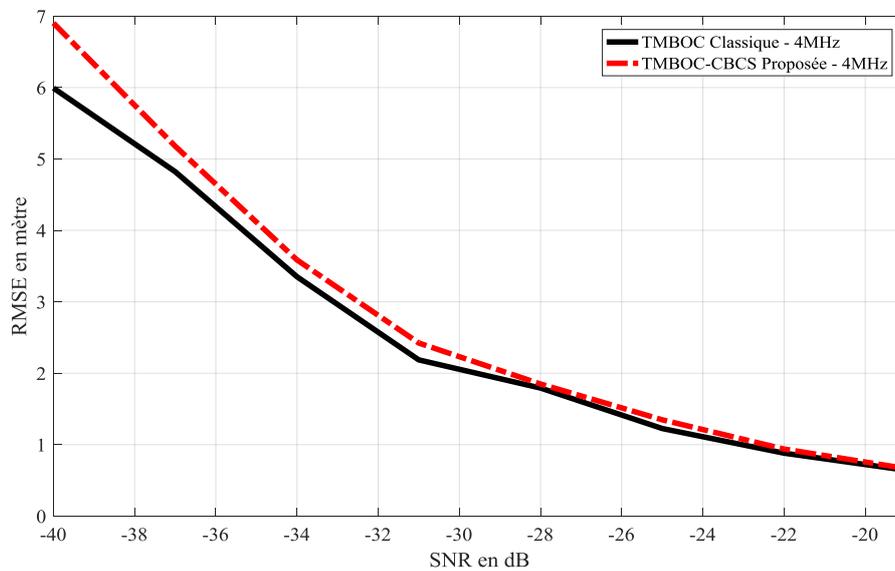


Figure.V.39 RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé TBOC pour une largeur de bande BP-P de 4 MHz.

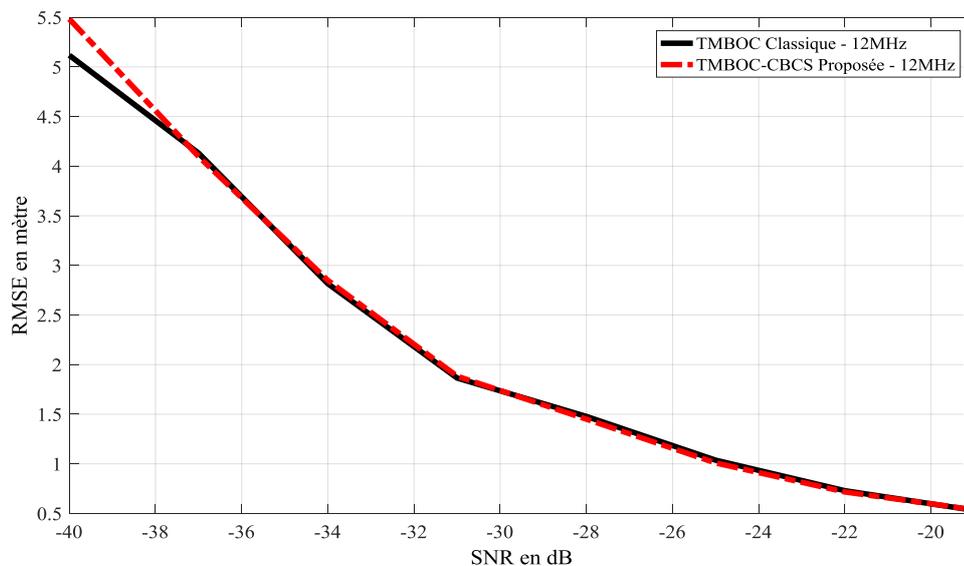


Figure.V.40 RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé TBOC pour une largeur de bande BP-P de 12 MHz.

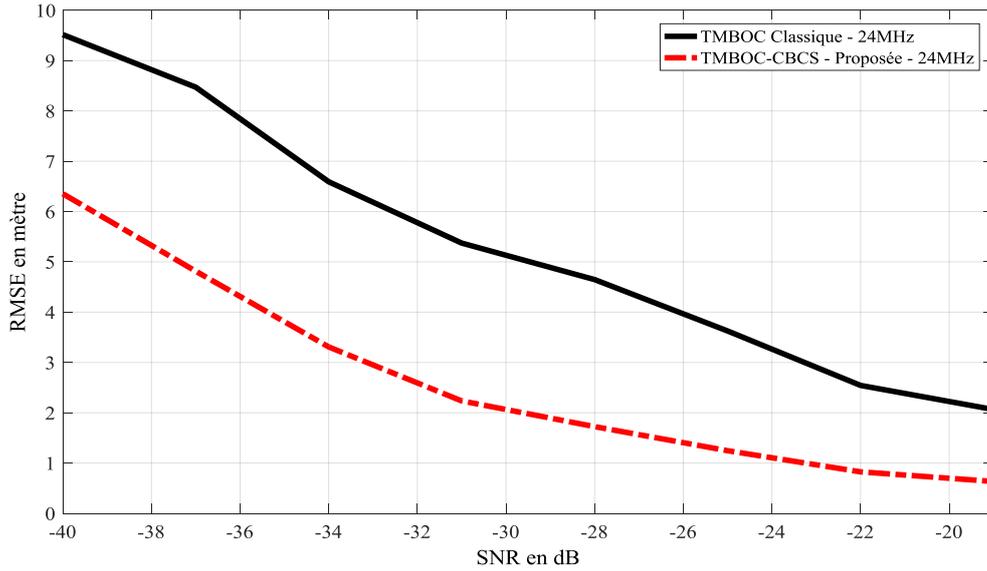


Figure V.41 RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé TMSOC pour une largeur de bande BP-P de 24 MHz.

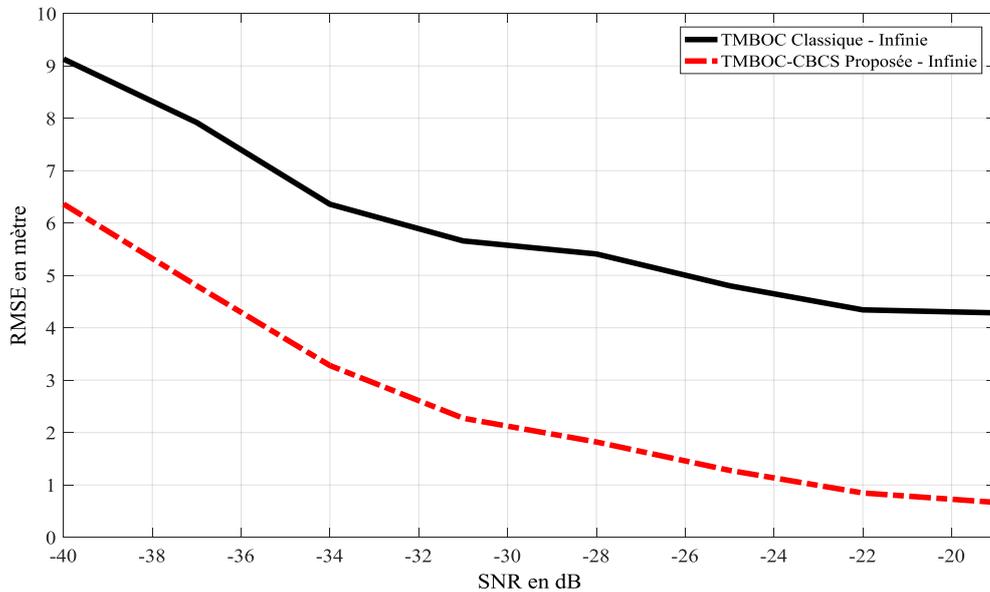


Figure V.42 RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé TMSOC pour une largeur de bande BP-P infinie.

Les figures (V.43), (V.44), (V.45) et (V.46) sont dédiées à la réception du signal BOCCos(1,1), et montrent que les valeurs des RMSEs de la méthode proposée, correspondant à toutes les bandes de BP-P de 4 MHz, 12 MHz, 24 MHz et infinie, sont un peu plus élevées que celles observées pour les cas classiques. Il convient de noter, cependant, que pour les valeurs de SNR supérieures à -35 dB, les valeurs d'écart des courbes RMSE ne dépassent pas 0,5 mètre.

Ainsi, la réception de signaux $\text{BOCcos}(1,1)$ avec la troisième variante proposée, par rapport à la réception de schéma classique, est également efficace dans un environnement bruité.

