

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A.MIRA-BEJAIA



Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Projet de Fin d'étude

En vue d'obtention du diplôme de Master en Télécommunication
Spécialité : Réseaux et Télécommunications

Thème

**Modélisation de l'Offset d'Erreur Cohérent pour des Signaux MBOC en
Environnement Dégradé**

Réalisé par :

M^{elle} GUENDOUZEN Sara.

Mr. BENKHIDER Sid-ali.

Devant le jury composé de :

Mr S.Berrah Président

Mr A.Alliche Examineur

Mme S.Zitouni Encadreur

Mr A.Khireddine Co-Encadreur

Remerciements

*Nous tenons à saisir cette occasion et adresser nos profonds remerciements et nos profondes reconnaissances à notre encadreur **Mme S.ZITOUN** et **Mr A.Khireddine** enseignants au sein de l'université de Bejaïa pour leurs aides durant toute la période de travail et leur disponibilité.*

*Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury **Mr A.Alliche**, **Mr S.Berrah** pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions.*

On tient à remercier également tout le personnel de l'université de Bejaïa en particulier le département de génie électrique et nos enseignants pour leurs gentillesse et leurs disponibilités durant tous nos cursus.

Enfin, nous tenons également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

Ce projet fin d'étude est dédié à mes chers parents qui m'ont toujours poussé et motivé dans mes études.

Sans eux je n'aurais certainement pas fait d'aussi longues études.

Ce projet fin d'étude représente donc l'aboutissement du soutien et des encouragements qu'ils m'ont prodigués tout au long de ma scolarité.

Qu'ils en soient remerciés par cette trop modeste dédicace

C'est un moment de plaisir de dédier cet œuvre

à mes chères sœurs Imene et Radia

en signe d'amour, de reconnaissance et de gratitude pour le dévouement et les sacrifices dont vous avez fait toujours preuve à mon égard.

Et finalement, à tous mes amis, et à toute la promotion télécom

Merci pour les bons moments qu'on a passé ensemble .

SJDAJJ.

Dédicaces

Ce projet fin d'étude est dédié à mes chers parents qui m'ont toujours poussé et motivé dans mes études.

Sans eux je n'aurais certainement pas fait d'études longues .

Ce projet fin d'étude représente donc l'aboutissement du soutien et des encouragements qu'ils m'ont prodigués tout au long de ma scolarité.

Qu'ils en soient remerciés par cette trop modeste dédicace

C'est un moment de plaisir de dédier cet œuvre, à mes chères sœurs :

Nadia, Celina, Katia et kenza

en signe d'amour, de reconnaissance et de gratitude pour le dévouement et les sacrifices dont vous avez fait toujours preuve à mon égard.

A mon cher fiancé Boualem pour son encouragement

Et sa présence à mes côtés

Et finalement, à tous mes amis , et à toute la promotion télécom

Merci pour les bons moments qu'on a passé ensemble.

SARA.

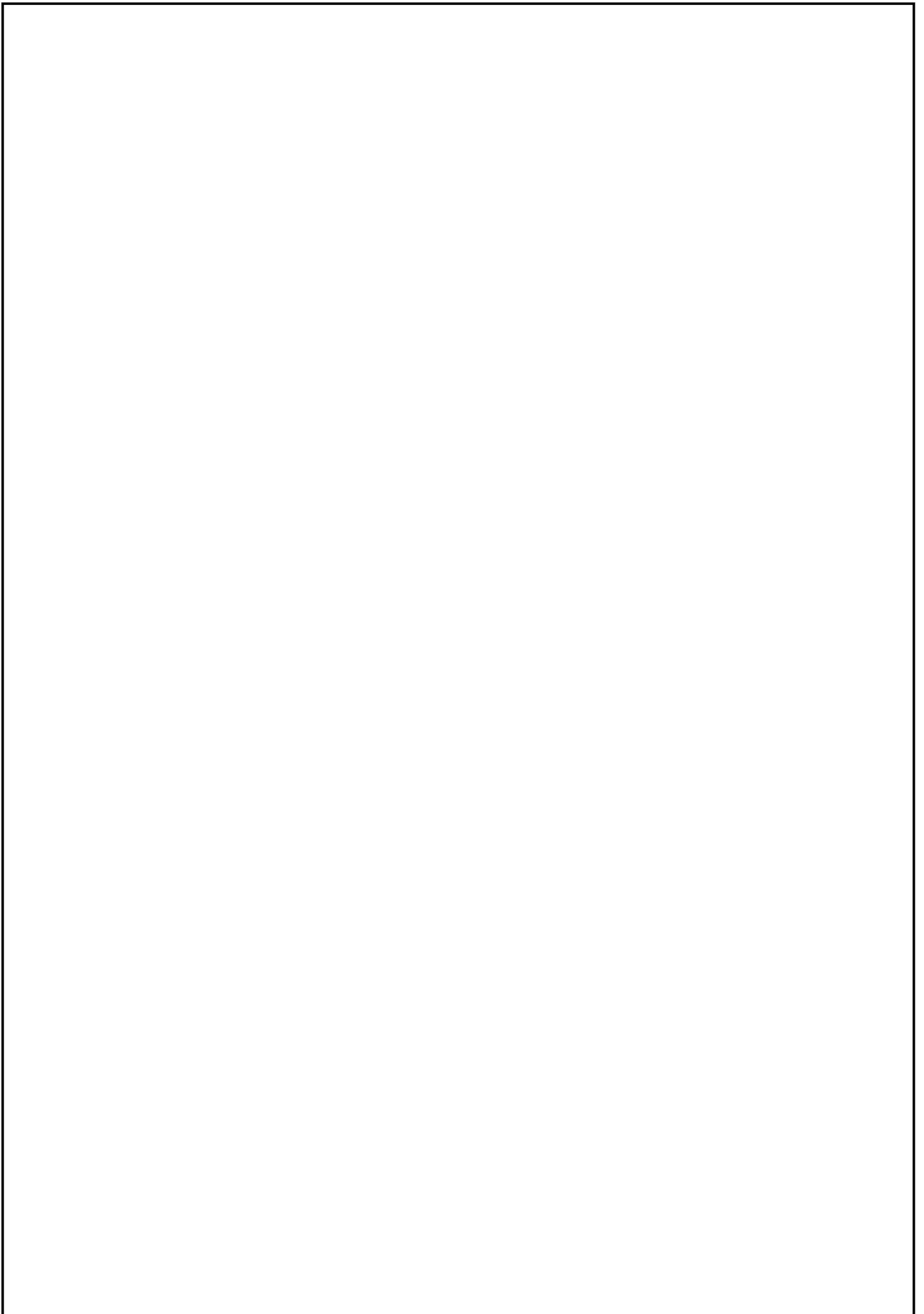


Table des Matières

Liste des figures.....	IV
Liste des tableaux.....	VII
Liste d'acronymes.....	VIII
Introduction générale.....	1
I.Chapitre I Caractéristiques du signal MBOC.....	3
I.1 Introduction.....	3
I.2 Le système GNSS.....	3
I.3 Les composants des signaux GNSS.....	3
I.3.1 Message de navigation.....	3
I.3.2 Le code PRN.....	4
A. Le code C/A (Coarse Acquisition).....	4
B. Le Code P.....	5
C. Le code M.....	5
I.3.3La fonction de corrélation PRN.....	5
I.4 Techniques de modulation GNSS.....	7
I.4.1 La modulation PSK.....	7
I.4.1.1 La modulation BPSK.....	7
I.4.2 La modulation BOC.....	9
I.4.3 Le spectre de puissance de la modulation BOC.....	10
I.5 La modulation MBOC.....	11
I.5.1 Densité spectrale de puissance du signal MBOC.....	11
I.5.2 Fonction de corrélation du signal MBOC.....	13
I.5.3 Propriétés spectrales des signaux MBOC.....	13
I.5.4 Implémentations du MBOC dans le domaine temporel.....	15
I.5.4.1 Implémentation CBOC.....	15
I.5.4.2 Implémentation TMB.....	19
I.5.5 Fonctions de corrélation des signaux modulés en MBOC.....	21
I.5.6 Avantages et inconvénients la modulation MBOC.....	22
II.Chapitre II : Système de Réception et L'Influence des Multitrajets.....	23

II.1 Introduction.....	23
II.2 Les facteurs perturbants lors de la propagation et la réception.....	23
II.2.1 L'effet Doppler.....	23
II.2.2 Synchronisation des horloges.....	23
II.2.3 Effets atmosphériques (Troposphère et ionosphère).....	24
II.2.4 Les multitrajets.....	24
II.3 Les systèmes de réception.....	25
II.3.1 Opérations réalisées par le récepteur.....	25
II.3.1.1 Acquisition des signaux.....	26
II.3.1.2 Poursuite des signaux GNSS.....	26
II.4 Boucles de poursuite.....	28
II.4.1 Boucle de poursuite de phase PLL.....	28
II.4.2 Boucle de poursuite de code DLL.....	29
II.4.2.1 Boucle DLL cohérente « C-ELP ».....	30
II.4.2.2 Boucle DLL non cohérente « NC-ELP ».....	32
II.4.3 La fonction discriminatoire.....	32
II.5 Puissance des signaux à la réception.....	32
II.6 Influence des multitrajets.....	33
II.6.1 Représentation d'un signal multitrajets.....	33
II.6.2 la fonction de corrélation d'un signal multitrajet.....	34
II.6.3 Impacte des multitrajets sur la performance de la DLL.....	34
II.6.4 Expression de la tension d'erreur de la DLL cohérente en présence des multitrajets.....	34
II.7 Conclusion.....	35

Liste des Figures

Figure I.1: Génération du code C/A.....	5
Figure I.2: CF d'une fenêtre rectangulaire (a) et d'un code PRN(b) [3]. Spectre de puissance du code PRN.....	6
Figure I.3: Enveloppe de spectre de puissance.....	7
Figure I.4: Fonction de corrélation d'un signal BPSK(1).....	8
Figure I.5: DSP d'un signal BPSK(1) et BPSK(10).....	8
Figure I.6 :Generation d'un signal BOC	10
Figure I.7: Représentation spectrale d'un signal BOC.....	11
Figure I.8: DSPs des signaux BOCS(1,1) et MBOC(6,1,1/11).....	12
Figure I.9:Les CF des signaux BPSK(1), BOC(1,1) et MBOC (6,1,1/11)	13
Figure I.10:Limitation de puissance pour les signaux modulés MBOC et BOC.....	14
Figure I.11: Multiplexage temporel pseudo-aléatoire de BOC (6,1) et BOC (1,1) dans la solution CBOC.....	15
Figure I.12:Exemples des formes d'onde de CBOC (6,1,1/11,+) et CBOC(6,1,1/11,-) avec une séquence de code d'étalement.....	17
Figure I.13 : Génération du signal E1.....	18
Figure I.14 : Exemple de série temporelle d'étalement TMBOC (6, 1, 4/33), avec tous les symboles d'étalement BOC (6,1) dans la composante de puissance de pilotage de 75.....	19
Figure I.15 : Exemples des formes d'onde TMBOC (6, 1, 4/33) avec une séquence de code d'étalement.....	21
Figure I.16:CFs normalisées des signaux CBOC, TMBOC et BOCs.....	22
Figure II.1 : Illustration du phénomène de multitrajet.....	25
Figure II.2: Schéma bloc des opérations réalisées par le récepteur.....	26
Figure II.3 : Schéma bloc du processus de poursuite.....	27
Figure II.4 : Schéma bloc du processus de poursuite de phase, PLL.....	29
Figure II.5 : Forme générale d'un corrélateur.....	30
Figure II.6:Schéma fonctionnel d'une boucle de code cohérente.....	31
Figure III.1 :CFs normalisées des signaux MBOC(6,1,1/11, \pm), $BOC_S(1,1)$ et $BOC_S(6,1)$	38
Figure III.2 : Vue agrandie a $j=1$ des CFs normalisées des signaux MBOC(6,1,1/11, \pm), $BOC_S(1,1)$ et $BOC_S(6,1)$	39

Figure III.3 : Construction de la DF C-ELP pour un signal MBOC(6,1,1/11, \pm) et $\Delta\tau = 0.6 \frac{T_x}{M_6}$ chip donnés.....	39
Figure III.4: Vue agrandie de la courbe DF C-ELP autour de $l = 1$ pour $M(6,1,1/11, \pm)$ et $\Delta\tau = 0.6 \frac{T_x}{M_6}$	40
FigureIII.5 :Enveloppe d'erreur normalisée pour un signal modulé en $MBOC(6,1,\zeta, \pm)$ pour $\varphi_m = 0$ et $\varphi_m = \pi$ avec un espacement de chip $\Delta\tau < \frac{T_x}{M_6}$ chip.....	41
FigureIII.6 : Différentes zones d'enveloppe d'erreur (MEE) pour MBOC (6,1, ζ, \pm)	43
Figure III.7: Résultat de simulation de modèle analytique de RAE proposé pour MBOC (6,1, ζ, \pm).....	47
Figure III.8 : MEE pour MBOC(4,1,1/11).....	48
Figure III.9 : RAE pour MBOC(4,1,1/11)	48

Liste des tableaux

Tableau I.1 : Options possibles pour la mise en ouvre du signal MBOC par moyens de modulation CBOC.....	17
Tableau I.2 : Différentes implémentations possibles du TBOC.....	20

Liste des Acronymes

BOC : Binary offset carrier.

BPSK : Binary Phase Shift Keying .

CosBOC: Cosine-phased BOC.

C-DP: Coherent Dot-product.

C/A : *Coarse Acquisition*.

Chip: Moment de code ou bit de code.

CBOC: Composite BOC.

CF: Correlation Function.

C-ELP : Coherent- Early Late Processing.

DLL: Delay Lock Loop.

DF : Discrimination Function.

D: Data.

DSP: Densité spectrale de Puissance.

E : Early.

ELP : Coherent Early-Late Processing.

GNSS : Global Navigation Satellite Systems.

GPS : Global Positioning System.

GLONASS : Global Orbiting Navigation Satellite System.

L: Late.

L1C code: L1 bande Civil code.

LOS: Line Of Sight.

MBOC : Multiplexed BOC.

MBOC: Multiplexed BOC.

M code: Military code.

MEE: Multipath Error Enveloppe.

NC-ELP: Non Coherent Early-Late Processing.

NAV: Message de navigation.

OS: Open service.

O.C.T: Oscillateur Commandé en Tension.

PRN : Pseudo Random Code Noise.

PLL : Phase Lock Loop.

P code: Precise code.

PSK: Phase Shift Keying.

P: Pilot.

QC-DP :Quasi-Coherent Dot-product.

RAE: Running Average Error

SinBOC : Sine-phased BOC.