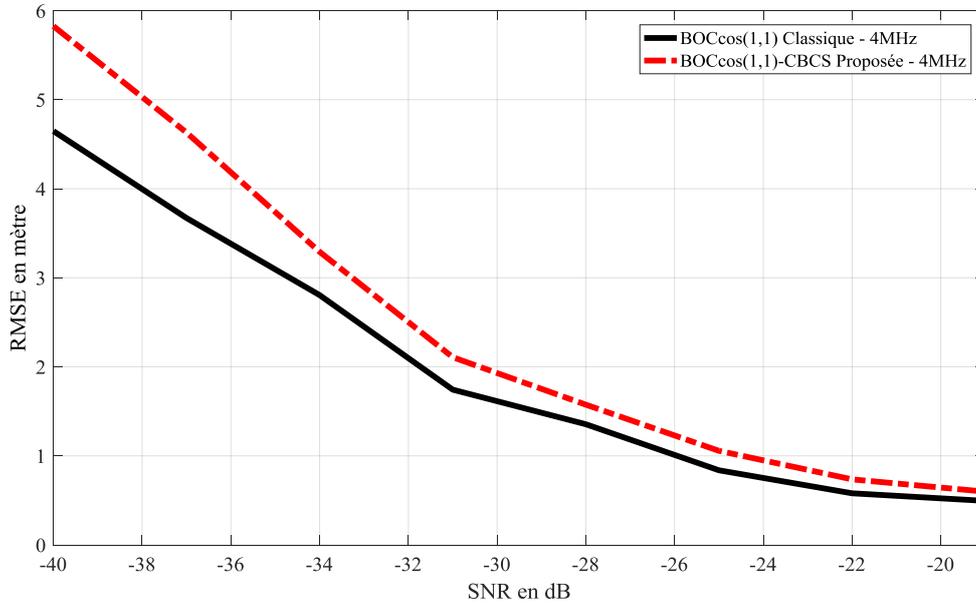


Figure V.43 RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé $\text{BOCcos}(1,1)$ pour une largeur de bande BP-P de 4 MHz.

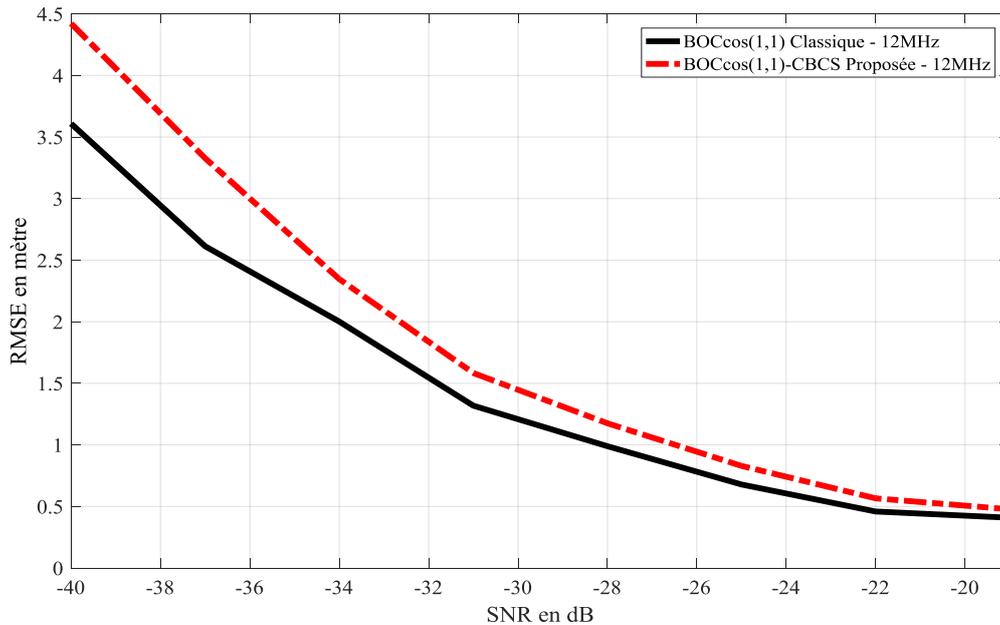


Figure V.44 RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé $\text{BOCcos}(1,1)$ pour une largeur de bande BP-P de 12 MHz.

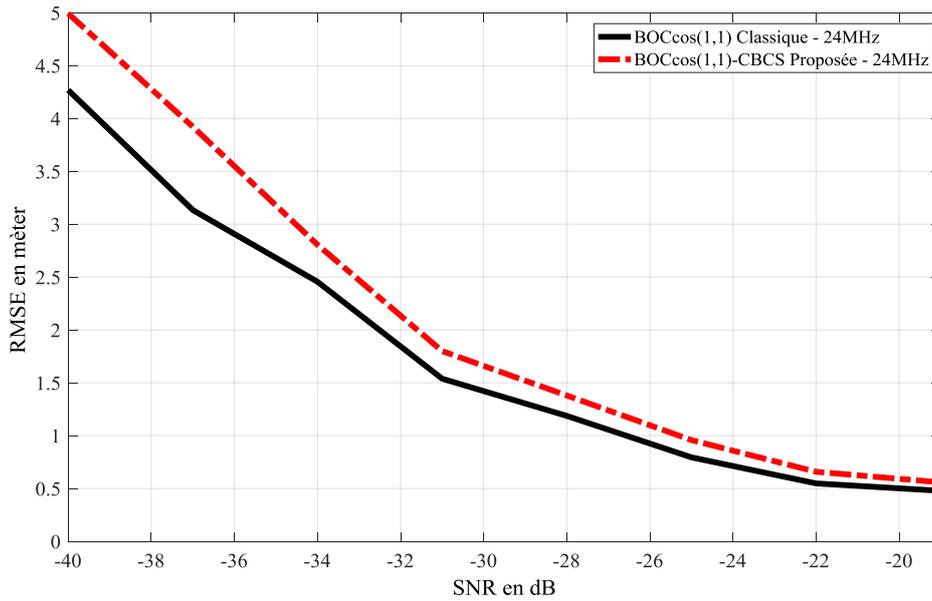


Figure.V.45 RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé $BOCcos(1,1)$ pour une largeur de bande BP-P de 24 MHz.

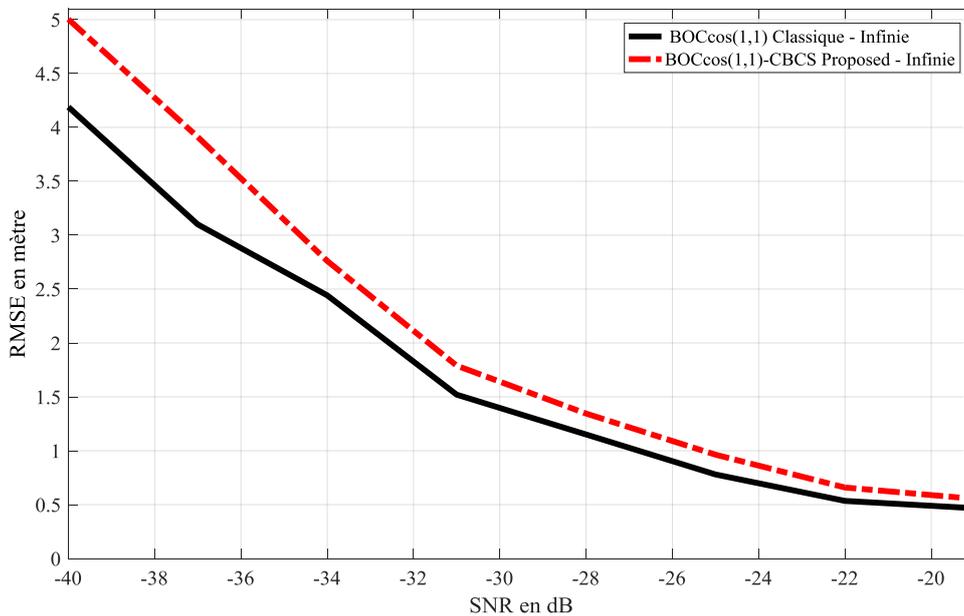


Figure.V.46 RMSEs de la réception classique et de la troisième variante proposée du signal modulé $BOCcos(1,1)$ pour une largeur de bande BP-P infinie.

En résumé, les résultats de simulation de la troisième variante proposée (concernant, à la fois, les critères de la moyenne courante et du RMSE) qualifient le signal CBCS à être adopté avec succès pour la réception MC/MF des signaux modulés $BOCsin/cos(1,1)$, CBOC et TBOC dans un environnement bruité affecté par la présence des MP. En effet, cette situation caractérise les conditions où les signaux reçus ne sont pas identifiés ou connus à l'avance.

V.5.4 Réduction des erreurs MC/MF dans un environnement dégradé

Finally, In this part, a last test is realized to study the performance of the proposed method as a function of the number of combined MC/MF signals (GPS, Galileo and GLONASS) of Satellites in the space (SIS). To do this, we suppose that the time offset between the different time scales of GNSS systems is negligible. The geometry of satellites simulated has been realized as a function of a predefined placement taking into account environmental factors such as the MPs and noise. In this topology, the satellites are placed in a random way because the normal case does not reflect the real world conditions. The receiver selects, among the visible MC/MF SIS signals, those with the best SNRs. Among the different possibilities of this selection process, four cases of interest are chosen.

In the first case, four signals, belonging to the same constellation of GPS system, are selected and represent thus the autonomous GPS reception. In the second case, the two SISs of GPS from the first case with the lowest SNR levels are replaced by two Galileo SISs with higher SNR levels. In the third case, the same SISs used in the second case are reinforced by another selected GPS SIS, which increases the number of selected SISs to five. In the last case, the third Galileo SIS with the lowest SNR level is replaced by a GLONASS SIS with a higher SNR level. The selected SISs in each of the four cases are used to perform pseudorange measurements as a function of the RMSE of the time of arrival TOA (Time Of Arrival). This last one varies, for each SIS, from 0 to 16.5 meters. The upper value of this interval corresponds to the average of the maximum errors reached by the three proposed variants in the previous scenarios. In this simulation, the position estimation of the receiver, based on the method of least squares, is repeated 1000 iterations. The results, in terms of percentage of error reduction, as a function of the RMSE, are illustrated in the table (V.1).

As indicated in the table, the increase in the number of SISs from different constellations implies a reduction of the average error and consequently an improvement of the performance. In fact, the percentage of error reduction varies from 24% (for four selected SISs corresponding to GPS and Galileo) to 42% for an optimal combination of the three systems, namely GPS, Galileo and GLONASS. This last situation proves that the MC/MF systems offer a better improvement compared to autonomous GPS.

Moyenne de RMSE de TOA	Erreur initiale en mètres	Réduction d'erreur en %		
		2 GPS + 2 Galileo SIS visibles	3 GPS + 2 Galileo SIS visibles	3 GPS + 1 Galileo + 1 GLONASS SIS visibles
0.5	0.5694	24%	30%	40%
3.0	1.9667	25%	30%	41%
5.5	3.6213	27%	31%	42%
8.0	5.2755	27%	30%	41%
10.5	6.9212	27%	31%	42%
13.0	8.5343	26%	31%	41%
15.5	10.1893	26%	31%	42%
16.5	10.2003	26%	31%	42%

Tableau. V.1 Pourcentage de réduction d'erreur en fonction du RMSE

V.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une méthode efficace, pour recevoir une diversité de signaux GNSS MC/MF dans des environnements dégradés, est proposée à travers trois variantes, chacune utilisant une transformation spécifique adaptée à un type particulier de signaux et combinée avec une structure de réception classique. Cette méthode offre moins de complexité et donc un coût plus faible concernant le schéma du récepteur global. D'autre part, les versions proposées apportent une solution efficace aux problèmes des signaux faibles puissances et bénéficient naturellement de tous les avantages acquis par le calculateur PVT grâce au design du récepteur GNSS-MC/MF. Les résultats de simulation ont démontré que les trois variantes proposées ont des performances satisfaisantes et le plus souvent meilleures, en termes d'atténuation de MP et de résistance au bruit, par rapport aux schémas classiques qui ne permettent pas encore de déterminer une position par l'utilisation d'une seule constellation de satellites du système GNSS. En outre, cette méthode fonctionne pour des signaux MP courts/longs, faibles/forts et présente de meilleures performances que le schéma classique pour tous les retards, amplitudes et phases du signal MP et pour toutes les BP-P du filtre de récepteur.

THESE DE DOCTORAT

CONCLUSION GENERALE

***ACQUISITION ET POURSUITE DES SIGNAUX GNSS
MULTIFREQUENCES ET MULTI-CONSTELLATIONS DANS UN
MILIEU OUTDOOR***

CONCLUSION GENERALE

Le service de positionnement standard de systèmes GPS ne fournit pas des performances adaptées dans toutes les conditions d'environnement ou dans toutes les applications possibles. Les brouilleurs tels que les multi-trajets, le bruit et les interférences représentent des problèmes dominants pour un système de navigation. Ces phénomènes engendrent des erreurs de positionnement qui peuvent atteindre des valeurs de quelques dizaines de mètres. Les systèmes GNSS, malgré leur progression faramineuse, ils nécessitent une amélioration continue de performance et une adaptation périodique aux différentes nouvelles applications dont le nombre ne cesse de croître. L'un de nos objectifs dans cette thèse était l'étude et l'analyse des performances des récepteurs GNSS en présence de les multi-trajets, le bruit. Par conséquent, L'analyse des performances du signal et l'optimisation des paramètres du récepteur GNSS nécessitent la connaissance des modèles mathématiques des différentes fonctions caractérisant les signaux GNSS tels que l'ACF, la densité spectrale de puissance, la fonction de discrimination (FD) et l'enveloppe d'erreur (EE) des MPs. Notre première contribution dans cette thèse est la modélisation de la FD, l'EE de MPs pour les signaux modulés en $\text{BOC}(\alpha, \beta)$ pour une configuration non cohérente. Un travail colossal et exhaustif nous a permis de proposer nos propres modèles analytiques généraux. Le développement de ces modèles a été plus complexe par rapport à celui de la configuration cohérente. Nous avons montré que les enveloppes d'erreurs de MP des DLLs non cohérentes sont similaires aux enveloppes d'erreurs des DLLs cohérentes. Les diverses simulations numériques réalisées ont montré que les modèles analytiques proposés coïncident avec les modèles numériques ce qui prouve l'efficacité des modèles proposés.

D'autre part, Les environnements difficiles typiques sont les zones urbaines qui sont caractérisées par une mauvaise visibilité électromagnétique. Deux problèmes majeurs sont signalés dans ces environnements :

- 1. Limitation du champ de vision :** plusieurs satellites de la constellation d'un système GNSS peuvent être masqués par des bâtiments ou par des obstacles naturels, limitant ainsi le nombre de signaux GNSS visibles exigés par le récepteur pour effectuer le positionnement.
- 2. Effet de MPs :** Considérablement accentué introduisant des distorsions graves de l'ACF composite ce qui cause des erreurs de positionnement grossières.

Ces deux limitations entravent sérieusement le processus de positionnement en terme de précision. Avec la mise au point des nouvelles constellations des signaux Galileo, COMPASS et GLONASS-NG, le nombre de satellites GNSS a énormément augmenté ouvrant la porte vers la conception d'un nouveau type de récepteur qui se baserait sur l'utilisation de signaux MC/MF pour régler d'une part le problème de limitation du champ de vision et d'autre part pour diminuer

rigoureusement le problème de MPs. Notre deuxième contribution entre justement dans ce contexte. Une nouvelle méthode très efficace de réception multi-constellation et multifréquence des signaux GNSS dans des environnements dégradés a été développée. La méthode proposée est basée sur trois variantes, chacune utilisant une transformation spécifique adaptée à un type particulier de signaux et combinée avec une structure de récepteur classique unique. La première est fondée sur le processus de sous-échantillonnage, la seconde repose sur l'expansion du temps et la dernière permet l'acquisition de plus de cinq différents signaux GNSS par une seule réplique de forme d'onde locale CBCS. Par conséquent, le schéma proposé, permet d'éviter l'utilisation de plusieurs démodulateurs en bande de base. Cette méthode présente moins de complexité et donc un coût plus faible concernant le schéma du récepteur. D'autre part, les versions proposées apportent une solution efficace aux problèmes des signaux faibles puissances et bénéficient naturellement de tous les avantages acquis par le calculateur PVT grâce au design du récepteur GNSS MC/MF. Les simulations numériques réalisées avec cette structure proposée ont démontré que les trois variantes ont des performances satisfaisantes et le plus souvent meilleures, en termes d'atténuation de MP et de résistance au bruit, par rapport aux schémas classiques qui ne permettent pas encore de déterminer une position par l'utilisation d'une seule constellation de satellites du système GNSS.

Nous proposons comme perspectives de faire des recherches sur la modélisation des fonctions discriminatrices et des enveloppes des erreurs de MP pour les boucles de poursuite cohérente et non cohérente de récepteur CBCS. De plus, la réception GNSS MC/MF constitue un aspect de recherche intéressant en utilisant un algorithme de sélection des satellites.

THESE DE DOCTORAT

Annexe :
*Caractéristiques des signaux
GNSS*

*ACQUISITION ET POURSUITE DES SIGNAUX GNSS
MULTIFREQUENCES ET MULTI-CONSTELLATIONS DANS UN
MILIEU OUTDOOR*

Annexe : caractéristiques des signaux GNSS

GNSS	Bande	F [MHz]	Service	Data/Pilot	Modulation	Fc [MHz]	Fs [MHz]	Famille 1 ^{er} code	Longueur 1 ^{er} code [chips/ms]	Longueur 2 ^{eme} code	Debit Data [bps/sps]	Bande Passante [MHz]	T. d'accès	
GPS	L1	1575.42	P(Y)	Data	BPSK(10)		10.23	-	Combinaison et courts cycles de séquences m	6.19×10 ¹² /~1 semaine	-	50/50	20.460	CDMA
			C/A	Data	BPSK(1)		1.023	-	Gold	1023/1	50/100	50/50	2,046	CDMA
			L1C	Data (L1 _D)	MBOC(6,1,1/11)	BOC _{sin} (1,1)	1.023	1.023 & 6.138	Weil	10230/10	-	50/100	4,092	CDMA
				Pilot (L1 _P)		TMBOC(6,1,4/33)								
	M	N/D	BOC _{sin} (10,5)		5.115	10.23	N/D	N/D	N/D	N/D	30.690	CDMA		
	L2	1227.6	P(Y)	Data	BPSK(10)		10.23	-	Combinaison et courts cycles de séquences-m	6.19×10 ¹² /~1 semaine	-	50/50	20.460	CDMA
			L2C	Data (L2CM)	BPSK(1) résultat du multiplexage de 2 flux à 511,5 kHz		0.5115	-	Séquences-m	10230/20	-	IIF : 50/50 IIR-M : avec 25/50	2,046	CDMA
				Pilot (L2CL)						10230/1500				
			M	N/D	BOC _{sin} (10,5)		5.115	10.23	N/D	N/D	N/D	N/D	30.690	CDMA
	L5	1176.45	SoL	Data (L5I)	BPSK(10)		10.23	-	Combinaison et courts cycles de séquences-m	10230/1	10	50/100	20.460	CDMA
Pilot (L5Q)				BPSK(10)		10.23	-	20			-	20.460	CDMA	
Galileo	E1	1575.42	PRS	Data (E1A)	BOC _{cos} (15,2,5)		2.55575	15.345	N/D	N/D	N/D	50/100	35.805	CDMA
			OS, SoL, CS	Data (E1B)	CBOC(6,1,1/11)	BOC _{sin} (1,1)	1.023	Aléatoires (Rnandom)	4092/4	-	125/250	4,092	CDMA	
				Pilot (B1C)		BOC _{sin} (6,1)								6.138
	E6	1278.75	PRS	Data (E6A)	BOC _{cos} (10,5)		5.115	10.23	N/D	N/D	N/D	50/100	30.690	CDMA
			CS	Data (E6B)	BPSK(5)		5.115	-	Mémoire (Memory)	5115/1	-	500/1000	10.23	CDMA
				Pilot (B6C)	BPSK(5)		5.115	-			100	-	CDMA	
	E5	1191.795	OS, CS	Data (E5a I)	AltBOC(15,10)		10.23	15.345	Combinaison et courts cycles de séquences-m	10230/1	20	25/50	51.150	CDMA
				Pilot (B5a Q)							100	-		
OS, SoL, CS			Data (E5b I)	4							125/250			
			Pilot (B5b Q)	100										