SSC : Spectral Separation Coefficient.

TMBOC: Time-Multiplexed BOC.

UE : Unio Européenne.

Introduction générale

À l'heure actuelle, le monde est confronté de plus en plus à une nouvelle technologie en plein essor, le GNSS (pour Global Navigation Satellite Systems) désigne l'ensemble des systèmes globaux de positionnement et de navigation par satellites. Le système GNSS le plus célèbre est sans doute le GPS (pour Global Positioning System) américain qui constitue le système le plus développé, mais d'autres nations ont développé leur propre système de positionnement par satellites pour assurer leur indépendance du système de positionnement américain, comme le GLONASS (pour Global Orbiting Navigation Satellite System) russe ou le GALILEO européen [1].

Parmi les nombreuses techniques développées, la modulation BOC (pour Binary offset carrier) s'est révélé être la plus utilisée pour les signaux GNSS, car elle apporte de très bonnes propriétés en matière de séparation spectral. Cette modulation a permis le développement de plusieurs variantes comme, SinBOC (pour Sine-phased BOC), CosBOC (pour Cosine-phased BOC) et MBOC (pour Multiplexed BOC) [2].

En 2004, un accord entre les Etats-Unis et l'Union Européenne a conduit à une coopération dans les affaires GNSS afin d'établir un signal commun pour le GALILEO et le signal GPS. Cet accord consiste à implémenter le signal MBOC comme une base de référence et à donner un aperçu des signaux et des fréquences GALILEO [3]. La modulation MBOC garantit la coexistence des différents signaux de différents systèmes utilisant la même bande spectrale et offre de meilleures performances en termes de temps d'acquisition et de poursuite, une flexibilité et une facilité de générer plusieurs formes d'ondes qui s'adaptent avec les signaux classiques [2].

Actuellement, le positionnement par satellites possède beaucoup d'avantages par rapport aux systèmes longtemps utilisés et offre une précision inégalée par rapport aux autres systèmes. Néanmoins, il se heurte à des problèmes liés à la propagation dans l'atmosphère, aux trajets multiples le milieu de réception ou encore au bruit électronique du récepteur. Les erreurs occasionnées par les effets de multitrajets conduisent à des erreurs de précision qui peuvent être conséquentes. Afin d'y remédier, plusieurs techniques sont mises en place dans le domaine du traitement de signal et les systèmes de poursuites à la réception.

Les techniques de poursuite les plus couramment utilisées consistent à mesurer le décalage temporel au niveau du code binaire ou de la phase au niveau de la porteuse contenue dans le signal de navigation. Ces techniques sont respectivement effectuées par la boucle DLL (Delay Lock Loop) et la boucle PLL (Phase Lock Loop). Les structures DLLs fondamentales utilisent un espacement de chip entre un corrélateur en avance E (pour Early) et en retard L (pour Late) pour former à la fin une fonction discriminatoire, notée DF, afin de mesurer les erreurs de code. Les techniques standards de poursuite du code DLL à base de corrélation sont: le C-ELP (pour Coherent Early-Late Processing), le C-DP (pour Coherent Dot-product), le QC-DP (pour Quasi-Coherent Dot-product) et le NC-ELP (pour Non Coherent Early-Late Processing) [2].

Parmi les techniques de traitement de signal qui ont été développées s'articulent autour de la définition de nouveaux codes et modulations, et la modélisation mathématique de signal reçu. Plusieurs modèles mathématiques caractérisant des signaux comme, la CF, la DF et les erreurs de pseudo-distances, qui deviennent intéressants pour analyser et déterminer la conception et les paramètres optimaux des récepteurs vis-à-vis des signaux utilisés. [2].

L'objectif de ce travail est de modéliser analytiquement la moyenne de l'erreur des multitrajets pour les signaux MBOC. Ces modèles analytiques aident à étudier le comportement des signaux GNSS et à traiter d'une manière efficace les paramètres influents sur l'estimation du retard de propagation afin de minimiser les erreurs de poursuite de code dues aux multitrajets.

Nous allons suivre dans ce mémoire un plan qui contient trois chapitres: dans les deux premiers on va étudier en détails les caractéristiques du signal MBOC et le système de réception ainsi que les différentes sources d'erreurs et les techniques de réception et de corrélation et de correction du signal reçu. Dans le dernier chapitre, on se penchera sur l'étude des modèles analytiques de CF, DF et les erreurs de poursuite pour une boucle de code cohérente C-ELP. Ainsi, nous allons présenter les tracés de l'enveloppe d'erreur de multitrajets MEE (pour Multipath Error Envelope). Cette étude a pour objectif de pouvoir à la fin proposer des modèles analytiques de la moyenne courante de l'erreur de multitrajets, notés RAEs (pour Running Average Error) pour les signaux MBOC. A la fin de ce chapitre, une évaluation des résultats des simulations est effectuée pour illustrer la fiabilité du modèle proposé.

Chapitre I

Caractéristiques du Signal MBOC

I. Chapitre I Caractéristiques du signal MBOC

I.1 Introduction

Avec les demandes incessantes pour le développement des applications de localisation par satellite, les systèmes de navigation par satellite ont pris une ampleur très importante dans les différents domaines ce qui a poussé les chercheurs à la création d'une gamme de nouveaux services particulièrement large et intéressant dans des secteurs variés [2]. Suite à une coopération et un travail de recherche intensif entre les chercheurs des États-Unis d'Amérique et de la communauté européenne, la modulation MBOC a été adoptée pour les futurs signaux GALILEO pour son signal open service (OS) à la fréquence L1 ainsi que le signal GPS (L1C) modernisé. Cette nouvelle modulation a été étudiée dans le but de créer un signal plus robuste en ce qui concerne les trajets multiples en utilisant des récepteurs de BOC(1,1) [3].

Dans ce chapitre, nous allons faire un aperçu sur les systèmes GNSS et les techniques de modulation BOC. Ainsi, nous allons détailler la modulation MBOC et ses implémentations, ainsi que ses différentes caractéristiques temporelles et fréquentielles.

I.2 Le système GNSS

GNSS est le nom générique des systèmes de navigation satellitaires fournissant une couverture globale de géo-positionnement. Il se repose sur une constellation de satellites artificiels qui permet de fournir à un utilisateur muni d'un récepteur ces données de positionnement. Le système GNSS associe plusieurs systèmes à couverture mondiale, tel que le système américain GPS, le système russe GLONASS et le système européen GALILEO.

I.3 Les composants des signaux GNSS

I.3.1 Message de navigation

Ce message contient des données bien définies qui sont nécessaires aux récepteurs pour effectuer leur calcul de position, et aux centres de contrôle sol pour faire les corrections sur ces positions et les communiquer par la suite aux satellites qui les renvoient aux récepteurs. Il est cadencé à une fréquence de 50 bits par seconde. Ces données comportent des éléments comme les almanachs, les éphémérides, les corrections d'horloge, et les paramètres de

correction ionosphérique. Toutes ces données sont transmises aux satellites avec un format standardisé [4].

I.3.2 Le code PRN

Les codes PRN sont aléatoirement composés des chiffres zéro et un, d'où leur nom pseudo random noise, Chaque code est propre à chaque satellite. Ils ont une allure aléatoire d'où leur nom PRN, Ils sont en fait une signature, calée temporellement, de chaque satellite. Un récepteur est donc capable à partir d'une portion de code PRN, de le reconnaître, et de savoir de quel satellite il provient et à quelle heure il a été émis. Le PRN est périodique sur une période finie, appelé « séquence PRN» Les séquences sont générées par un registre à décalage constitué d'une chaîne de n bascules synchronisées sur l'horloge. Alors, la séquence PRN a une période de longueur égale à $N = 2n - 1$. La longueur maximale d'un code PRN « N »:c'est la plus grande durée d'une période égale à $N = 2n - 1$. La séquence d'un code PRN d'une longueur maximale N de n chips peut être donnée comme suit :

$$s_t = c_{n-1}s_{t-1} \oplus c_{n-2}s_{t-2} \oplus \dots \oplus c_1s_{t-n+1} \oplus c_0s_{t-n} \quad (\text{I}, 1)$$

Où s_t est la valeur de la séquence à l'instant t , $C_n \in (0,1)$ sont des valeurs binaires aléatoires et \oplus indique l'addition modulo 2 (porte XOR). Pour une forme d'onde rectangulaire, elle peut être donnée comme suit:

$$c(t) = \sum_{n=0}^N c_n \text{rect}(t - nT_c) \quad \forall n \in N^* \quad (\text{I}, 2)$$

Où $\text{rect}(\cdot)$ est un signal élémentaire de type rectangulaire, d'amplitude 1, centré à l'origine et de durée un chip T_c [2].

Il existe différents types de code utilisés par le système GNSS:

A. Le code C/A (Coarse Acquisition)

Le signal GPS L1 C/A a été conçu pour détecter rapidement les signaux des satellites présents. Ce signal dont la porteuse est centrée à 1575,42 MHz est modulé par saut de phase binaire BPSK (pour Binary Phase Shift Keying) avec un PRN cadencé à 1,023 MHz et un message de navigation, noté NAV, au faible débit de 50 Hz. Le code PRN est constitué de 1023 bribes, se répétant donc à toutes les 1m [5].

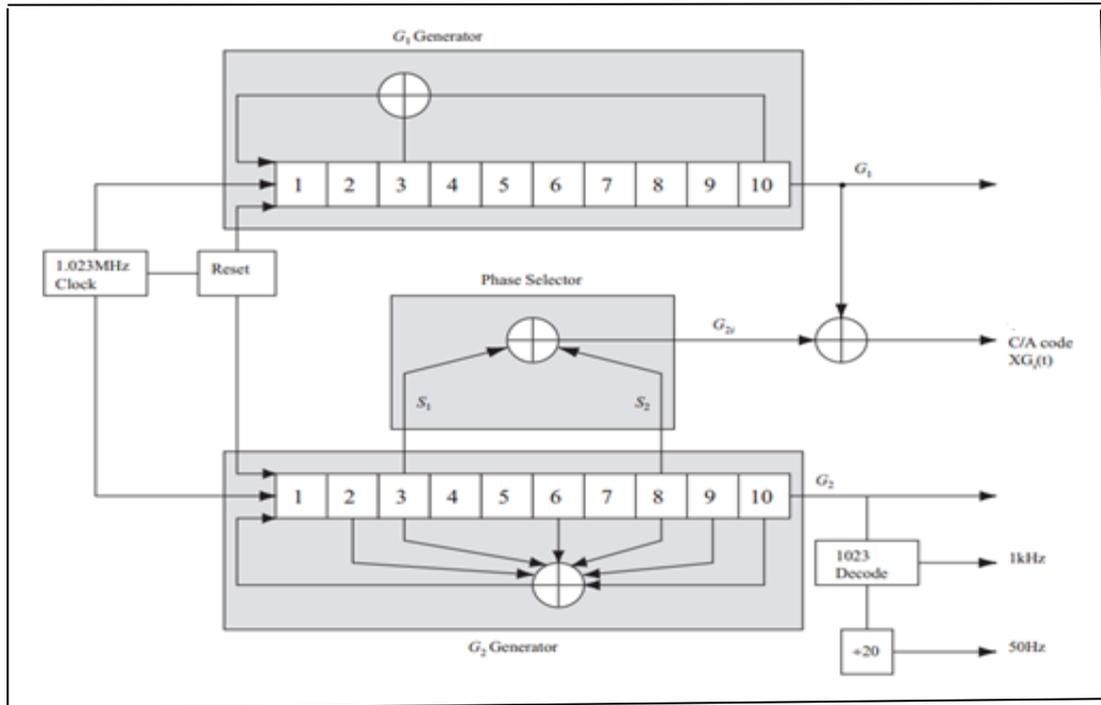


Figure I.1: Génération du code C/A.

La figure I.1 montre un synoptique simplifié de la génération du code C/A. Les deux registres à décalage G_1 et G_2 , de 10 étages sont cadencés à 1.023 MHz. Pratiquement, le décalage est réalisé par deux multiplexeurs sélectionnant deux sorties du registre G_2 . Ces deux sorties sont additionnées modulo 2 avant d'être à leur tour additionnées à la sortie du registre G_1 .

B. Le Code P

Le code militaire P est une séquence très longue de l'ordre de 720,213 gigabytes, ce qui correspond à 7 jours de transmission, et transmise à une fréquence de 10,23 MHz. Pour des raisons de sécurité militaire, ce code P peut être crypté par l'adjonction d'un code supplémentaire, qui formera ce que l'on appelle le code Y. Le code P module à la fois la fréquence L_1 et la fréquence L_2 [6].

C. Le Code M

C'est un signal destiné aux applications militaires. Il est modulé par un signal BOC(10,5) et transmis à la fois sur L_1 et L_2 [7].

I.3.3 La fonction de corrélation PRN

Le principe de positionnement est basé sur la corrélation de deux codes afin d'identifier la valeur du pic maximal de la fonction de corrélation (CF). Elle est obtenue en multipliant deux signaux, le premier est reçu en provenance du satellite, le second est généré localement par le

récepteur. L'importance de la corrélation réside autour du pic central qui a un rôle majeur dans le traitement des signaux[2]. Elle est donnée par la relation suivante:

$$R_C(\tau) = \int_0^{NT_C} c_i(t) c_j(t + \tau) dt \quad (I. 3)$$

Où $c_i(t)$ code reçu provenant du satellite, $c_j(t)$ code généré localement par le récepteur et tardé de τ . NT_C est la période du code. En connaissant la fonction CF d'une fenêtre rectangulaire d'ouverture $2T_C$ comme étant un triangle donné par :

$$R_{rect}(\tau) = \begin{cases} A \left(1 - \frac{|\tau|}{T_C}\right), & \text{pour } |\tau| \leq T_C \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (I. 4)$$

Où A est l'amplitude.

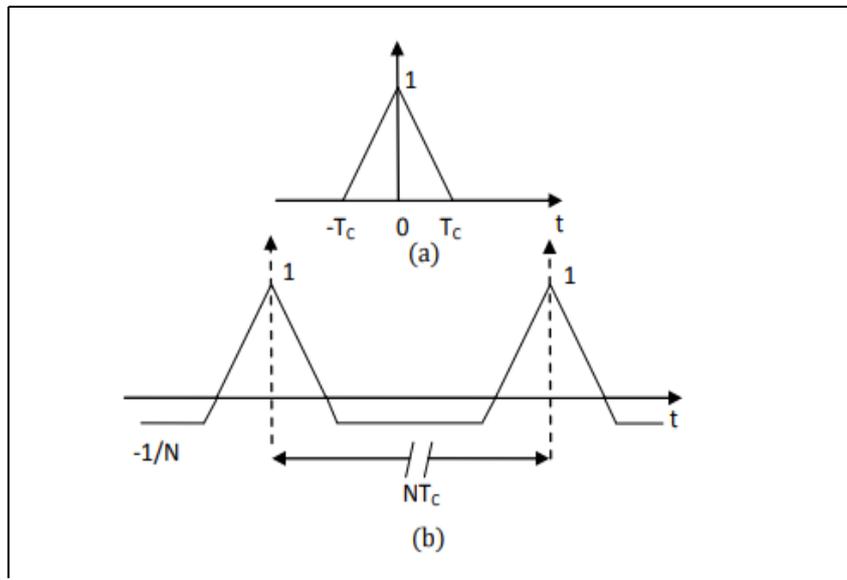


Figure 1.2: CF d'une fenêtre rectangulaire (a) et d'un code PRN(b) [3]. Spectre de puissance du code PRN

La densité spectrale de puissance représente la répartition de la puissance d'un signal en fonction des fréquences qui le composent. C'est la transformée de fourrier de la CF, elle est représentée par la relation suivante

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (I. 5)$$

La transformée de Fourier de (1.4) est :

$$S_{rec}(f) = A^2 T_C \text{sinc}^2(\pi f T_C) \quad (I. 6)$$

La figure I.3 présente l'enveloppe de spectre de puissance

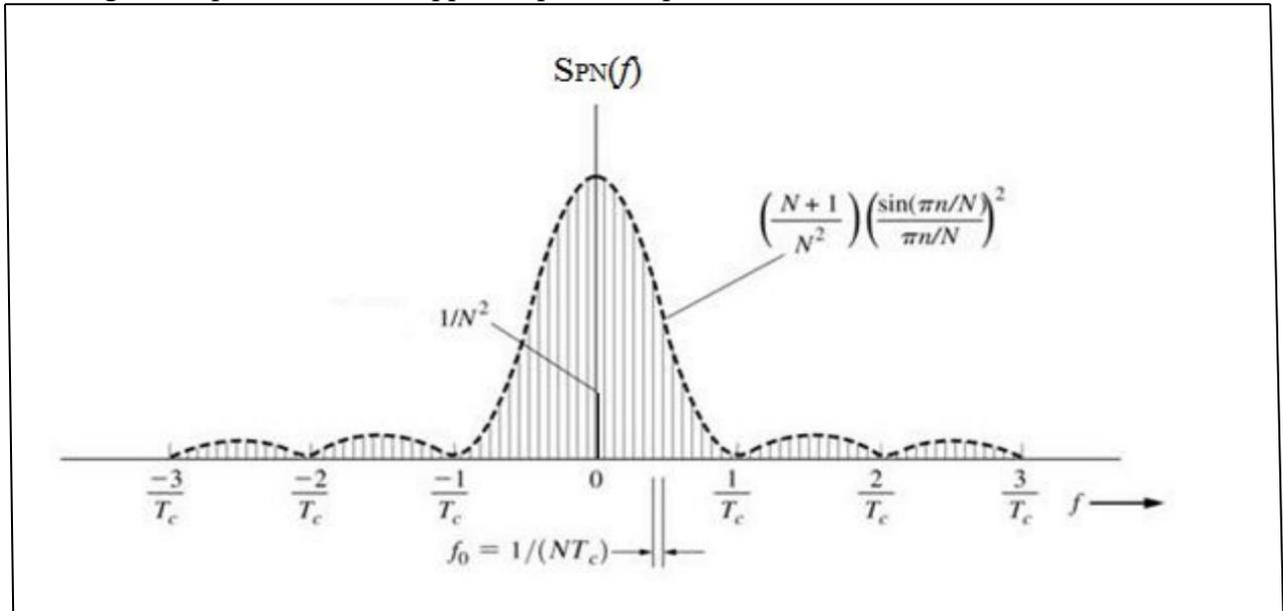


Figure I.3: Enveloppe de spectre de puissance.

I.4 Techniques de modulation GNSS

Les anciens systèmes utilisent la modulation PSK, mais avec le temps le système GNSS s'est modernisé et de nouvelles techniques de modulation ont vu le jour, c'est le cas de la modulation MBOC et ses variantes SinBOC (Sine-phased BOC) ,CosBOC (Cosine-phased BOC).

I.4.1 La modulation PSK

La modulation PSK désigne une famille de formes de modulations numériques qui ont pour principe de véhiculer l'information binaire via la phase d'un signal référence appelé porteuse. C'est la première modulation qui a été utilisée pour la navigation satellite.

I.4.1.1 La modulation BPSK

La modulation BPSK est la forme la plus utilisée du PSK car elle est la plus simple, elle utilise deux niveaux de déphasage de π pour les bites 0 et 1, son expression générale peut s'écrire de la façon suivante :

$$s(t) = A_c \sum_{-\infty}^{+\infty} \cos(2\pi f t + \varphi_c + \theta_{i,k}) p(t - kT) \quad (\text{I. 7})$$

Où A_c : Est l'amplitude.

φ_c : Est la phase d'offset.

$\theta_{i,k}$: Est le symbole binaire $\{\pm 1\}$.

$p(t)$: Est l'impulsion de mise en forme de la durée T.

k : Index numérote les symboles dans le temps. Il est pris de moins l'infini à plus l'infini car il s'agit d'une forme théorique.

Index (i) indique quel symbole est tiré de l'alphabet binaire $\{\pm 1\}$.

La notation BPSK(n) est utilisé pour désigné un signal BPSK(n) à un taux de code d'étalement $f_c = n \times f_0$, les figures I.4 et I.5 nous montrent la fonction de corrélation et la DSP d'un signal BPSK(1) et BPSK(10).

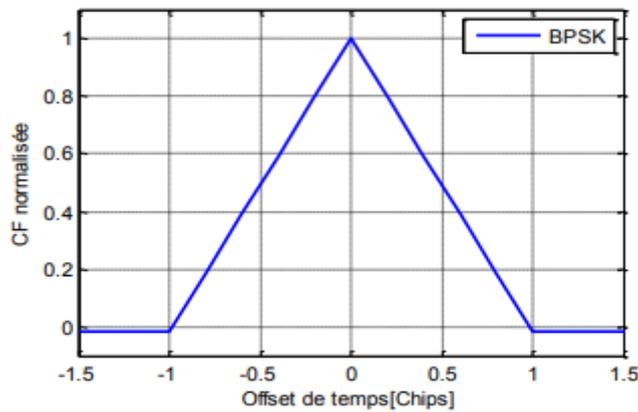


Figure I.4: Fonction de corrélation d'un signal BPSK(1).

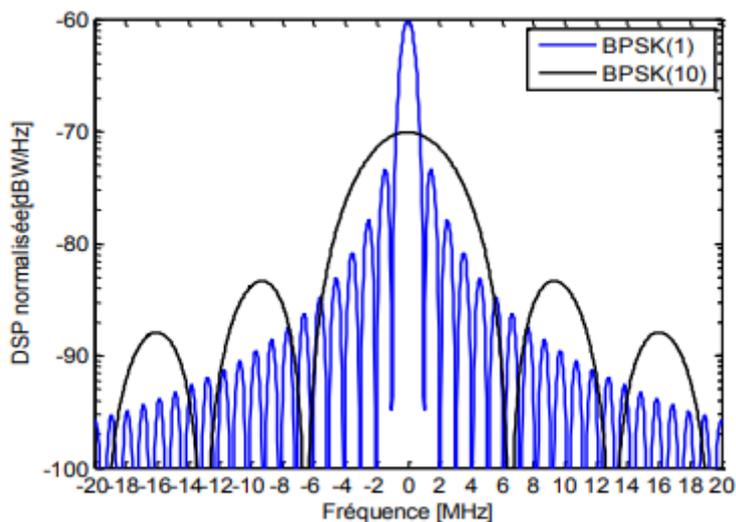


Figure I.5: DSP d'un signal BPSK(1) et BPSK(10).

I.4.2 La modulation BOC

BOC est une nouvelle technique de modulation utilisée par Galileo dans les systèmes de navigation par satellite, puis elle est adoptée par le système GNSS. Elle offre une meilleure résistance aux interférences, aux trajets multiples par rapport aux signaux GNSS traditionnels[7], bien que de bonnes performances peuvent être obtenues avec le code C/A, il a été reconnu qu'elles seront meilleures en utilisant une modulation d'étalement qui fournit plus de puissance à des fréquences élevées loin de la fréquence centrale, et permet d'améliorer le partage spectral de la largeur de la bande attribuée aux signaux existants.

Le signal modulé par BOC est le produit dans le domaine temporel d'un signal BPSK(n) à un taux de code d'étalement $f_c = n \times f_0$ et d'une sous-porteuse rectangulaire périodique $x(t)$ de fréquence $f_{SC} = m \times f_0$. Les deux signaux sont synchronisés avec une horloge commune d'une fréquence $f_0 = 1.023 \text{ MHz}$. Les paramètres f_c et f_{SC} peuvent aussi être donnés par

$$f_c = \frac{1}{T_c} \quad (\text{I. 8})$$

$$f_{SC} = \frac{1}{2T_{SC}} \quad (\text{I. 9})$$

Où T_c la durée d'un chip du code d'étalement et T_{SC} est la demi-période de la sous-porteuse. Un signal BOC est généralement noté par $BOC(f_{SC}, f_c)$ ou $BOC(m, n)$ ou encore $BOC(\alpha, \beta)$. Il peut être défini par le rapport $M = \frac{2f_{SC}}{f_c} = \frac{2m}{n}$, appelé ordre de modulation BOC ($M \in \mathbb{N}^*$). Par exemple, $M = 2$ représente les modulations BOC(1,1) et BOC(2,2), tandis que $M = 12$ représente par exemple les modulations BOC(6,2) et BOC(15,2.5). La figure(I.6) montre un exemple de génération de signal BOC.

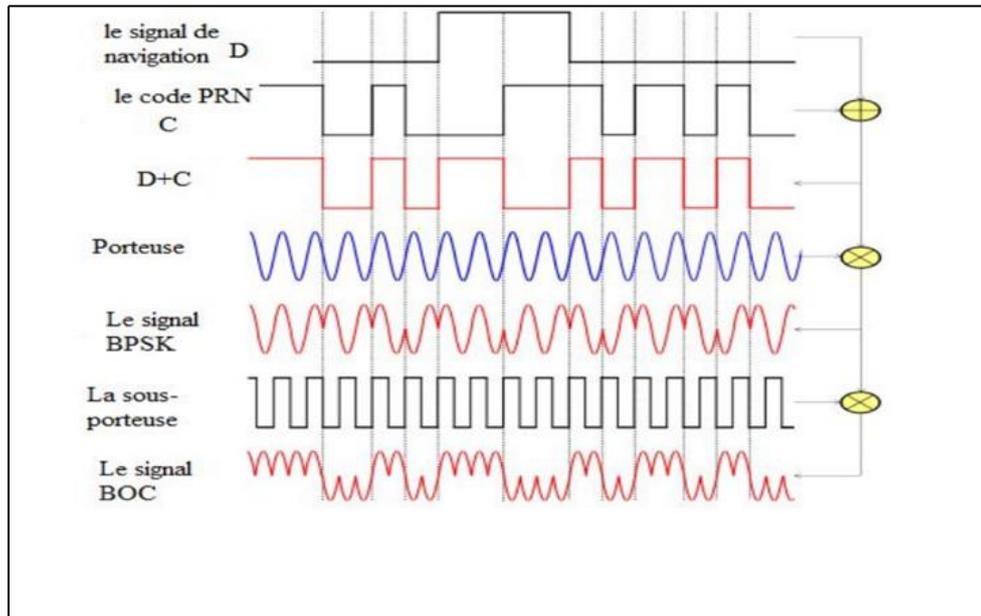


Figure I.6 : Generation d'un signal BOC

La sous-porteuse BOC est rectangulaire, elle possède deux types de synchronisation : une synchronisation sinus et une synchronisation cosinus, ce qui engendre deux types de modulation BOC ; nommées SinBOC et CosBOC, et notées respectivement BOC_S et BOC_C . La sous-porteuse peut être exprimée pour ces deux synchronisations comme suit :

$$x_{BOC_{S,C}}(t) = \text{sign}(\sin(2\pi f_{SC}t + \varphi_{S,C})) \quad (\text{I. 10})$$

Où $\text{sign}(\cdot)$ est la fonction signe (Il prend une valeur 1 si l'argument est positif et -1 si l'argument est négatif), $\varphi_S=0$ et $\varphi_C = \pi/2$ [2].

I.4.3 Le spectre de puissance de la modulation BOC

Suite à la multiplication d'un signal par une sous-porteuse BOC, le spectre du signal est divisé en deux parties formant deux lobes spectraux éloignés de la fréquence porteuse et présentant une faible énergie autour de cette dernière [7], comme le montre la figure I.7.

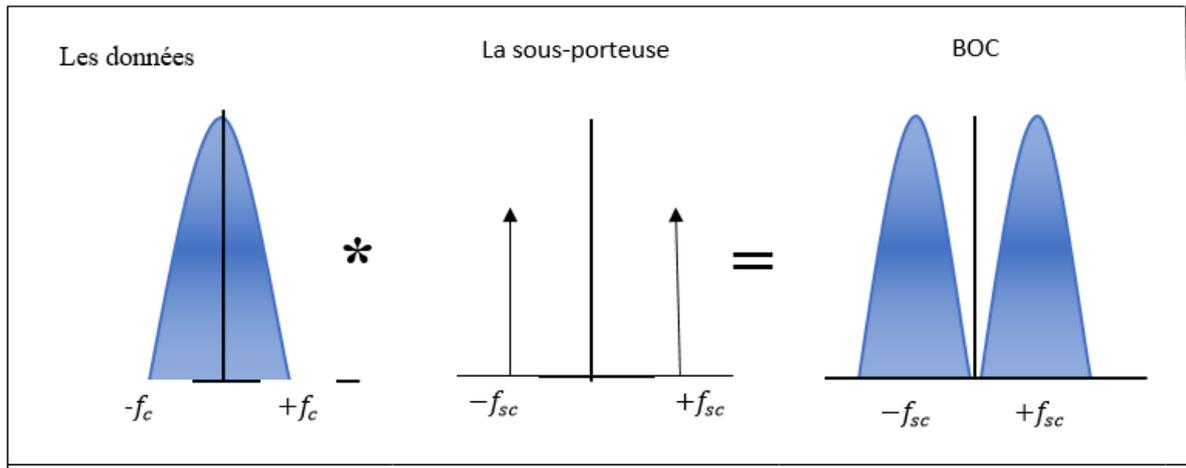


Figure 1.7: Représentation spectrale d'un signal BOC.