Annexe : caractéristiques des signaux GNSS

GLONASS	G1	1602	P	Data	BPSK(5.11)	5.11	-	N/D	N/D	N/D	N/D	-	FDMA	
			C/A	Data	BPSK(0.511)	0.511	-	Séquences-m	511	-	50/50	-	FDMA	
	G2	1246	P	Data	BPSK(5.11)	5.11	-	N/D	N/D	N/D	N/D	-	FDMA	
			C/A	Data	BPSK(0.511)	0.511	-	Séquences-m	511	-	50/50	-	FDMA	
GLONASS (Futur)	G1	1600,995	L1OCM	Data	BOC _{sin} (1,1)	1.023	1.023	N/D	N/D	N/D	N/D	4.092	CDMA	
	G2	1248.06	L3OCM	Data	BPSK(10)	10.23	-	N/D	N/D	N/D	N/D	20.460	CDMA	
	G3	1202.025	L5OCM	Data	BPSK(10)	10.23	-	N/D	N/D	N/D	N/D	20.460	CDMA	
COMPASS	B1	1561.098	B1(I)	Data	QPSK(2)	2.046	-	Gold	2046/1	20/20	-	4.092	CDMA	
			B1(Q)	DNT			-	DNT	DNT	-				
		1589.742	B1-2(I)	Data	QPSK(2)	2.046	-	Gold	2046/1	20/20	-	4.092	CDMA	
			B1-2(Q)	DNT			-	DNT	DNT	-				
	B2	1207.14	B2(I)	Data	BPSK(2)	2.046	-	DNT	2046/1	20/20	DNT	4.092	CDMA	
			B2(Q)	DNT	BPSK(10)	10.23	-	DNT	DNT		CDMA	20.460	CDMA	
	B3	1268.52	B3(I)	Data	QPSK(10)	10.23	-	DNT	DNT	20/20	DNT	20.460	CDMA	
			B3(Q)	DNT										
COMPASS (Futur)	B1	1575.42	B1-C _D	Data	MBOC(6,1,1/11)	BOC _S (1,1)	1.023	DNT	DNT	DNT	50/100	4.092	CDMA	
			B1-C _P	Pilot		BOC _S (6,1)	1.023	6.138	DNT	DNT	DNT	-	14.322	CDMA
			B1	Data		BOC(14,2)	2.046	14.322	DNT	DNT	DNT	-	28.644	CDMA
	B2	1191,795	B2a _D	Data	AltBOC(15,10)	10.23	15.345	DNT	DNT	DNT	25/50	51.150	CDMA	
			B2a _P	Pilot				DNT	DNT	DNT	-			
			B2b _D	Data				DNT	DNT	DNT	50/100			
			B2b _P	Pilot				DNT	DNT	DNT	-			
	B3	1268.52	B3	DNT	BPSK(10)	10.23	-	DNT	DNT	DNT	500/-	20.460	CDMA	
			B3-A _D	Data(I)	BOC(15,2.5)	2.5575	15.345	DNT	DNT	DNT	-	35.805	CDMA	
			B3-A _D	Pilot (I)				DNT	DNT	DNT	-		CDMA	

Tableau.1 : Caractéristiques des signaux GNSS

Les abréviations sont: N/D pour Non disponible, et DNT pour données non trouvées (qui peut en réalité être aussi des valeurs N/D).

THESE DE DOCTORAT

BIBLIOGRAPHIE

*ACQUISITION ET POURSUITE DES SIGNAUX GNSS
MULTIFREQUENCES ET MULTI-CONSTELLATIONS DANS UN
MILIEU OUTDOOR*

Bibliographie

- [1] «Galileo Application Sheet - Road Applications,» *ESA and European Commission*, October 2002 http://ec.europa.eu/dgs/energy_transport/galileo/doc/galileo_app11.pdf.
- [2] «Galileo Application Sheet - Aviation Applications,» *ESA and European Commission*, October 2002 http://ec.europa.eu/dgs/energy_transport/galileo/doc/galileo_app07.pdf.
- [3] «Galileo Application Sheet - Maritime Applications,» *ESA and European Commission*, October 2002 http://ec.europa.eu/dgs/energy_transport/galileo/doc/galileo_app09.pdf.
- [4] E. D. Kaplan *Understanding GPS: Principles and Applications*, Norwood, MA. Artech House Inc., 1996.
- [5] J. A. Avila-Rodriguez «On generalized signal WFs for satellite navigation», *Ph.D. Dissertation*, University FAF Munich, Neubiberg, Germany, 2008.
- [6] J. S. Lee, L. E. Miller, and E. Leonard, «CDMA Systems Engineering Handbook» *s.l Artech House*, 1998.
- [7] J. A. Avila- Rodriguez, S. Wallner, «Codes: The PRN Family Grows Again» *Working Papers, Inside GNSS*, september/october 2011.
- [8] R. Gold, «Maximal recursive sequences with 3-valued recursive cross-correlation functions» *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 14, no. 11, p. 154–156, 1968.
- [9] T. Kasami, «Weight distribution formula for some class of cyclic codes» *Tech. Rep. R-285, Coordinated Science Laboratory*, 1966.
- [10] E. H. Dinan and B. Jabbari, «Spreading codes for direct sequence CDMA and wideband CDMA cellular networks,» *IEEE Communications Magazine*, vol. 36, no. 19, pp. 48-54, 1998.
- [11] L.T. Wang and E.J.McCluskey, «Linear feedback shift register design using cyclic codes» *IEEE Transactions on Computers*, vol. 37, no. 110, pp. 1302-1306, 1988.
- [12] S. Wallner, J. A. Avila-Rodriguez, and G. W. Hein, «Galileo E1 OS and GPS L1C pseudo random codes requirements, generation, optimization and comparison,» *in Proceedings of the 1st CNES Workshop on Galileo Signals and Signal Processing*, October 2006.
- [13] G. Hein, J. A. Avila-Rodriguez and S. Wallner, «The Galileo Code and Others» *Working Papers*, september 2006.
- [14] J. W. Betz, «Binary Offset Carrier Modulations for Radionavigation» *NAVIGATION: Journal of the Institute of Navigation*, vol. 48, no. 4, pp. 227-246, 2002.
- [15] J.W. Betz, «The offset carrier modulation for GPS modernization» *Proceedings of ION Technical Meeting (San Diego)*, pp. 639–648, 25–27 January 1999.
- [16] C. Jun, Z. You-guang, L. Gao-bo, L. fei, «The Anti-jamming Performance of GNSS BOC signals in Certain Jamming Environments» *The 8th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*, vol. 1–3 (Kunming), 2–5 November 2008.
- [17] G.W. Hein, J.A. Avila-Rodriguez, S. Wallner, et al. «The new optimized spreading modulation recommended for Galileo L1 OS and GPS L1C» *Proceeding of IEEE/ION PLANS*, september 2006.
- [18] J.A. Avila-Rodriguez, S. Wallner, G. Hein et al. «CBOC – An Implementation of MBOC» *First CNES Workshop on Galileo Signals and Signal Processing*, 12-13 october 2006.
- [19] J.A. Avila-Rodriguez, S. Wallner, G. Hein et al. «The MBOC modulation: The final touch to the Galileo frequency and signal plan,» *Proceedings of the 20th international technical meeting of the satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2007)*, Fort Worth, TX., September 2007.
- [20] E. S. Lohan, M. Z. H. Bhuiyan et H. Hurskainen, «MBOC signal options—Performance of multiplexed binary offset carrier modulations for modernized GNSS systems» *GPS World*, vol. 22, p. 68–74, 2011.
- [21] C. J. Hegarty, J. W. Betz, A. Saidi «Binary coded symbol modulations for GNSS» *Proceedings of the 60th Annual Meeting of the Institute of Navigation, ION-NTM (Dayton)*, 7-9 June 2004.
- [22] G. W. Hein, J. A. Avila-Rodriguez, L. Ries et al. «Galileo Signal Task Force of the European Commission, A candidate for the Galileo L1 OS optimized signal» *Proceedings of the 18th International Technical Meetin of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION-GNSS) (Long Beach)*, 13–16 September 2005.