I.5 La modulation MBOC

MBOC est le résultat du multiplexage entre $BOC_s(n, n)$ et $BOC_s(m, n)$. Cette modulation a été adoptée en 2007 pour les signaux Galileo et GPS modernes, elle a été choisie pour améliorer la performance du signal L1 qui était BOC(1,1) et conserver un haut niveau de compatibilité, ce qui facilite la mise en œuvre des récepteurs, parmi les signaux sélectionnés il y'a le MBOC(4,1) et le MBOC(6,1).

A. MBOC(4,1)

Peu avant que le signal optimisé a été sélectionné, un autre signal était étudié comme une alternative potentielle au BOC (1,1), en raison de ses propriétés spectrales. Ce signal était MBOC (4,1) cependant il a été abandonné, car MBOC(6,1) a montré après un meilleur potentiel.

B. MBOC (6,1)

Les experts des États-Unis et de l'Europe ont recommandé la modulation MBOC(6,1) prouvant que cette dernière place une petite quantité de puissance supplémentaire au niveau des hautes fréquences, ce signal a été jugé satisfaisant par les deux parties [8].

I.5.1 Densité spectrale de puissance du signal MBOC

La modulation MBOC a été définie par sa densité spectrale de puissance, Elle est obtenue par la somme linéaire des DSP de $BOC_s(n, n)$ et $BOC_s(m, n)$, qui sont pondérées par les

coefficients w_1^2 et w_2^2 . La DSP normalisée totale du signal MBOC (canal pilote et donné), noté MBOC (m, n, w_2^2) est donnée par :

$$G_{MBOC}(f) = w_1^2 G_{BOC_S(n,n)}(f) + w_2^2 G_{BOC_S(m,n)}(f) \quad (I. 11)$$

Où les coefficients spécifiques w_1 et w_2 , avec la condition $w_1^2 + w_2^2 = 1$, représentent la puissance répartie entre les deux composantes BOC ou aussi les fractions de puissance allouées à chaque composante du signal.

Le signal MBOC a été défini pour les signaux Galileo E1 OS et GPS L1C comme étant la combinaison des spectres des signaux $BOC_S(1,1)$ et $BOC_S(6,1)$. La notation présentée est MBOC $(6,1,1/11)$, et le rapport $1/11$ représente la puissance dédoublée entre le BOC $(1,1)$ et BOC $(6,1)$ des composants de spectre comme donnés par :

$$G_{MBOC}(f) = \left(\frac{10}{11}\right) G_{BOC_S(1,1)}(f) + \left(\frac{1}{11}\right) G_{BOC_S(6,1)}(f) \quad (I. 12)$$

En regardant l'enveloppe de la densité spectrale du signal MBOC $(6,1,1/11)$, on remarque que la puissance de fréquence plus élevée, par rapport à celle du BOC $(1,1)$, notamment autour des hautes fréquences (± 6 MHz), comme le montre la figure I.8. Ceci va procurer une corrélation plus étroite, et c'est grâce à cette propriété que les performances sont meilleures en termes de résistance au bruit et aux trajets multiples [9].

La figure I.8 représente les DSPs des signaux $BOC_S(1,1)$ et $MBOC(6.1.1/11)$.

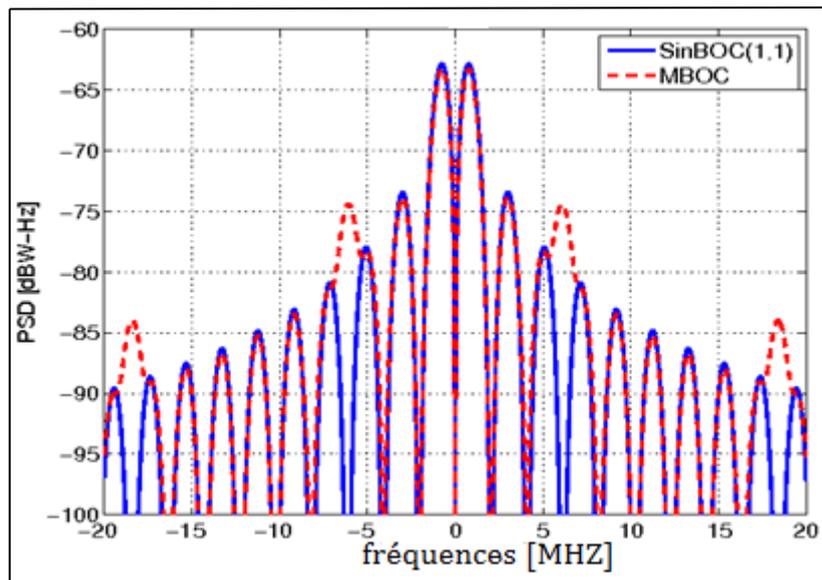


Figure I.8: DSPs des signaux $BOC_S(1,1)$ et $MBOC(6.1.1/11)$.

I.5.2 Fonction de corrélation du signal MBOC

Comme le montre la figure I.7, le pic de la CF du signal MBOC est particulièrement plus étroit par rapport à la CF de BPSK(1) et BOC(1,1), ce qui donne de meilleures performances du signal en termes de précision de poursuite et acquisition, ainsi qu'une bonne séparation spectrale [8].

La figure I.9 représente les fonctions de corrélation des signaux BPSK(1), BOC(1,1) et MBOC (6,1,1/11).

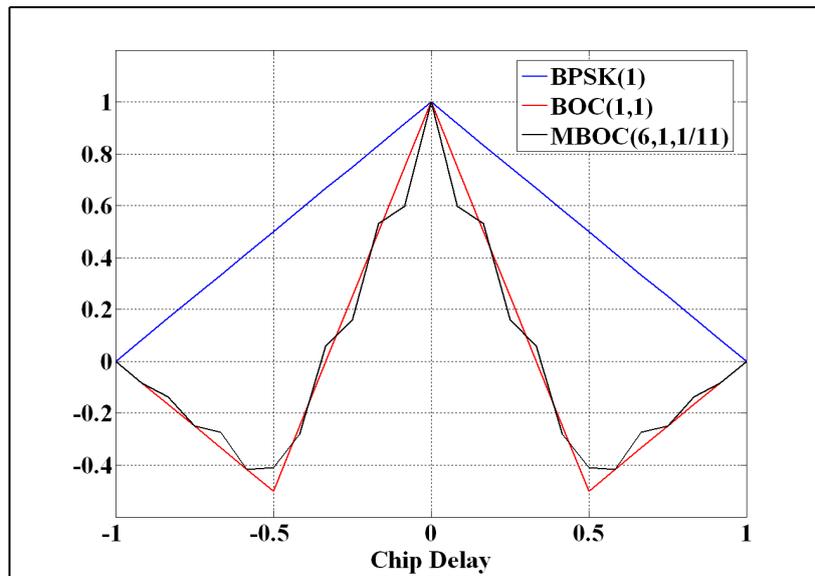


Figure I.9: Les CF des signaux BPSK(1), BOC(1,1) et MBOC (6,1,1/11).

I.5.3 Propriétés spectrales des signaux MBOC

C'est une mesure spectrale importante pour tout signal satellite, elle est définie par son coefficient de séparation spectrale SSC avec un autre satellitesignaux. Plus le SSC est bas, meilleure est la séparation spectral entre les signaux que nous avons. La SSC entre deux signaux dans une largeur de bande finie complexe (double face) B_T est définie par[10] :

$$SSC = \int_{-B_T/2}^{B_T/2} P_1(f)P_2(f)df \quad (I. 13)$$

Où

B_T : Largeur de bande.

$P_1(f)$: DSP du premier signal.

$P_2(f)$: DSP du deuxième signal.

Une autre valeur spectrale est aussi utilisée pour caractériser la capacité d'un signal satellite à fonctionner à faible puissance, le niveau est la valeur maximale du spectre (MVS) est définie par :

$$m_{MVS} = \max_{f \in B_T} P_n \quad (I. 14)$$

Avec

$n=1,2$: désigne le $n^{ième}$ signal.

Plus le MVS est petit, meilleure est la modulation correspondante, car il permet aux signaux modulés d'être transmis à une puissance plus élevée avec moins de perturbation du bruit de fond.

Enfin, la largeur de bande moyenne quadratique moyenne (RMS) est une mesure de capacités de suivi du retard du signal, plus le RMS est élevé, plus la variance du suivi du retard est faible elle est donnée par la relation suivante:

$$RMS = \int_{-B_T/2}^{B_T/2} f^2 P_n(f) df \quad (I. 15)$$

La figure I.10 illustre le pourcentage de puissance du signal contenu dans une bande passante pour les signaux MBOC SinBOC(1,1) et SinBOC(6,1) [10].

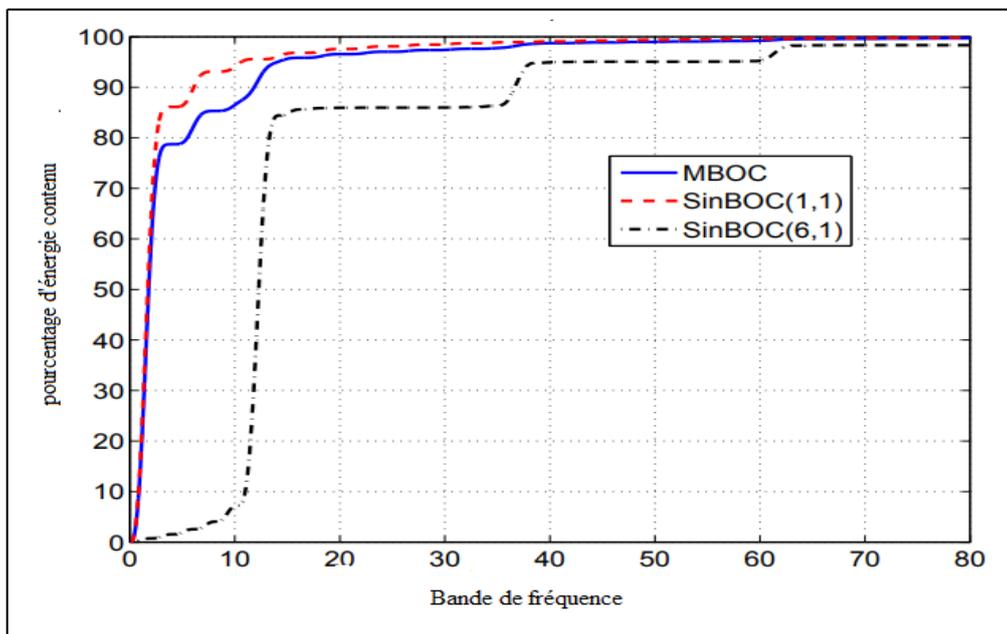


Figure I.10: Limitation de puissance pour les signaux modulés MBOC et BOC.

Après avoir défini la densité spectrale de puissance du MBOC, c'est le moment de parler de l'implémentation de ce signal. En effet des représentations temporelles différentes aboutissent à la même densité spectrale de puissance. À cet effet un accord entre l'UE et les États-Unis

ont laissé la liberté aux deux parties de mettre en œuvre leur solution selon leur propre conception.

I.5.4 Implémentations du MBOC dans le domaine temporel

La forme d'onde MBOC, correspondante à l'adhésion indépendante des canaux pilote et données. Une variété de formes d'onde peut être employée pour produire le MBOC(6,1,1/11). Dans cette section, nous décrirons deux approches différentes de la MBOC : BOC multiplexé dans le temps, noté TMBOC et BOC composé, noté CBOC, avec de diverses applications de chaque approche. Bien que toutes les deux puissent produire le MBOC, TMBOC et CBOC représentent deux réalisations fondamentalement différentes [8].

I.5.4.1 Implémentation CBOC

Le composite BOC est la solution proposée par Galileo pour l'Open Service en E1/L1. C'est une implémentation particulière du MBOC. Une éventuelle mise en œuvre du CBOC est formée de la somme pesée de BOC(1,1) et de BOC(6,1) multiplexés pour former un signal à enveloppe constante. CBOC peut être mis en application en utilisant des symboles de quatre niveaux constitués par la somme de pesée de SinBOC (1,1) et de SinBOC (6,1)[7]

LA figure I.11 représente la mise en œuvre du multiplexage temporel du CBOC.

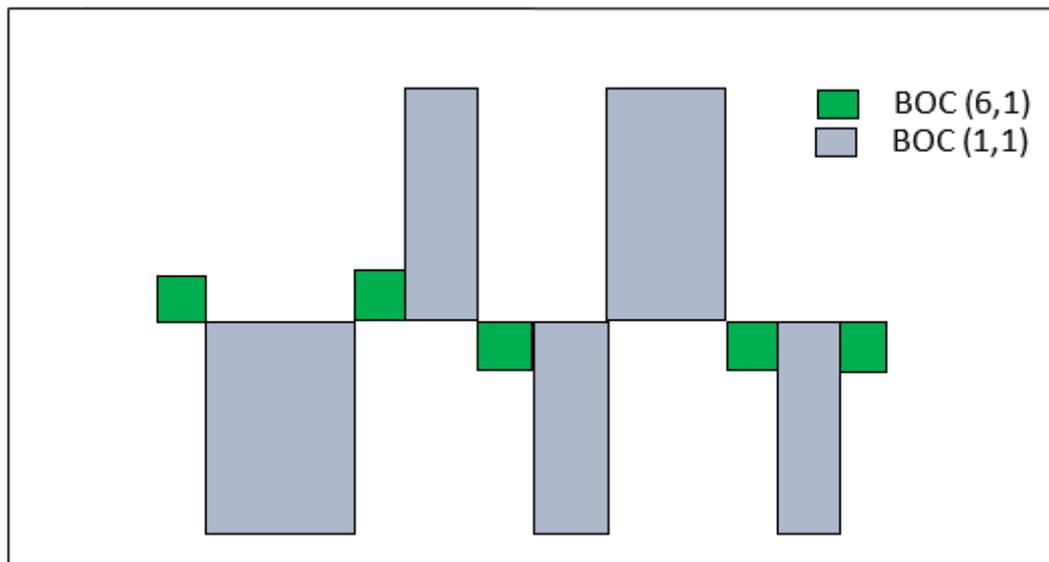


Figure I.11: Multiplexage temporel pseudo-aléatoire de BOC (6,1) et BOC (1,1) dans la solution CBOC.

Le signal CBOC est donc généré par la combinaison linéaire des signaux synchronisés $BOC_S(n, n)$ et $BOC_S(m, n)$, noté $CBOC(m, n, \zeta, \sigma_K)$, il est exprimé pour les deux canaux P et D [3] par,

$$x_{CBOC(m, n, \zeta, \sigma_K)} = c(t) \cdot d(t) \gamma_K \left[\sqrt{1 - \zeta} x_{BOC_S(n, n)}(t) + \sigma_K \sqrt{\zeta} x_{BOC_S(m, n)}(t) \right] \quad (I. 16)$$

Où $c(t)$ et $d(t)$ sont respectivement le code d'étalement PRN et le message de navigation ($d(t) = 1$ dans le cas d'un signal pilote). Les valeurs $\sqrt{1 - \zeta}$ et $\sqrt{\zeta}$ sont les coefficients de puissance qui définissent l'allocation de puissance de chaque composante avec $\sqrt{1 - \zeta} < \sqrt{\zeta}$. Le facteur de pondération réel ζ est lié à la répartition de puissance entre les deux canaux D et P par la relation $w_1^2 = 1 - \zeta$, γ_K est la fraction d'allocation de puissance. Le paramètre $\sigma_K \in (0, -1, +1, \pm 1)$ implique la présence et le signe de la composante $BOC(m, n)$ dans les canaux D et P avec $k \in (D, P)$. Par conséquent, différentes options de l'implémentation CBOC sont possibles. Le tableau I.1 présente certaines options de l'implémentation CBOC qui sont liées à la répartition de la puissance entre les canaux D et P d'un signal CBOC. On peut remarquer que le signal CBOC n'est pas toujours celui qui existe dans les deux canaux D et P. CBOC (6,1,1/11,+), avec 50% de puissance répartie entre D et P a été recommandée pour le signal Galileo E1 OS. La DSP résultante est donnée par :

$$G_{MBOC}(f) = \frac{1}{2} G_{P,D}(f) + \frac{1}{2} G_{P,D}(f) \quad (I. 17)$$

Où

$$G_{P,D}(f) = \frac{10}{11} G_{BOC_S(1,1)}(f) + \frac{1}{11} G_{BOC_S(6,1)}(f) \quad (I. 18)$$

Alors

$$\begin{aligned} G_{CBOC}(f) &= \frac{10}{11} G_{BOC_S(1,1)}(f) + \frac{1}{11} G_{BOC_S(6,1)}(f) \\ &= \frac{10}{11} f_c \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_c}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{2f_c}\right)}{\pi f \cos\left(\frac{\pi f}{2f_c}\right)} \right]^2 + \frac{1}{11} f_c \left[\frac{\sin f \sin\left(\frac{\pi f}{12f_c}\right)}{\pi f \cos\left(\frac{\pi f}{12f_c}\right)} \right]^2 \\ &= \frac{f_c}{11\pi^2 f^2} \sin^2\left(\frac{\pi f}{f_c}\right) \left[10 \tan^2\left(\frac{\pi f}{2f_c}\right) + \tan^2\left(\frac{\pi f}{12f_c}\right) \right] \end{aligned} \quad (I. 19)$$

Avec : $f_c = 1.023 \text{ MHz}$

Les deux composantes P et D du signal CBOC s'expriment par:

$$x_{CBOC(6,1,1/11,+)}^D = c(t) \cdot d(t) \gamma_D \left(\sqrt{10/11} x_{BOCS(1,1)}(t) + \sqrt{1/11} x_{BOCS(6,1)}(t) \right) \quad (I. 20)$$

Et :

$$x_{CBOC(6,1,1/11,-)}^P = c(t) \cdot d(t) \gamma_P \left(\sqrt{10/11} x_{BOCS(1,1)}(t) - \sqrt{1/11} x_{BOCS(6,1)}(t) \right) \quad (I. 21)$$

Par conséquent, le signal modulé en MBOC peut être exprimé, à partir des composantes du signal CBOC, comme suit:

$$x_{MBOC}(t) = x_{CBOC(6,1,1/11,+)}^D + x_{CBOC(6,1,1/11,-)}^P \quad (I. 22)$$

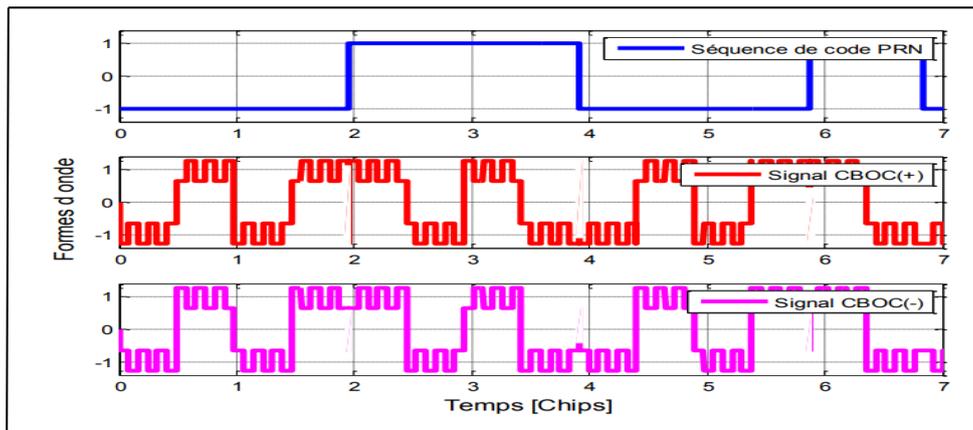


Figure I.12: Exemples des formes d'onde de CBOC (6,1,1/11,+) et CBOC(6,1,1/11,-) avec une séquence de code d'étalement.

Le tableau I.1 montre une sélection possible de paramètres associés à la répartition de puissances entre les canaux donnée et pilote.

Tableau I.1 Options possibles pour la mise en oeuvre du signal MBOC par moyens de modulation CBOC.

Canal pilote	Canal données	Pourcentage pour le canal pilote
CBOC(6,1,1/11)	CBOC(6,1,1/11)	75%
CBOC(6,1,4/33)	BOC(1,1)	75%
CBOC(6,1,1/11)	CBOC(6,1,1/11)	50%
CBOC(6,1,1/11)	BOC(1,1)	50%

➤ Génération de l'implémentation CBOC de MBOC :

La génération du signal E1 CBOC de MBOC peut être visualisée comme le montre la figure I.13.

Le signal Galileo E1 comporte les composants E1-B et E1-C et est transmis dans la bande de fréquence E1. Le signal E1 fournit le message d'I/Nav assure le service de sûreté de la vie (SOL), et le service ouvert (OS).

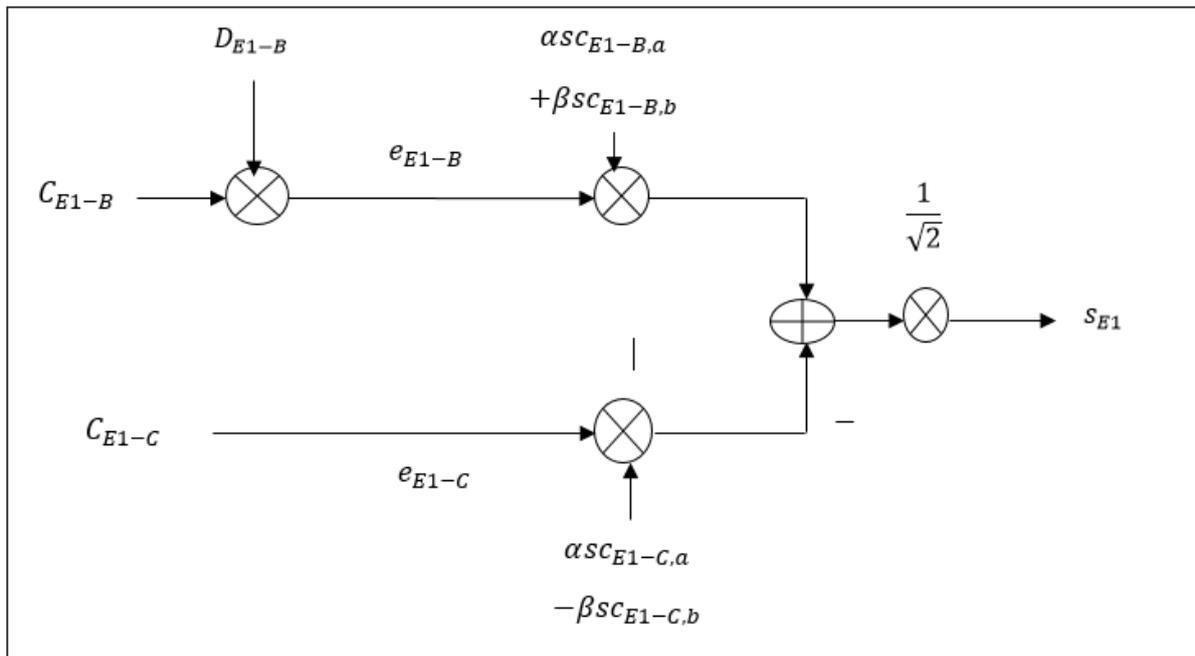


Figure I.13 :Génération du signal E1.

Les composants de signal E1 CBOC sont produits comme suit:

- e_{E1-B} : flux de données de navigation d'I/Nav D_{E1-B} . et le code C_{E1-B} , ils sont modulés avec les sous porteuses $\alpha SC_{E1-B,a}$ et $\beta SC_{E1-B,b}$.
- e_{E1-C} : (composant pilote) constitué à partir du code C_{E1-C} comprenant son code secondaire, et modulé avec les sous porteuses $\alpha SC_{E1-C,a}$ et $-\beta SC_{E1-C,b}$. Des formulations mathématiques de ces composants sont données par l'équation [8] :

$$e_{E1-B}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [e_{E1-B}, |i|_{L_{L1-B}} D_{E1-B}, [i]_{DC_{E1-B}} \text{rect}_{T_{C,E1-B}}(t - T_{C,E1-B})] \quad (\text{I. 23})$$

$$e_{E1-C}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [C_{E1-C}, |i|_{L_{L1-B}} \text{rect}_{T_{C,E1-C}}(t - T_{C,E1-C})] \quad (\text{I. 24})$$

Le signal composé est alors produit selon l'équation ci-dessous, avec les composants

binaires $e_{E1-B}(t)$ et $e_{E1-C}(t)$ [8] :

$$s_{E1}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} (e_{E1-B}(t) (\alpha sc_{E1-B,a}(t) + \beta sc_{E1-B,b}(t)) - e_{E1-C}(t) (\alpha sc_{E1-C,a}(t) + \beta sc_{E1-C,b}(t))) \quad (I. 25)$$

Avec :

$$sc_X = \text{sgn}(\sin(2\pi R_{S,X}t))$$

Les paramètres α et β sont choisis en fonction de la puissance combinée des deux sous porteuses $sc_{E1-B,a}$ et $sc_{E1-B,b}$, soient :

$$\alpha = \sqrt{\frac{10}{11}} \quad \beta = \sqrt{\frac{1}{11}}$$

I.5.4.2 Implémentation TMBOC

Le signal TMBOC est formé à partir d'un mode de multiplexage temporel spécifique entre les symboles d'étalement (n) et (m) [2]. Il est divisé en blocs de N symboles. La sous-porteuse TMBOC est périodique, de période NT_C . Dans le bloc $B1$ de longueur L (hors N) chips de code d'étalement, on emploie la composante (n) et dans le bloc $B2$ de longueur $L - N$ restant on emploie la composante $BOC(m,n)$. On définit le signal TMBOC par :

$$x_{TMBOC(m,n,\zeta)}(t) = \begin{cases} x_{BOC_S(n,n)}(t) & t \text{ mod } NT_C \in B_1 \\ x_{BOC_S(m,n)}(t) & t \text{ mod } NT_C \in B_2 \end{cases} \quad (I. 26)$$

Où mod désigne l'opérateur modulo. Dans la modulation TMBOC, le paramètre ζ est égal à $1 - L/N = \text{length}(B_2)$. Cette division dans le domaine temporel peut être individuellement appliquée pour les deux canaux P et D. Le choix des valeurs de N et L dépend du pourcentage de puissance désiré du canal P par rapport au canal D. La figure I.14 montre ensuite un exemple de cette mise en œuvre, avec les symboles d'étalement BOC (6,1) aux emplacements 1, 5, 7 et 30 de chacun des 33 emplacements de symboles d'étalement.

La figure I. 14. montre un exemple de série temporelle d'étalement TMBOC (6, 1, 4/33), avec tous les symboles d'étalement BOC (6,1) dans la composante de puissance de pilotage de 75.

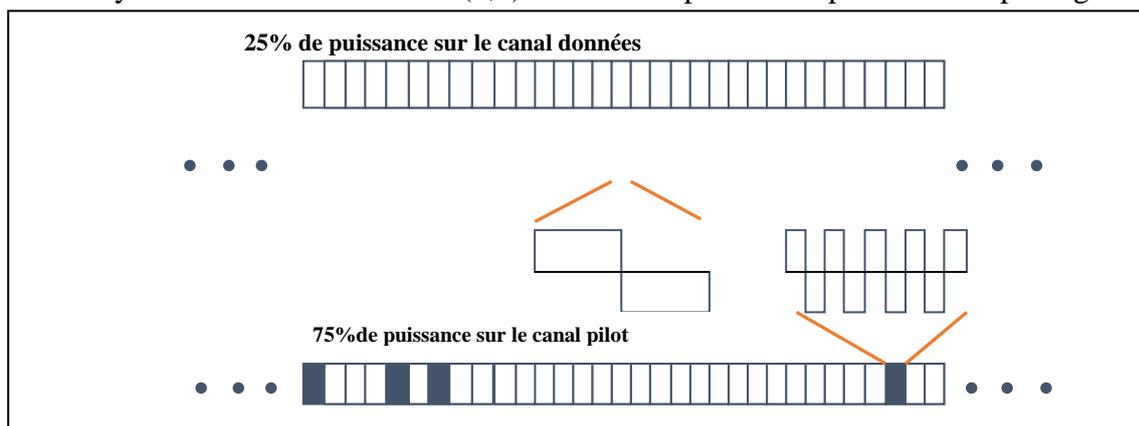


Figure I.14 : Exemple de série temporelle d'étalement TMBOC (6, 1, 4/33), avec tous les symboles d'étalement BOC (6,1) dans la composante de puissance de pilotage de 75.