- [23] M. Flissi, K. Rouabah, D. Chikouche, A. Mayouf, S. Atia «Performance of new BOC-AW-modulated signals for GNSS system» *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.* 2013(18), 2013.
- [24] M. Flissi, K. Rouabah, S. Atia, D. Chikouche «Consistent BCS Modulated Signals for GNSS Applications» *IET Signal Processing*, 18 November 2016.
- [25] B. Parkinson, J. Spilker, P. Axelrad, and P. Enge «Global Positioning System: Theory and Applications» *American Institute of Aeronautics and Astronautics*, 1st ed, p. 812, 1996.
- [26] M.S. Braasch «Performance comparison of multipath mitigating receiver architectures» *Proc. IEEE Aerospace Conference, Big Sky*, vol. 3, p. 1309–1315, 10-17 March 2001.
- [27] B. R. K. Rao, A. D. Sarma, and Y. R. Kumar. «Technique to reduce multipath GPS signals» *CURRENT SCIENCE*, vol. 90, no. 12, p. 25, january 2006.
- [28] M. Irsigler, G. W.Hein, B. Eissfeller, «Multipath Performance Analysis for Future GNSS Signals,» *Proceedings of the 2004 National Technical Meeting of The Institute of Navigation*, pp. 225-238, January 2004.
- [29] L. C. Chung, and C.J. Jyh, «An Adaptive MP Mitigation Filter for GNSS Applications» *Hindawi Publishing Corporation EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, pp. 1-10, 2008.
- [30] M. Z. H. Bhuiyan and E. S. Lohan, «MP Mitigation Techniques for Satellite-Based Positioning Applications,» *Global Navigation Satellite Systems: Signal, Theory and Applications*, Prof. Shuanggen Jin (Ed.), ISBN: 978-953-307-843-4, InT, 2012.
- [31] R. B. Harris, E.G. Lightsey, «A general model of multipath error for coherently tracked BOC» *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 3, p. 682–694, 2009.
- [32] S. Zitouni, K. Rouabah, S. Attia, D. Chikouche, «Comments on a general model of multipath error for coherently tracked BOC modulated signals» *Wireless Personal Communications*, vol. 70(4), p. 1397–1407, 2012.
- [33] K. Rouabah, S. Chebir, S. Attia, M. Flissi et D. Chikouche, «Mathematical model of non-coherent-DLL discriminator output and multipath envelope error for BOC(α , β) modulated signals,» *Positioning*, vol. 4(1), p. 65–79, 2013.
- [34] F.D. Côté, I.N. Psaromiligkos, W.J. Gross, «GNSS modulation: a unified statistical description,» *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 47, p. 1814–1836, July 2011.
- [35] S. Zitouni, K. Rouabah, D. Chikouche, et al. «General analytical models characterizing MBOC modulated signal» *Aerospace Science and Technology*, janvier 2016.
- [36] J. K. Ray, M. E. Cannon, P. Fenton, « GPS Code and Carrier Phase Multipath Effects using a Multi-Antenna» *IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS* , vol. 37, no. 11, pp. 183-195, janvier 2001.
- [37] L. Boccia, G. Amendola et G. Di Massa, «Performance Evaluation of Shorted Annular Patch Antennas for High Precision GPS Systems » *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 1, no.12, p. 465–471, 2007.
- [38] C. C. Counselman «Multipath-Rejecting GPS Antennas» *Proceedings of the IEEE*, vol. 87, no. 11, pp. 86-91, Janvier 1999.
- [39] A. J. Van Dierendonck, P. Fenton, T. Ford, «Theory and performance of narrow correlator spacing in a GPS receiver» *Navigation: Journal of the Institute of Navigation*, vol. 39, no.13, pp. 265 - 283, 1992.
- [40] D. N. Aloï, F. V. GRAAS, «Ground-multipath mitigation via polarization steering of GPS signal» *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 40, pp. 536–552, 2004., vol. 40, no. 12, pp. 536-552, April 2004.
- [41] G. Seco-Granados, J. A. Fernández-Rubio et C. Fernández-Prades, «ML Estimator and Hybrid Beamformer for Multipath and Interference Mitigation in GNSS Receivers,» *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 15, pp. 1194-1208, 2005.
- [42] E. S. Lohan, R. Hamila, A. Lakhzouri et M. Renfors, «Highly Efficient Techniques for Mitigating the Effects of Multipath Propagation in DS-CDMA Delay Estimation,» *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, no. 11, pp. 149-162, 2005.
- [43] M. Irsigler and B. Eissfeller, «Comparison of MP mitigation techniques with consideration of future signal structures» *Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS/GNSS 2003)*, pp. 2584-2592, September 2003.
- [44] G. A. McGraw, M. S. Braasch, «GNSS multipath mitigation using gated and high resolution correlator concepts,» *Proceedings of the National Technical Meeting of The Institute of Navigation*, pp. 333-342, january 1999.

- [45] K. Rouabah, D. Chikouche, F. Bouttout, et al. «GPS/Galileo MP mitigation using the first side peak of double delta correlator,» *Wireless Personal Communications*, vol. 2, no. 160, p. 321–333, 2010.
- [46] B. Townsend, P.A. Fenton, «Practical approach to the reduction of pseudorange multipath errors in a L1 GPS receiver » *Proceedings of ION GPS*, pp. 143 - 148, september 1994.
- [47] A. J. Van Diredonck, M. S. Braasch, «Evaluation of GNSS receiver correlation processing techniques for multipath and noise mitigation,» *Proceedings of ION NTM*, pp. 207 - 215, 1997.
- [48] M.Z. H. Bhuiyan, E. S. Lohan, et M. Renfors, «Code Tracking Algorithms for Mitigating Multipath Effects in Fading Channels for Satellite-Based Positioning » *Hindawi Publishing Corporation EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, p. 17, 2008.
- [49] M. Sahnoudi et R. Jr Landry, «Multipath mitigation techniques using maximum-likelihood principle » *Inside GNSS*, vol. 3, no. 18, p. 24–29, 2008.
- [50] R. D. J. van Nee, J. Sierveeld, P. C. Fenton, et B. R. Townsend «The Multipath estimating delay lock loop: approaching theoretical accuracy limits,» *Proceedings of the IEEE Position Location and Navigation Symposium*, p. 246–251, April 1994..
- [51] M. S. Fernandez, M. A. Forero, et A. G. Armada, «Performance analysis and parameter optimization of DLL and MEDLL in fading multipath environments for next generation navigation receivers,» *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 53, no.14, p. 1302–1308, November 2007.
- [52] M. Sahnoudi et M. G. Amin, «Fast Iterative Maximum-Likelihood Algorithm (FIMLA) for multipath mitigation in the next generation of GNSS receivers,» *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 111, p. 4362–4374, 2008.
- [53] Z. Zhang and C. L. Law, «Short-delay multipath mitigation technique based on virtual multipath,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, no. 11, p. 344–348, 2005.
- [54] M. C. Laxton et S. L. DeVilbiss, «GPS multipath mitigation during code tracking » *American Control Conference. Proceedings of the 1997*, vol. 3, p. 1429 – 1433, 1997.
- [55] J. A. Avila-Rodriguez, T. Pany, G. W. Hein, «Bounds on signal performance regarding MP-estimating discriminators,» *Proceedings of the 19th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2006)*, pp. 1710-1722, September 2006.
- [56] K. Rouabah, S. Atia, M. Flissi, et al. «GNSS MP mitigation using Finitedifference derivatives with Five-Point Stencil,» *2012 6th International Conference on Sciences of Electronics, Technologies of Information and Telecommunication*, pp. 690-695, March 2012.
- [57] A. I. Mustafa, E. S. Hassan et al., «A New All Multipaths Insensitive Code Loop Discriminator for GPS Receivers » *30th NATIONAL RADIO SCIENCE CONFERENCE, National Telecommunication Institute,*, pp. 328-337, April 2013.
- [58] A. I. Mustafa, S. S. EI-Sheikh, et X. Zhu, «Modified Short-Multipath-Insensitive Code Loop Discriminator,» *The 8th International Conference on INFOrmatics and Systems (INFOS2012)*, pp. 60-67, May 2012.
- [59] F. D. Nunes, F. M. G. Sousa et J. M. N. Leitao, «Gating Functions for MP Mitigation in GNSS BOC Signals,» *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 43, pp. 951-964, 2007.
- [60] O. Julien, C. Macabiau, M. E. Cannon et G. Lachapelle, «ASPeCT: unambiguous sine-BOC(n,n) acquisition/tracking technique for navigation applications,» *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 43, no. 11, p. 150–162, 2007.
- [61] A. Burian, E. S. Lohan, et M. K. Renfors, «Efficient delay tracking methods with sidelobes cancellation for BOC modulated signals,» *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, p. 20, 2007.
- [62] Z. Yao, M. Lu et Z. Fung «Unambiguous sine-phased binary offset carrier modulated signal acquisition technique,» *IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS*, vol. 9, no. 12, p. 577–580, February 2010.
- [63] K. Rouabah, M. Flissi, S. Attia, et D. Chikouche, «Unambiguous MP Mitigation Technique for BOC(n,n) and MBOC-Modulated GNSS Signals,» *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, p. 13, 2012.
- [64] S. Attia, K. Rouabah, D. Chikouche , et M. Flissi, «Side peak cancellation method forsine-BOC(m,n)-modulated GNSS signals,» *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* , p. 14, March 2014 .
- [65] Z. Yao, M. Lu, and Z. Feng «Unambiguous technique for multiplexed binary offset carrier modulated signals tracking,» *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 16, no. 17, p. 608–611, July 2009.