Les canaux, pilote et données, peuvent être formés en utilisant différentes séquences d'étalement, et la puissance totale du signal peut être divisée de façon différente entre les deux canaux, alors différentes réalisations de TMBOC sont possibles. Parmi les propositions, un partage de 75% puissance sur le canal pilote et 25% sur le canal de données a été faite. Cela mène à 29/33 BOC(1,1) et 4/33 de BOC(6,1) adoptant TMBOC (6,1,4/33). La DSP résultante est donnée par les relations suites :

$$G_{MBOC}(f) = \frac{3}{4}G_P(f) + \frac{1}{4}G_D(f) \quad (I. 27)$$

Où

$$G_P(f) = \frac{3}{4}G_P(f) + \frac{1}{4}G_{BOCS(6,1)}(f) \quad (I. 28)$$

$$G_D(f) = \frac{29}{33}G_{BOCS(1,1)}(f) \quad (I. 29)$$

Alors :

$$G_{TMBOC}(f) = \frac{10}{11}G_{BOCS(1,1)}(f) + \frac{1}{11}G_{BOCS(6,1)}(f) \quad (I. 30)$$

Le Tableau I.2 suivant montre les différentes implémentations possibles du TMBOC, tandis que La figure I.15 démontre d'onde TMBOC (6,1,4/33) avec une séquence de codes d'étalement.

Tableau I.2 : Différentes implémentations possibles du TMBOC.

Pourcentage sur canal Pilote	Canal Donnée	Canal Pilot
TMBOC(6,1,1/11)	TMBOC(6,1,1/11)	75 %
TMBOC(6,1,4/33)	BOC(1,1)	75 %
TMBOC(6,1,1/11)	TMBOC(6,1,1/11)	50 %
TMBOC(6,1,1/11)	BOC(1,1)	50 %

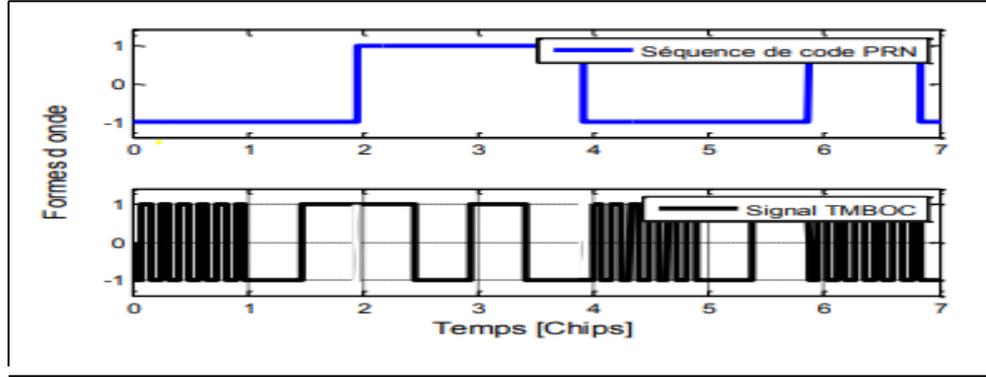


Figure I.15 : Exemples des formes d'onde TMBOC (6, 1,4/33) avec une séquence de code d'étalement.

I.5.5 Fonctions de corrélation des signaux modulés en MBOC

Les CF_S des implémentations d'un signal MBOC, CBOC et TMBOC, sont données en terme de signe σ_K associé au signal $BOC_S(m, n)$ dans les canaux D et P pour $\sigma_K = \{-1, +1\}$, [12].

$$R_{CBOC(m,n,\zeta,\sigma_k)}(\tau) = \zeta R_m(\tau) + (1 - \zeta) R_n(\tau) + 2\sigma_k (\sqrt{\zeta(1 - \zeta)}) R_{m/n}(\tau) \quad (I. 31)$$

Et pour $\sigma_k = \{\pm 1\}$:

$$R_{CBOC(m,n,\zeta,\sigma_k)}(\tau) = \zeta R_m(\tau) + (1 - \zeta) R_n(\tau) \quad (I. 32)$$

Où la CF_S de TMBOC est la même que celle d'un signal CBOC(m, n, ζ, \pm). R_m et R_n sont respectivement les CF_S des signaux $BOC_S(m, n)$ et $BOC_S(n, n)$ et le terme $R_{m/n}$ représente l'intercorrélation entre eux. En effet, ce terme indésirable peut être enlevé par l'alternance du signe entre les canaux P et D ($\sigma_k = \pm$) qui est le cas optimal d'un signal MBOC. Alors, la CF optimale d'un signal MBOC (6,1,1/11, ± 1) peut être donnée par,

$$R_{MBOC(6,1,1/11,\pm 1)}(\tau) = \frac{10}{11} R_{BOC(1,1)}(\tau) + \frac{1}{11} R_{BOC(6,1)}(\tau) \quad (I. 33)$$

La figure I.16 ci-dessous les formes des CFs normalisées pour les implémentations CBOC et TMBOC pour différentes options, et en supposant une bande de pré-corrélation infinie. On peut voir, d'après cette figure, que les CF_S des implémentations MBOC sont presque les mêmes et leurs pics principaux sont plus étroits en comparaison avec celui du signal $BOC_S(1,1)$. Ceci est le résultat du taux élevé du signal $BOC_S(6,1)$, ce qui va améliorer les performances des signaux modulés en MBOC [2].

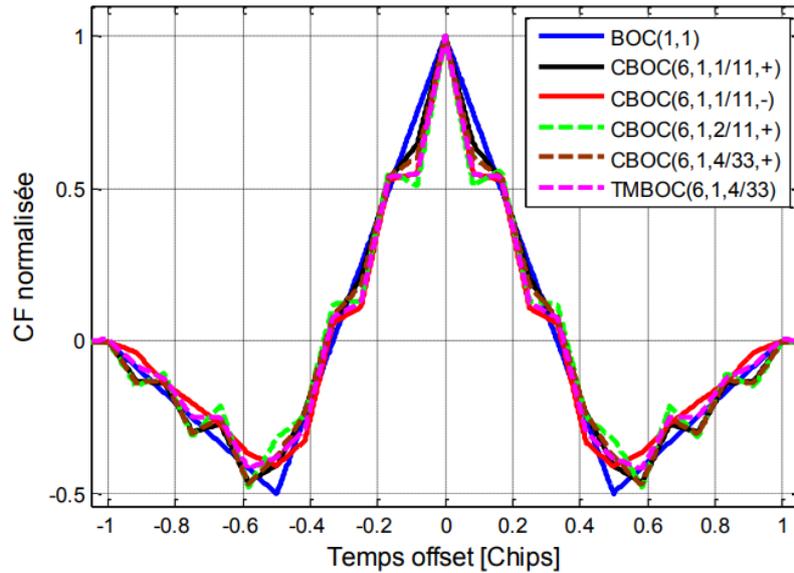


Figure I.16: CFs normalisées des signaux CBOC, TMBOC et BOC_s

I.5.6 Avantages et inconvénients la modulation MBOC

La modulation MBOC a plusieurs avantages par rapport aux modulations classiques mais elle a aussi un inconvénient majeur [6].

A. Avantages

- Offre la possibilité de coexistence des signaux de différents systèmes sur des fréquences déjà utilisées.
- Sa fonction de corrélation plus étroite conduit à de meilleures performances en termes de résistance aux bruits et aux trajets multiples.
- Sa bande spectrale est plus large donc plus résistante aux interférences.

B. Inconvénients

Malheureusement, ce type de modulation présente un inconvénient majeur est lié à la présence des pics secondaires dans les CFs. Ces derniers peuvent causer un problème d'ambiguïté au niveau de la réception et plus spécialement au niveau des boucles de poursuite de code.

Chapitre II

Systemes de réception et l'Influence des multitrajets

II. Chapitre II : Système de Réception et L'Influence des Multitrajets

II.1 Introduction

A la réception l'antenne capte des signaux atténués retardés et modifiés d'un certain nombre d'erreurs causés par divers phénomènes physiques liés à la traversé de l'ionosphère et de la troposphère. Afin de corrigé ces erreurs, l'étape primordiale consiste à détecter la présence du signal. Ceci est réalisé grâce à un circuit d'acquisition du signal. Dans ce chapitre nous allons voir les différentes perturbations lors de la propagation puis nous décrirons la chaine de réception avec l'architecture des modules utilisés. Ensuite en détaillant les processus de l'acquisition et de la poursuite du code des signaux reçu, pour distinguer les boucles à verrouillage de code (DLL) cohérentes et non-cohérentes et la boucle de poursuite de phase(PLL).pour enfin voir . L'expression de signal reçu en présence des multitrajets et leurs impacts sur la poursuite des codes cohérente.

II.2 Les facteurs perturbants lors de la propagation et la réception

II.2.1 L'effet Doppler

Lors de l'émission d'un signal, tout mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur provoque une modification de la fréquence du signal reçu : c'est le phénomène Doppler[15].

II.2.2 Synchronisation des horloges

Bien que les horloges embarquées à bord des satellites soient extrêmement précises et que les stations de contrôle surveillent leur synchronisation, elles peuvent être sujettes à de légères dérives et entraîner des erreurs affectant la précision de la position [6]. L'horloge du récepteur a rarement la même précision que celle des satellites. Seules les différences de temps entre satellites sont donc précises. Ce problème est résolu s'il y a suffisamment d'émetteurs (quatre satellites au minimum).

II.2.3 Effets atmosphériques (Troposphère et ionosphère) :

Les ondes ont des vitesses variables selon le milieu qu'elles traversent. La présence d'humidité et les modifications de pression de la troposphère modifient la vitesse et la direction de propagation des ondes radio. Certains récepteurs intègrent des modèles de correction.

Une autre couche traversée par les signaux : l'ionosphère. Cette couche ionisée par le rayonnement solaire va modifier la vitesse de propagation du signal. Pour corriger plus finement cet effet, certains récepteurs bi-fréquences utilisent les deux fréquences L1 et L2 qui ne sont pas affectées de la même manière pour recalculer plus précisément la position[6].

II.2.4 Les multitrajets :

Le phénomène de multi-trajet se produit lorsque le signal issu du satellite GNSS arrive au récepteur après avoir suivi un autre chemin que le trajet direct. C'est le cas d'au moins une réflexion sur une surface proche (figure I.21). À la réception, le signal reçu est un signal composite (la somme du LOS et un ou plusieurs autres signaux à trajets multiples qui sont retardés dans le temps). Ces signaux déforment le signal reçu et sa fonction de corrélation CF et entraînent des erreurs d'estimation des distances (satellite/utilisateur).

Alors, le retard d'un $m^{ième}$ signal multitrajets d'une longueur d_m par rapport au trajet direct d'une longueur d_0 peut s'exprimer par [5] :

$$\Delta\tau_m = \frac{d_m - d_0}{c} \quad (\text{II.1})$$

Avec C la vitesse de la lumière.

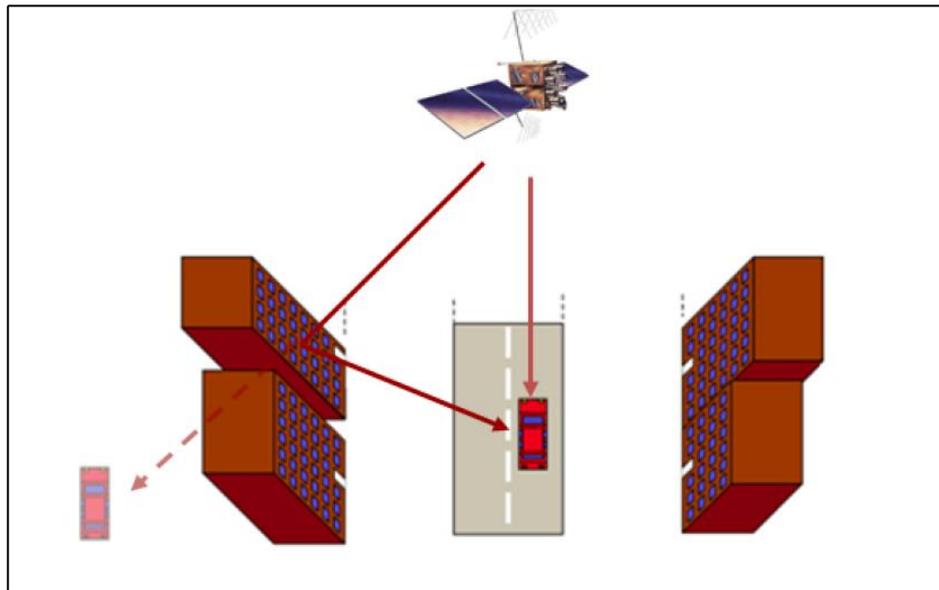


Figure II.1 : Illustration du phénomène de multitrajet.

II.3 Les systèmes de réception

À la réception, au niveau de l'antenne du récepteur, les caractéristiques des signaux à l'émission vont être modifiées du fait de leur propagation jusqu'à l'utilisateur.

II.3.1 Opérations réalisées par le récepteur

Entre la réception du signal et le calcul de la position de l'utilisateur, le récepteur doit effectuer plusieurs étapes pour extraire les informations nécessaires au "calcul du point". Le schéma bloc classique d'un récepteur est donné dans la figure I.14. Le bloc "Réception" se réfère au bloc de traitement classique du signal à la réception (c'est-à-dire numérisation du signal, séparation des voies I et Q etc). S'ensuivent alors deux étapes qui ont pour but de synchroniser le récepteur avec les signaux de navigation : l'acquisition (qui est réalisée en parallèle sur chacun des canaux de réception) et la poursuite (qui peut être ou non réalisée en parallèle selon le choix de l'architecture de poursuite)[13]. Ces deux étapes du processus de navigation sont détaillées dans les sections suivantes.

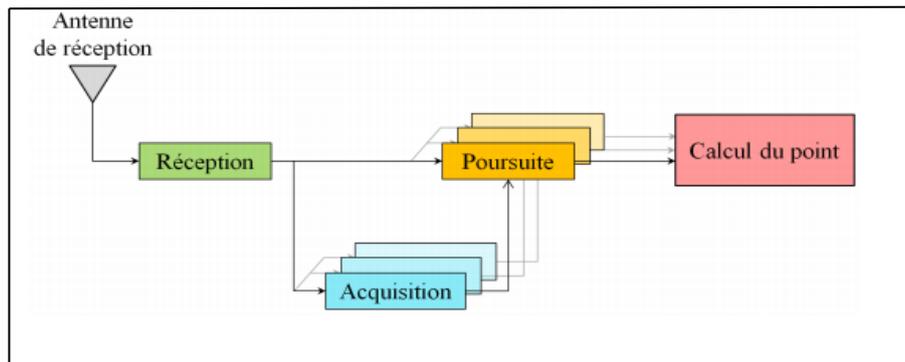


Figure II.2: Schéma bloc des opérations réalisées par le récepteur.

II.3.1.1 Acquisition des signaux

Afin de lancer le processus de poursuite du signal de navigation, le récepteur effectue une étape d'acquisition. Cette opération primordiale a pour but de détecter la présence du signal d'un satellite dans l'ensemble des signaux reçus par l'antenne du récepteur. L'acquisition permet également de déterminer le décalage du code et l'écart de fréquence provoqués par la propagation du signal et l'effet Doppler. Ces informations serviront par la suite d'initialisation pour les boucles de poursuite[13].

L'acquisition est une recherche temps-fréquence qui consiste à calculer, sur un ensemble de délais temps/fréquence, les différentes corrélations entre le signal reçu et une réplique locale affectée par un délai [14]. Le but de cette opération est double :

- Détecter la présence d'un satellite dans l'ensemble des signaux captés par l'antenne du récepteur.
- Déterminer, pour un satellite dont la présence a été détectée, le retard sur le code et la fréquence Doppler à la réception du signal associé afin d'initialiser les boucles de poursuite.

La phase de l'acquisition de code, se déclenche après un temps d'attente qui dépend de l'acquisition des données, L'acquisition du code permet de détecter la présence du signal d'un émetteur GNSS. Ceci est réalisé grâce à un circuit d'acquisition du signal. Le but d'un tel circuit est de mesurer le déphasage du code qui lui parvient et le décalage de fréquence du signal reçu. L'acquisition du code et de la porteuse se réalise généralement en parallèle afin d'extraire au plus vite les informations nécessaires.

II.3.1.2 Poursuite des signaux GNSS

$$\int_{-\frac{T_C}{2}}^{\frac{T_C}{2}} c(t - \tau) c\left(t - \hat{\tau} - \frac{\Delta\tau}{2}\right) dt = R\left(\tau - \hat{\tau} - \frac{\Delta\tau}{2}\right) \quad (\text{II. 3})$$

$$\int_{-\frac{T_C}{2}}^{\frac{T_C}{2}} c(t - \tau) c\left(t - \hat{\tau} + \frac{\Delta\tau}{2}\right) dt = R\left(\tau - \hat{\tau} + \frac{\Delta\tau}{2}\right) \quad (\text{II. 4})$$

Où $R(\tau - \hat{\tau} - \Delta\tau)$ et $R(\tau - \hat{\tau} + \Delta\tau)$ sont les CF avance et retard, notées respectivement par $R_E(\Delta\hat{\tau})$ et $R_L(\Delta\hat{\tau})$ tel que $\Delta\hat{\tau} = \tau - \hat{\tau}$, et l'espacement de chip entre corrélateurs E-L est $\Delta\tau$.

II.4 Boucles de poursuite

Dans cette section, nous allons plus détailler les boucles de poursuite, PLL et DLL.

II.4.1 Boucle de poursuite de phase PLL

Dans le cadre de poursuite d'un signal GNSS, la PLL est un système asservi qui va synchroniser la phase d'un signal généré localement au niveau du récepteur (appelé "réplique locale") à la phase du signal de navigation reçu [11]. Plus précisément, la PLL se compose de plusieurs étapes distinctes qui, une fois bouclées, permettent d'estimer au cours du temps la phase du signal reçu. Ces étapes, au nombre de cinq, sont les suivantes :

- Une étape de **corrélacion** entre le signal reçu et la réplique locale (aussi appelée étape de pré-détection). Cette opération va permettre de comparer le signal reçu avec la réplique locale.
- Une étape d'**extraction de phase** réalisée par un discriminateur de phase qui va permettre de mesurer l'erreur d'estimation de phase en sortie de corrélation.
- Une étape de **filtrage** qui va filtrer le bruit sur l'erreur d'estimation.
- Une étape d'**intégration** qui va mettre à jour l'estimation de phase.
- Une étape de **génération** qui a pour but de créer une réplique locale mise à jour qui va pouvoir être utilisée lors de l'étape de corrélation de la prochaine itération.

Ces étapes sont expliquées par le schéma bloc de la figure I.19.

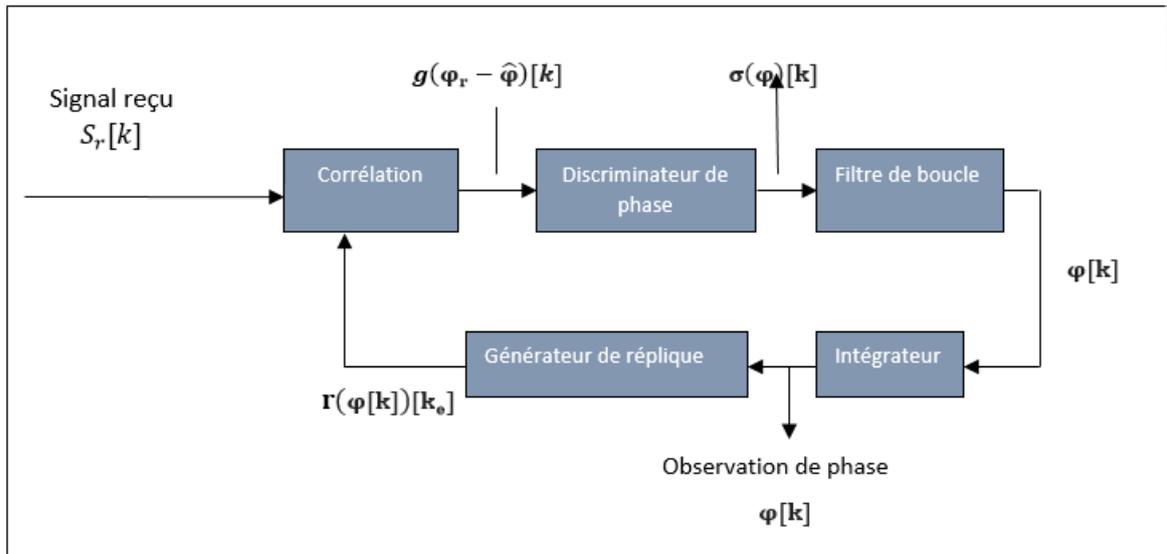


Figure II.4 :Schéma bloc du processus de poursuite de phase, PLL.

Avec:

$S_r[k]$: Le signal reçu.

$g(\varphi_r - \hat{\varphi})[k]$: Le produit de corrélation entre le signal reçu et la réplique locale.

$\sigma(\varphi)[k]$: Erreur d'estimation de la phase.

$\varphi[k]$: Observation de phase.

$r(\varphi[k])[k_e]$: Réplique locale.

II.4.2 Boucle de poursuite de code DLL

Le principe de fonctionnement des DLLs consiste à utiliser deux corrélateurs de codes indépendants, un en avance E et un autre en retard L avec un espacement de chip $\Delta\tau$, afin d'affiner l'estimation τ . En effet, le signal d'entrée est multiplié par sa réplique qui est décalée de l'estimation du retard de propagation estimé par les circuits d'acquisition code-porteuse[2].

Les sorties de ces deux corrélateurs sont moyennées par un filtre passe-bas. On construit ainsi la CF entre le code local et le code reçu. Cependant, la sortie d'un seul corrélateur ne suffit pas pour poursuivre le code, car il n'y a aucune information sur le signe de l'erreur commise sur l'estimation du retard du signal reçu. Par contre, la combinaison des sorties de plusieurs corrélateurs met en place une fonction DF capable d'évaluer et extraire avec précision la valeur du retard à appliquer au code de référence, pour le synchroniser avec le code reçu.

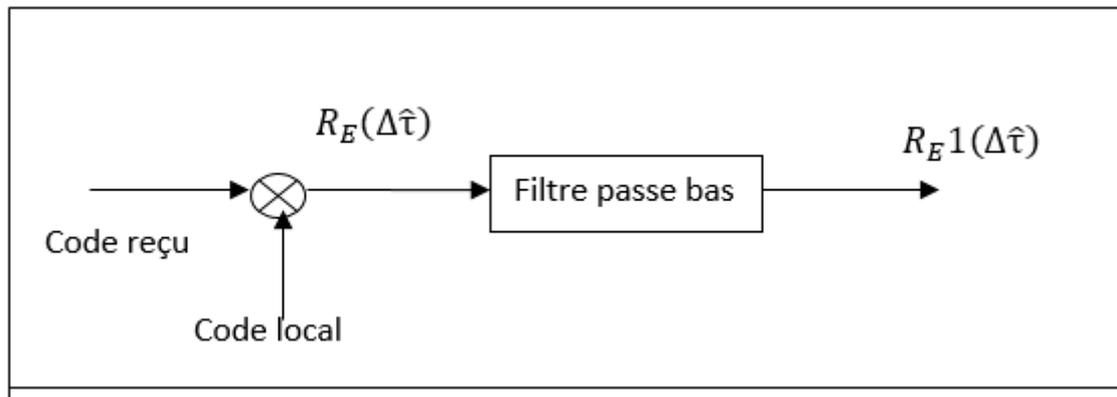


Figure II.5 : Forme générale d'un corrélateur

On peut distinguer deux types de boucles de poursuite de code classiques:

- DLL cohérente "C-ELP" (pour Coherent-Early Late Processing).
- DLL non-cohérente "NC-ELP" (pour Non Coherent-Early Late Processing).

II.4.2.1 Boucle DLL cohérente « C-ELP »

Son rôle des circuits de poursuite de code est de maximiser la CF entre le code local et le code reçu par rapport à la différence de phase entre les deux à savoir, il utilise deux corrélateurs E et L. La tension d'erreur non perturbée, notée $DC-ELP(\Delta\hat{\tau})$, s'écrit après normalisation:

$$D_{C-ELP}(\Delta\hat{\tau}) = R_E(\Delta\hat{\tau}) - R_L(\Delta\hat{\tau}) \quad (\text{II. 5})$$

Avec :

- R_E : est la CF entre le code reçu et le code de référence avancé par l'espacement de chip $\Delta\tau$.
- R_L : est la CF entre le code reçu et le code de référence retardé par l'espacement de chip $\Delta\tau$.

Un schéma fonctionnel [7] d'une boucle de code cohérente est présenté sur la figure (II. 6). Les différentes étapes de construction de la fonction discriminatrice sont présentées sur la figure. Dans la figure I.20, nous avons :

- $R_0(\Delta\tau)$ représente la fonction d'intercorrélation entre le code local et le code reçu.
- $R_1(\Delta\tau)$ et $R_2(\Delta\tau)$ représentent respectivement les fonctions d'intercorrélation entre le code reçu et les codes locaux avance et retard.
- La différence $R_1(\Delta\tau) - R_2(\Delta\tau)$ représente la différence entre les corrélations avance et retard et qui construit le signal de correction $R_3(\Delta\tau)$.

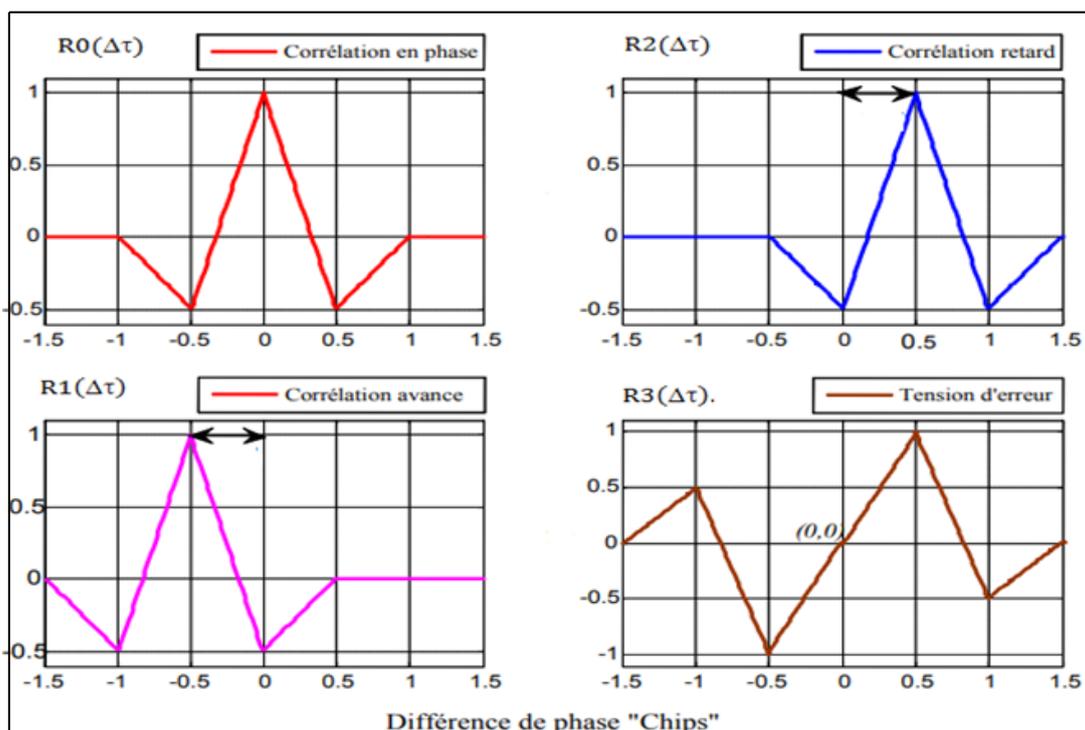


Figure II.6: Schéma fonctionnel d'une boucle de code cohérente.

La tension $R_3(\Delta\tau)$, représentant la caractéristique du discriminateur de la boucle de code, est appelée aussi tension d'erreur. Elle est utilisée pour piloter un oscillateur commandé en tension. Ce dernier, à son tour, pilote en fait le rythme de l'horloge du générateur de code PN en variant le retard qui permet d'ajuster le code local avec le signal reçu. L'asservissement de la boucle est considéré comme parfait lorsque la tension d'erreur s'annule pour une différence de phase nulle ($R_3(\Delta\tau) = 0$ pour $\Delta\tau = 0$).

II.4.2.2 Boucle DLL non cohérente « NC-ELP »

Le discriminateur NC-ELP utilise deux corrélateurs E-L mais après une mise en quadrature des corrélations pour un alignement parfait au niveau de la PLL. La DF non perturbée, notée $D_{\text{NC-ELP}}(\Delta\hat{\tau})$ est donné par :

$$D_{\text{NC-ELP}}(\Delta\hat{\tau}) = R_E^2(\Delta\hat{\tau}) - R_L^2(\Delta\hat{\tau}) \quad (\text{II. 7})$$

II.4.3 La fonction discriminatoire

La boucle de code est construite de telle manière qu'elle utilise un circuit d'une fonction discriminatoire, DF, de deux corrélateurs (E-L). La différence entre ces derniers forme un signal de correction, noté $D(\Delta\hat{t})$, et nommé "tension d'erreur". Ce signal évalue le retard τ afin de permettre de mieux ajuster le code $c(t - \tau)$ avec le signal reçu [2].