- [66] F. Dovis, P. Mulassano, L. L. Presti, «A Novel Algorithm for the Code Tracking of BOC(n,n) Modulated Signals,» *the 18th international technical meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS)*, p. 152–155, 2005.
- [67] A. G. Dempster et J. Wu, «Code discriminator for multiplexed binary offset carrier modulated signals,» *Electronics Letters*, vol. 44, no. 15, p. 384–385, February 2008.
- [68] J. Wu et A. G. Dempster, «Applying a BOC-PRN discriminator to cosine phased BOC(fs,fc) modulation,» *Electronics Letters*, vol. 45, no. 113, p. 689–691, June 2009.
- [69] J. Smidt, S. Ozafrain, P. A. Roncagliolo et C. H. Muravchik, «New Technique for Weak GNSS Signal Acquisition » *IEEE LATIN AMERICA TRANSACTIONS*, vol. 12, no. 15, august 2014.
- [70] N. I. Ziedan «*GNSS Receivers for Weak Signals*», Artech House Publishers, July 31, 2006.
- [71] G. Dedes, A.G. Dempster, «Indoor GPS positioning - challenges and opportunities,» *IEEE*, pp. 412-415, september 2005.
- [72] D. M. Akos, P-L. Normark, J-T Lee, et al, «Low Power GNSS Signal Detection and Processing,» *Proceedings of the 13th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2000)*, pp. 784 - 791, september 2000.
- [73] J. B.Y. Tsui, «*Fundamentals of GPS Receivers: A software approach*, » 2 éd., Wiley: John Wiley & Sons, 2002.
- [74] I. H. Choi, S. H. Park, D. J. Cho et al, «A novel weak signal acquisition scheme for assisted,» *Proceedings of the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2002)*, pp. 177-183, September 2002.
- [75] D. M. Lin et J. B. Y. Tsui, «Comparison of Acquisition Methods for Software GPS Receiver,» *Proceedings of the 3th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2000)*, pp. 2385-2390, September 2000.
- [76] L. Huan, L. Yubai , W. Peng et B. Wen, «A Novel Algorithm for the Weak GPS Signals Acquisition,» *The 2nd International Conference on Computer Application and System Modeling*, pp. 738-741, 2012.
- [77] M. L. Psiaki, «Block acquisition of weak GPS signals in a software receiver,» *Proceedings of ION GPS 2001*, pp. 2838-2850, 11-14 September 2001.
- [78] L. L. Presti, M. Fantino, P. Mulassano et X. Zhu, «GNSS signal acquisition in the presence of sign transition with the same code and bit rates », *IEEE/ION PLANS Conference*, May 2008.
- [79] L. L. Presti, X. Zhu, M. Fantino, P. Mulassano, «GNSS Signal Acquisition in the Presence of Sign Transition», *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing* , vol. 3, pp. 557-570, July 2009.
- [80] S. Kewen, L. L. Presti et M. Fantino, «GNSS Signal Acquisition in the Presence of Sign Transitions», *In: ENC - GNSS 2009*, pp. 1-8, 3-6 May 2009.
- [81] S. Kewen , L. L. Presti, «Bit Sign Transition Cancellation Method for GNSS Signal Acquisition», *THE JOURNAL OF NAVIGATION*, vol. 65, pp. 73-97, January 2012.
- [82] M. Foucras, O. Julien, C. Macabiau et B. Ekambi, «A Novel Computationally Efficient Galileo E1 OS Acquisition Method for GNSS Software Receiver», *ION GNSS 2012, 25th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation*, pp. 365-383, September 2012.
- [83] C. Zhu, X. Fan, «Weak global navigation satellite system signal acquisition with bit transition», *IET Radar, Sonar & Navigation* , vol. 9, pp. 38-47, 2015.
- [84] C. O'Driscoll «Performance analysis of the parallel acquisition of weak GPS signals » *PhD Thesis. University College Cork. Ireland*, 2007.
- [85] M. Foucras , C. Macabiau , O. Julien , F. Bacard, «Optimal GNSS Acquisition Parameters when Considering Bit Transitions », *IEEE*, 2014.
- [86] M. Foucras, O. Julien, C. Macabiau, et al. «Probability of Detection for GNSS Signals With Sign Transitions», *IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS*, vol. 52, no. 13, june 2016.
- [87] R. B. Langley, «Dilution of precision», *GPS world*, vol. 10, no.15, pp. 52-59, 1999.
- [88] H. Sairo, D. Akopian et J. Takala, «Weighted dilution of precision as quality measure in satellite positioning», *IEE Pro-ceedings Radar, Sonar and Navigation*, vol. 150, no.16, pp. 430-436, December 2003.
- [89] C. Mongrédien, A. Rügamer, M. Overbeck, et al. «Opportunities and Challenges for Multi-Constellation, Multi-Frequency Automotive GNSS Receivers,» *Microelectronic Systems : Circuits, Systems and Applications*, pp. 159-172, 24 December 2011.

- [90] S. Ji, W. Chen, X. Ding, Y. Chen, «Potential Benefits of GPS/GLONASS/GALILEO Integration in an Urban Canyon – Hong Kong», *THE JOURNAL OF NAVIGATION*, *The Royal Institute of Navigation*, vol. 63, p. 681–693, 2010.
- [91] R. Barrak, I. Labidi, A. Ghazel et al. «RF Subsampling GNSS Receiver Potential Advantages and Feasibility Study», *International Conference on Microelectronics*, december 2011.
- [92] C. Jeffrey, «An introduction to gnss gps glonass galileo and other global navigation satellite systems» *NovAtel*, 2010.
- [93] A. Angrisano, S. Gaglione et C. Gioia «Performance assessment of gps/glonass single point positioning in an urban environment », *Acta Geodaetica et Geophysica*, vol. 48, pp. 149-161, June 2013.
- [94] C. Cai and Y. Gao, «A combined gps/glonass navigation algorithm for use with limited satellite visibility », *THE JOURNAL OF NAVIGATION*, vol. 62, pp. 671-685, 2009.
- [95] A. Angrisano, S. Gaglione, C. Gioia et al, «Testing the test satellites: the galileo iov measurement accuracy,» *In International Conference on Localization and GNSS (ICL-GNSS)*, 2013.
- [96] S. Hewitson et J.Wang, «GNSS receiver autonomous integrity monitoring (RAIM) performance analysis», *GPS Solutions*, vol. 10, no.13, pp. 155-170, 2006.
- [97] A. Angrisano, C. Gioia, S. Gaglione et G. del Core, «Gnss reliability testing in signal-degraded scenario», *Hindawi Publishing Corporation: Internation Journal of Navigation and Observation*, pp. 1-12, 2013.
- [98] D. M. Akos, «A software radio approach to global navigation satellite system receiver design», *Adissertation for the degree Doctor of Philosophy presented to The Faculty of the Fritz J. and Dolores H. R., College of Engineering and Technology, Ohio University*, 1997.
- [99] P. Ferreira, «GPS/Galileo/GLONASS software defined signal receiver», *Instituto Superior Técnico, UTL*, 2012.
- [100] L. Weimin, W. Wu, W. Wu et al, «A Configurable Multi-band GNSS Receiver for Compass/GPS/Galileo Applications», *Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 161-164, May 2013.
- [101] S. S. Kuusniemi, M. H. Zahidul. et al. , «A multi-GNSS software-defined receiver: design, implementation, and performance benefits», *Annals of Telecommunications*, vol. 71, pp. 399-410, August 2016.
- [102] E. R. Parada, F. Chastellain, C. Botteron et al, «Design of a GPS and Galileo Multi-Frequency front-end», *Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th*, 26-29 April 2009.
- [103] J. Thabet, R. Barrak and A. Ghazel «A new reconfigurable architecture for Multistandard GNSS subsampling receiver», *Communications and Networking (ComNet), 2014 International Conference on*, 19-22 March 2014.
- [104] A. Rugamer, C. Mongrédian, S. Urquijo et G. Rohmer, «Optimal Path-Control for Dual-Frequency Overlay GNSS Receivers», *Localization and GNSS (ICL-GNSS), 2011 International Conference on*, 18 July 2011.
- [105] E. D. Kaplan, C. J. Hegarty, *Understanding GPS: Principles and Applications*, 2 éd., s.l. : Artech House, 2006.
- [106] B. Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger, J. Collins, «Global Positioning System: *Theory and Practice*», 5th ed. New York: Springer Verlag Wien, 2001.
- [107] B. H. Wellenhof, H. Lichtenegger, E. Wasle, «GNSS – Global Navigation Satellite Systems GPS, GLONASS, Galileo, and more», *Springer Wien NewYork*, 2008.
- [108] P. D. Groves «Principles of GNSS, Inertial, and Multisensor Integrated Navigation Systems», *Artech House, BOSTON, LONDON*, 2008.
- [109] W. H. Wooden, «Navstar Global Positioning System», *Proceedings of the first International Symposium on Precise Positioning with Global Positioning System*, vol. 1, pp. 23-32, 15-19 April 1985.
- [110] GPS PPS PS, «Global Positioning System Precise Positioning Service Performance Standard» February 2007.
- [111] GPS SPS PS «Global Positioning System Standard Positioning Service Performance Standard», 4ème Edition, September 2008.
- [112] ICD-GPS-200C, «Interface Control Document Navstar GPS Space Segment/ Navigation», *User Interfaces. US DOD, IRN-200C-005R1*, 14 janvier 2003.
- [113] Gps.gov, «Official U.S. government information about the Global Positioning System (GPS) and related topics», <http://www.gps.gov/systems/gps/space/>, August 2017.

- [114] IS-GPS-200, «Navstar Global Positioning System, Interface Specification, IS-GPS-200, Rev D.,» December 2004.
- [115] P. K. Enge, «GPS Modernization: Capabilities of the New Civil Signals», *Invited Paper for the Australian International Aerospace Congress Brisbane*, 2003.
- [116] P. Misra, P. Enge, «Global Positioning System-Signals, Measurements, and Performance», *Ganga-Jamuna Press*, 2006.
- [117] C. Brian, C. Barker, J. W. Betz, J. E. Clark and al, «Overview of the GPS M Code Signal», *MITRE Corporation, 202 Burlington Road, Bedford, MA, 01730-1420*, 2006.
- [118] J. W. Betz, «Design and Performance of Code Tracking for the GPS M Code Signal», *Proceedings of ION GPS-2000, Institute of Navigation*, , September 2000.
- [119] Draft IS-GPS-800, «Draft IS-GPS-800 Navstar GPS Space Segment/User Segment L1C Interfaces», *Navstar GPS*, 19 April 2006..
- [120] O. Julien, C. Macabiau, J-A Avila-Rodriguez, et al. «On potential CBOC/TMBOC common receiver architectures», *ION GNSS 2007, 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation*, pp. 1530 - 1542, Sep 2007.
- [121] IS-GPS-705 System, « Interface Specification, Navstar Global Positioning System, IRN-705-003» September, 2005.
- [122] ESA Portal, « European Space Agency» <http://www.esa.int/esaCP/index.html>, visited September 2017.
- [123] Galileo SIS ICD, «Galileo Open Service Signal In Space Interface Control Document», (*OS SIS ICD Draft European Space Agency / Galileo Joint Undertaking*, 2008.
- [124] J. L. Issler, «Présentation du système GALILEO», *Département RadioNavigation, CNES*, 2004.
- [125] ESA, «Les premiers satellites Galileo : Élément de Validation en Orbite de Galileo GIOVE», *Agence spatiale européenne* , 2006.
- [126] J. P. Bartolomé, X. Maufruid, I. F. Hernández et al. «Overview of Galileo System», *GALILEO Positioning Technology, Signals and Communication Technology 182*,, 2015.
- [127] G. W. Hein, J. Godet, J-L. Issler et al. «Status of Galileo Frequency and Signal Design», *Paper presented at the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation*, 24-27 September 2002.
- [128] Galileo OS SIS ISD, «Galileo Open Service Signal in Space Interface Control Document (OS SIS ISD) », *Draft 0 © 2016, European Space Agency/Galileo Joint Undertaking*, december 2016.
- [129] S. Gleason, D. Gebre-Egziabher, *GNSS Applications and Methods*, Boston: Artech House, 2009.
- [130] ICD L1, L2 GLONASS, « Global Navigation Satellite System GLONASS», *INTERFACE CONTROL DOCUMENT, Russian Space Systems*, 2008.
- [131] I. Revniviykh, «GLONASS Program Update,» *Roscosmos State Space Corporation, 11th Meeting of the International Committee on Global Navigation Satellite System*, 7 November 2016.
- [132] GLONASS constellation status, «Information And Analysis Center For Positioning, Navigation And Timing», <https://www.glonass-iac.ru/en/GLONASS/index.php>, visited 05.10.2017 .
- [133] BeiDou ISICD, «BeiDou Navigation Satellite System In Space Interface Control Document Open Service Signal (Version 2.0)», *China Satellite Navigation Office*, December 2013.
- [134] T. Grelier, A. Ghion, J. Dantepal, L. Ries, et al., « Compass Signal Structure and First Measurements», *Proceedings of the 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation, Fort Worth, TX*, pp. 3015-3024, 2007.
- [135] S. S. Tan, B. Zhou, S.T. Guo, et al., «Research on COMPASS Navigation Signals of China», *Chinese Space Science and Technology*, vol. 31, no. 4, pp. 9-14, 2011.
- [136] United Nations, «Current And Planned Global And Regional Navigation Satellite Systems And Satellite-Based Augmentation Systems», *International Committee on Global Navigation Satellite Systems Providers' Forum*, 2010.
- [137] G. W. Hein, « GNSS Interoperability: Achieving a Global System of Systems or Does Everything Have to be the Same?», *InsideGNSS*, vol. 1, no. 11, 2006.
- [138] J. Januszewski, « Compatibility and Interoperability of Satellite Navigation Systems», *11th International Conference "Computer Systems Aided Science, Industry and Transport", TransComp*, vol. 1, pp. 289-294, 2007.
- [139] P. Kovar, P. Kacmarik , F. Vejrazka, «Interoperable GPS, GLONASS and Galileo Software Receiver», *EEE A&E SYSTEMS MAGAZINE*, , April 2011.

- [140] D. M. Akos, «Difference in Multipath Propagation Between Urban and Suburban Environments», *Thèse de Doctorat*, p. 139, 1997.
- [141] R. B. Langley, «GLONASS Update Delves into Constellation Details», *GPS World*, September 2010.
- [142] G. Stupak, «GLONASS status and development plans», *5th Meeting of the International Committee on GNSS*, 2010.
- [143] Y. Urlichich, V. Subbotin, G. Stupak et al, «GLONASS Modernization», *GPS World*, November 2011.
- [144] I. C. D GLONASS-L3, «Code Division Multiple Access Open Service Navigation Signal in L3 frequency band», *INTERFACES CONTROLLORY DOCUMENT*, 2016.
- [145] I.C.D GLONASS-L2, «Code Division Multiple Access Open Service Navigation Signal in L2 frequency band», *INTERFACE CONTROL DOCUMENT*, 2016.
- [146] I. C. D GLONASS-L1, «Code Division Multiple Access Open Service Navigation Signal in L1 frequency band», *INTERFACE CONTROL DOCUMENT*, 2016.
- [147] J. Januszewski, «Compatibility and Interoperability of Satellite Navigation Systems in computation of user's position», *Artificial Satellites, Journal of Planetary Geodesy*, vol. 46, no.13, pp. 97-103, 2011.
- [148] J. M. Piéplu, *GPS et Galileo: Systèmes de navigation par satellites*, Paris: EYROLLES, 2006.
- [149] U. Engel, «A Theoretical Performance Analysis of the Modernized GPS Signals», *Position, Location and Navigation Symposium, IEEE/ION*, p. 1067–1078, 2008.
- [150] K. M. Mon, P. T. Tun, A. P. Shukla, «Study and Analysis on Binary Offset Carrier (BOC) Modulation in Satellite Navigation Systems», *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE)*, vol. 11, pp. 115-123, spt.-oct 2016.
- [151] A. Burian, E.S. Lohan, and M. Renfors, «Oversampling Limits for Binary Offset Carrier Modulation for the Acquisition of Galileo Signals», in *Proc. of Nordic Radio Symposium and Finnish Wireless Communications Workshop (NRS/FWCW)*, Aug 2004, Oulu, Finland.
- [152] R. M. Weiler, P. Blunt, S. Hodgart et al. «The effect of cosine phased BOC modulation on the GNSS receiver search process», *THE JOURNAL OF NAVIGATION*, vol. 61, no.104, pp. 591-611, 2008.
- [153] F. Benedetto, G. Giunta et E. Guzzon, «Effective Code Acquisition of Galileo BOC Signals», *Localization and GNSS (ICL-GNSS)*, p. 6, 2011.
- [154] G. W. Hein, M. Irsigler, J. A. Rodriguez et T. Pany, «Performance of Galileo L1 Signal Candidates», *Proceedings of the European Navigation Conference GNSS*, 2004.
- [155] O. Julien, C. Macabiau, J. L. Issler, et al. «Two for One : Tracking Galileo CBOC signal with TMBOC», *InsideGNSS.Spring*, vol. 02, no. 103, 2007.
- [156] W. Z. Zhuang et J. Tranquilla, «Digital Baseband Processor For The GPS Receiver (part I and II)», *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 29, no. 14, p. 1343–1349, 1993.
- [157] Z. Weihua et J. Tranquilla, «Modeling and Analysis For The GPS Pseudo-Range Observable», *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 31, pp. 739-751, April 1995.
- [158] D. Borio, «A Statistical Theory for GNSS Signal Acquisition», *Thèse Doctorat*, Mars 2008.
- [159] D. Doris, «Modélisation des Récepteurs GPS. Applications à l'étude de l'influence des Multitrajets sur les Performances des Récepteurs L1 GPS», *Thèse de Doctorat, Toulouse : Supaero.*, Septembre 1997.
- [160] V. N. DJR , C. AJRM, «New Fast GPS Code-Acquisition Technique Using FFT», *Electronic Lettre*, vol. 27, no.12, p. 158–160 , 1991.
- [161] D. Akopian, «Fast FFT Based GPS Satellite Acquisition Methods», *IEE Proceedings-Radar Sonar and Navigation*, pp. 277-286, 2005.
- [162] P. Sagiraju, G. Raju, D. Akopian, «Fast Acquisition Implementation For High Sensitivity Global Positioning Systems Receivers Based On Joint And Reduced Space Search», *IEE Proceedings on Radar, Sonar, and Navigation*, vol. 2, no. 15, pp. 376-387, 2008.
- [163] W. Wang, C. Pei et H. Chao, «Improved FFT-based Algorithm For GPS Signal Acquisition», *Proc. SPIE 7129, Seventh International Symposium on Instrumentation and Control Technology: Optoelectronic Technology and Instruments, Control Theory and Automation, and Space Exploration*, vol. 7129, October 2008.
- [164] D. Borio, M. Fantino, L. Lo Presti, «The impact of the Galileo signal in space in the acquisition system», *E. Re, M. Ruggieri (Eds.), Satellite Communications and Navigation Systems, Signals and Communication Technology, Springer*, p. 151–167, 2008.

- [165] C. Yang, C. Hegarty, M. Tran, «Acquisition Of The GPS L5 Signal Using Coherent Combining Of I5 And Q5», *Proceedings of the 17th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2004)*, p. 2184–2195, 2004.
- [166] O. Julien, «Design of Galileo L1F Receiver Tracking Loops», *Thèse de Doctorat*, CALGARY, ALBERTA, 2005.
- [167] J. Januszewski, «Sources of Error in Satellite Navigation Positioning», *Transnav: the International Journal on Marine Navigation and Safety of Sea Transportation*, vol. 11, no. 13, pp. 419-423, September 2017.
- [168] A. El-Rabbany «Introduction to GPS: The Global Positioning System», *coll. Mobile communications Series*, p. 176, 2002.
- [169] D. F. Nahimana, «Impact des multitrajets sur les performances des systèmes de navigation par satellite : Contribution à l'amélioration de la précision de localisation par modélisation bayésienne» *Thèse Doctorat*, Ecole Centrale de Lille, 2009.
- [170] J. Marais, «Satellite propagation analysis in a masking environment for GNSS application», *Dans Young Research Seminar*, 2005.
- [171] R. B. Langley, «GPS Receiver System Noise», *GPS WORD: INNOVATION*, pp. 40-45, june 1997.
- [172] M. S. Braasch et A. J. Van Dierndonck, «GPS Receiver Architectures and Measurements», *Proceedings of the IEEE*, vol. 87, no. 11, pp. 48-64, January 1999.
- [173] G. Lachapelle, «GNSS Indoor Location Technologies», *Journal of Global Positioning Systems*, vol. 3, no. 1-2, p. 11 pages, 2004.
- [174] K. Borre, D. M. Akos, N. Bertelsen et al. *A Software-Defined GPS and Galileo Receiver A Single-Frequency Approach*, Boston, Basel, Berlin : Birkhauser, 2007.
- [175] D. Borio, C. O'Driscoll et G. Lachapelle, «Coherent, Noncoherent, and Differentially Coherent Combining Techniques for Acquisition of New Composite GNSS Signals», *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 45, no13, p. 1227–1240, 2009.
- [176] D. Lin, J. Tsui et D. Howell, «Direct P (Y)-Code Acquisition Algorithm for Software GPS Receivers» *Proceedings of the 12th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 1999)*, pp. 363-367, 14-17 September 1999.
- [177] Y. Zhou, X. Hu and Z. Tang, «Unambiguous Tracking Technique for Sin-BOC(1,1) and MBOC(6,1,1/11) Signals», *Proceedings of the 2nd International Conference on Future Computer and Communication (ICFCC '10)*, pp. 1188-1190, 21-24 May 2010.
- [178] X. Chen, C. G. Parini, B. Collins, et al. «Antennas for Global Navigation Satellite Systems», *John Wiley & Sons, Ltd., West Sussex, United Kingdom*, 2012.
- [179] F. Nunes, F. Sousa and J. Leitão, «Improving Multipath Mitigation in GPS/Galileo BOC Signals with Gating Functions», *Proceedings of the 61st Annual Meeting of the Institute of Navigation ION-AM 2005*, pp. 498-507, June 2005.
- [180] M. Braasch, «On the Characterization of Multipath Errors in Satellite-Based Precision Approach and Landing Systems», *Ph.D. Thesis*, 1992.
- [181] S. Chebir, S. Aidel, K. Rouabah, S. Atia and M. Flissi “GNSS Signals Acquisition and Tracking in Unfavorable Environment”, *RADIOENGINEERING*, june 2018, vol. 27, no. 2, p. 557-571, DOI: 10.13164/re.2018.0557.
- [182] C. ODriscoll, G. Lachapelle et M. E. Tamazin, «Investigation of the benefits of combined gps/glonass receivers in urban environments», *In NAVIO, Royal Institute of Navigation*, 2010.
- [183] Z. He «High-Sensitivity GNSS Doppler and Velocity Estimation for Indoor Navigation», *PhD thesis, Department of Geomatics Engineering, The University of Calgary*, 2013.
- [184] C. Rizos, «Multiconstellation GNSS/RNSS from the perspective of high accuracy users in Australia», *Journal of Spatial Science*, pp. 29-63, 2008.
- [185] Z. Wang, Y. Zhang, «Analyses and solutions of errors on gps/glonass positioning», *Goa-spatial Information*, vol. 5, no. 12, pp. 6-12, June 2002.
- [186] N. Qi, Y. Xu, B. Chi et al., «A Dual-Channel Compass/GPS/GLONASS/Galileo Reconfigurable GNSS Receiver in 65 nm CMOS With On-Chip I/Q Calibration», *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 59, no. 18, p. 1720–1732, 2012.

- [187] D. Chen, W. Pan, P. Jiang et J. Jin, «Reconfigurable Dual-Channel Multiband RF Receiver for GPS/Galileo/BD-2 Systems», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 111, p. 3491–3501, 2012.
- [188] R. G. Vaughan, N. L. Scott et D. R. White, «The Theory of Bandpass Sampling», *IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING*, vol. 39, no. 19, pp. 1973-1984, September 1991.
- [189] R. J. García Oya, A. Kwan, F. M. Chavero, et al., «Subsampling Receivers with Applications to Software Defined Radio Systems», *INTECH*, pp. 166-192, August 2012.
- [190] S. M. Chamberlain, «Combined gps/glonass navigation», *In Proceedings, Telesystems Conference*, 1991.
- [191] J. Wang, C. Rizos, M. P. Stewart, A. Leick, «GPS and Glonass integration: Modeling and ambiguity resolution issues», *GPS Solutions*, vol. 5, no. 11, pp. 55-64, July 2001.
- [192] M. Detratti, E. Lopez, E. Perez et R. Palacio, «Dual-Band RF Front-End Solution for Hybrid Galileo/GPS Mass Market Receivers», *in 2008 5th IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, p. 603–607, 2008.
- [193] G. M. Gougan, P. L. Normak, and C. Stahlberg, «Satellite Navigation Evolution: The Software GNSS Receiver», *GPS World*, vol. 15, pp. 48-55, 2005.
- [194] GPS-703-GGG, «High performance pinwheel® triple-frequency antenna maximizes tracking capabilities», *Product Datasheet, Version 9, novatel*, November 2015.
- [195] K. Kaisti, «GNSS antenna modules: Global positioning made easy», *u-blox AG*, 2014 April.
- [196] H. Pekau et J. W. Haslett «Cascaded noise figure calculations for radio receiver circuits with noise-aliasing properties», *IEE Proc. Circuits Devices System*, vol. 153, no. 16, pp. 517-524, December 2006.
- [197] J. G. Proakis et M. Salehi, *Communication System Engineering*, Prentice Hall International Editions, 1994.
- [198] R. E. Ziemer et W. H. Tranter, *Principles of Communications*, 5th éd., New Jersey: Jhon Wiley & Sons, 2002.
- [199] M. Irsigler, J.A. Avila-Rodriguez et G.W. Hein, «Criteria for GNSS multipath performance assessment», *in Proceedings of the International Technical Meeting of the Institute of Navigation (ION-GNSS 2005) (Long Beach)*, 13-16 September 2005.
- [200] A. D. Poularikas, *The Transforms and Applications Handbook (Electrical Engineering Handbook)*, 2 éd., CRC Press, February 23, 2000, p. 1336, Florida, United States of America, ISBN 0-8493-8595-4.
- [201] J. S. Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons (Hardback), 2001, ISBN: 0-471-38877-7.
- [202] D. Dardari, E. Falletti et M. Luise, *Satellite and Terrestrial Radio Positioning Techniques*, 1 éd., The Boulevard, Langford Lane, Kidlington, Oxford, OX5 1GB, UK: Elsevier Ltd, 2012.
- [203] Z. Yao, X. Cui, M. Lu, et al., «Pseudo-correlation function based unambiguous tracking technique for sine-BOC signals», *IEEE Transactions On Aerospace And Electronic Systems*, vol. 46, no. 4, p. 1782–1796, October 2010.
- [204] G. J. K. Moernaut et D. Orban, «GNSS antennas: An Introduction to Bandwidth, Gain Pattern, Polarization, and all that», *GPS World : INNOVATION antenna technology*, February 2009.