II.5 Puissance des signaux à la réception

A la réception, les puissances des signaux de navigation vont être atténuées à cause de leur propagation en espace libre et de la traversée de l'atmosphère. Au niveau du récepteur, et on peut écrire [16]:

$$P = P_e - P_{prop} - P_{atm} \text{ (dB)} \quad (\text{II. 8})$$

Avec:

- P : La puissance du signal à la réception.
- P_e La puissance du signal à l'émission.
- P_{prop} Les pertes liées à la propagation du signal dans l'espace libre.
- P_{atm} Les pertes atmosphériques.

Les pertes associées à la propagation du signal en espace libre s'expriment par [17] :

$$P_{prop} = \left(\frac{\lambda}{4R\pi} \right)^2 \quad (\text{II. 9})$$

Avec : λ : La longueur d'onde du signal.

R : La distance satellite/récepteur.

II.6 Influence des multitrajets

II.6.1 Représentation d'un signal multitrajets :

En effet l'influence des multitrajets sur la précision de la position est considérable. Le signal reçu à l'entrée de l'étage du traitement de signal peut être exprimé en présence de multitrajets [20,21] par :

$$s_r(t) = \sqrt{2P} \sum_{i=0}^M a_i d(t - \tau_i - K_i T_c) c(t - \tau_i - K_i T_c) \cos(2\pi f_0 t - \varphi_i) + \eta(t) \quad (\text{II. 10})$$

Avec :

- P est la puissance du signal.
- $d(t)$ le message de navigation et $c(t)$ son code associé,
- a_i le coefficient d'amplitude, variant dans le temps en fonction du coefficient de réflexion, et affecte la $i^{\text{ème}}$ composante du signal reçu,
- $\Delta T_i = \tau_i + K_i T_c$ le retard de propagation total, variant dans le temps, de chaque composante M du signal reçu. T_c est la durée chip du code C/A.
- $K_i T_c$ la somme des retards de propagation, connue d'après le processus d'acquisition,
- τ_i le retard relatif de $i^{\text{ème}}$ composante du signal réfléchi par rapport au signal direct, son mesure effectivement est réalisée par la boucle de poursuite de code,
- f_0 la fréquence intermédiaire.
- φ_i la phase variant dans le temps. C'est une fonction du retard de propagation $K_i T_c$, de la phase initiale φ_0 et du changement de phase dû à la réflexion.
- $\eta(t)$ le bruit.

Le signal direct est donné pour l'indice $i=0$ par :

$$S_{LOS}(t) = \sqrt{2P} a_0 d(t - \tau_0) c(t - \tau_0) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (\text{II. 11})$$

Pour le cas d'un multitrajet spéculaire, le signal peut être exprimé sous la forme:

$$s_r(t) = \sqrt{2P} a_0 d(t - \tau_0) c(t - \tau_0) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) + \sqrt{2P} a_1 d(t - \tau_1 - K T_c) c(t - \tau_1 - K T_c) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_1) + \eta(t) \quad (\text{II. 12})$$

Où τ_1 représente le retard la 1ère composante du signal réfléchi par rapport au signal LOS.

II.6.2 la fonction de corrélation d'un signal multitrajet

En présence de multitrajet diffuse, la CF déformée peut être s'écrite :

$$\hat{R}(\tau) = a_0 R_{LOS}(\tau - \tau_0) + \sum_{i=1}^N a_i \cos(\varphi_i - \hat{\varphi}_0) R_{LOS}(\tau - \tau_0 - \tau_i) \quad (\text{II. 13})$$

Alors pour un multitrajet spéculaire, elle devient :

$$\hat{R}(\tau) = a_0 R_{LOS}(\tau - \tau_0) + a_1 \cos(\varphi_1 - \hat{\varphi}_0) R_{LOS}(\tau - \tau_0 - \tau_1) \quad (\text{II. 14})$$

II.6.3 Impacte des multitrajets sur la performance de la DLL

La boucle de poursuite de code utilise la corrélation du code pour caler sa réplique locale sur celle du signal reçu.

En présence des multitrajets spéculaires, le signal reçu nommé (SMR, Signal to Multipath Ratio) est en fonction de retard relatif ($\Delta\tau_m$), la phase relative ($\Delta\varphi_m$) et l'amplitude relative ($A = \frac{a_1}{a_0}$). La conséquence de la présence de multitrajets est la déformation de la tension d'erreur et une translation du premier point de passage à zéro (le point de fonctionnement)

En effet, la boucle de poursuite DLL poursuit le retard du signal composite reçu, et non celui du signal LOS. Donc, la DLL s'asservit sur une mauvaise valeur du retard et commet une erreur de poursuite sur l'estimation du retard du signal direct, plus communément appelée "**offset de code**" [2].

Les signaux multitrajets avec des retards relatifs moins de $1.5 T_c$ peuvent introduire des erreurs de positionnement importantes, sinon plus que ce seuil, le récepteur les rejettent définitivement car la corrélation de ces signaux avec le code local est trop faible.

II.6.4 Expression de la tension d'erreur de la DLL cohérente en présence de multitrajets

On suppose que la PLL s'asservie sur la phase du trajet direct $\varphi_0 - \hat{\varphi}_0 = 0$. et d'après l'équation (I.48), la tension d'erreur de la DLL C-ELP, en présence de multitrajets spéculaires, s'exprime comme suite [2]:

$$\hat{D}_{C-ELP}(\Delta\tau_m) = D_{C-ELP}(\tau_m) + \frac{a_1}{a_0} \cos(\Delta\varphi_m) D_{C-ELP}(\tau_m - \Delta\tau_m) \quad (\text{II. 15})$$

- $\tau_m = \hat{\tau}_0 - \tau_0$ qui représente la différence de temps entre le code reçu direct estimé et le code local.

- $\Delta\tau_m = \tau_1 - \tau_0$ correspond au retard relatif du signal réfléchi par rapport au signal direct.
- $\Delta\varphi_m = \varphi_1 - \varphi_0$ représente la différence de phase relative du signal réfléchi par rapport au signal direct.

II.7 Conclusion

Nous avons introduit aussi dans ce chapitre, les différentes perturbations liées à la propagation du signal GNSS. Notamment le phénomène de multitrajets, qui sont les sources d'erreurs le plus pénalisantes lors de la réception du signal. Nous avons aussi étudié les différentes techniques de réception et de corrélation qui corrigent le signal reçu en utilisant les boucles à verrouillage (DLL) et (PLL). Et nous avons vu l'influence des multitrajets sur les boucles de poursuite de code DLL cohérente, la DF et l'offset de code .

Dans le chapitre suivant, nous modéliserons analytiquement l'influence des Multitrajets spéculaires sur des signaux MBOC, à la sortie de la DLL cohérente.

Chapitre III

Modélisation analytique de l'offset d'erreur moyen cohérent pour les signaux MBOC

III. Chapitre III : Modélisation Analytiques de l'Offset d'Erreur Moyen Coherent pour les Signaux MBOC

III.1 Introduction

La modélisation analytique est l'approche qui requiert le moins de ressources informatique puisqu'elle cherche à approcher le phénomène étudié de façon à avoir le modèle le plus simple possible. Dans ce chapitre, nous allons étudier les modèles analytiques de CF, DF et les erreurs de poursuite pour une boucle de code cohérente. Ensuite, nous présentons les tracés de l'enveloppe d'erreur de multitrajets (MEE, Multipath Error Envelope) pour pouvoir enfin proposer un modèle analytique de la moyenne courante de l'erreur de multitrajets, noté RAE (Running Average Error), pour les signaux MBOC. Enfin, les résultats de simulations des modèles mathématiques proposés sont présentés et comparés aux résultats simulés.

III.2 Modèle analytique de la CF MBOC

Le calcul analytique des CF_S des signaux optimaux MBOC, et $(\alpha, \beta, \zeta, \pm)$. À partir de la CF SinBOC donnée par [2], nous tirons les pics $r_{\beta,j}$ et les pentes $m_{\beta,j}$ des CF_S pour les signaux $BOC_S(\beta, \beta)$ correspondants aux valeurs de $\tau = 0, \dots, (M\beta - 1)T_{sc}$, prenant en compte la valeur de la fraction de puissance ζ , comme suit :

$$r_{\beta,j} = (1 - \zeta) \frac{M_{\beta-j+1}}{M_{\beta}} (-1)^{j-1} \quad (\text{III.1})$$

$$m_{\beta,j} = (1 - \zeta) \frac{1-2(M_{\beta-j+1})}{M_{\beta} T_{sc,\beta}} (-1)^{j-1} \quad (\text{III.2})$$

Où $j = 1, \dots, M_{\beta}$ et $M_{\beta} = 2$, et pour $BOC_S(\alpha, \beta)$ correspondant aux valeurs de $\tau = \{0, \dots, (M_{\alpha} - 1)T_{sc,\alpha}\}$ comme suit,

$$r_{\alpha,k} = \zeta \frac{M_{\alpha-k+1}}{M_{\alpha}} (-1)^{k-1} \quad (\text{III.3})$$

$$m_{\alpha,k} = \zeta \frac{1-2(M_{\alpha-k+1})}{M_{\alpha} T_{sc,\alpha}} (-1)^{k-1} \quad (\text{III.4})$$

Où $k = 1, \dots, M_{\alpha}$ et $M_{\alpha} = 2\alpha\beta$. La figure II.1 illustre la géométrie et la composition de la CF MBOC $(\alpha, \beta, \zeta, \pm)$ optimale à partir des CFs de $BOC_S(\beta, \beta)$ et $BOC_S(\alpha, \beta)$ en supposant que $\alpha = 6$, $\beta = 1$ et $\zeta = \frac{1}{11}$. Les pics et les pentes du signal MBOC sont respectivement dénotés par $s_{j,k-1}$ et $n_{j,k}$, où l'indice j prend les valeurs $j = M_{\beta} - 1 = 1$ pour $k = 1, \dots, M_{\alpha}/2$ et $j = M_{\beta} = 2$ pour $k = 1 + M_{\alpha}/2, \dots, M_{\alpha}$. La relation entre les différentes constantes des $CF_S BOC_S(\beta, \beta)$ et $BOC_S(\alpha, \beta)$ qui forment la CF $MBOC(\alpha, \beta, \zeta, \pm 1)$, est clairement présentée à la figure III.1. On peut remarquer que les pics de la CF MBOC aux $kT_{sc,\alpha}$ points prennent les valeurs [2]:

$$S_{j,k-1} = r_{\alpha,k+1} + r_{\beta,j} + m_{\beta,j}(kT_{sc,\alpha} - (j-1)T_{sc,\beta}) \quad (\text{III.5})$$

$$= (-1)^k \zeta \frac{M\alpha - k}{M\alpha} + (1 - \zeta)(-1)^{j+1} \left(\frac{M\alpha + k(2j-5)}{M\alpha} \right) \quad (\text{III.6})$$

La pente de chaque segment k prend la valeur :

$$n_{j,k} = \frac{S_{j,k-2} - S_{j,k-1}}{T_{sc,\alpha}} \quad (\text{III.7})$$

$$= \zeta(-1)^{k-1} \frac{2M\alpha - 2k + 1}{T_x} + (1 - \zeta)(-1)^j \frac{-5 + 2j}{T_x} \quad (\text{III.8})$$

Alors, les valeurs négatives et positives du retard τ peuvent être exprimées par [2]

$$R_{MBOC}(\tau) = \begin{cases} S_{j,k-1} - n_{j,k}(\tau - kT_{sc,\alpha}), & \text{pour } (k-1)T_{sc,\alpha} \leq \tau \leq kT_{sc,\alpha} \\ R_{MBOC}(-\tau), & \text{pour } \tau \leq 0 \\ 0, & \text{pour } |\tau| \geq T_x \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Où

$$R_{MBOC}(\tau) = \begin{cases} (-1)^k \zeta \frac{M\alpha - 2k(2M\alpha - k + 1)}{M\alpha} + (1 - \zeta)(-1)(-1)^{j+1} - n_{j,k}\tau, & \text{for } (k-1)T_{sc,\alpha} \leq \tau \leq kT_{sc,\alpha} \\ R_{MBOC}(-\tau) & \text{for } \tau \leq 0 \\ 0 & \text{for } |\tau| \geq T_x \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

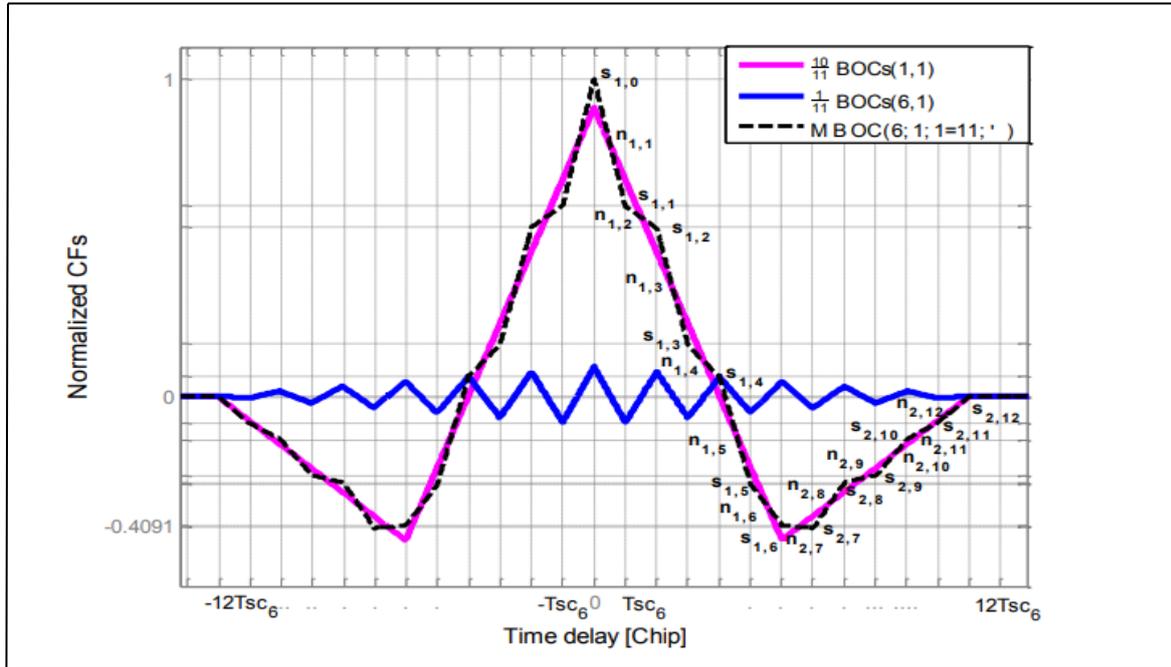


Figure III.1 :CFs normalisées des signaux MBOC(6,1,1/11,±), BOC_s(1,1) et BOC_s(6,1)

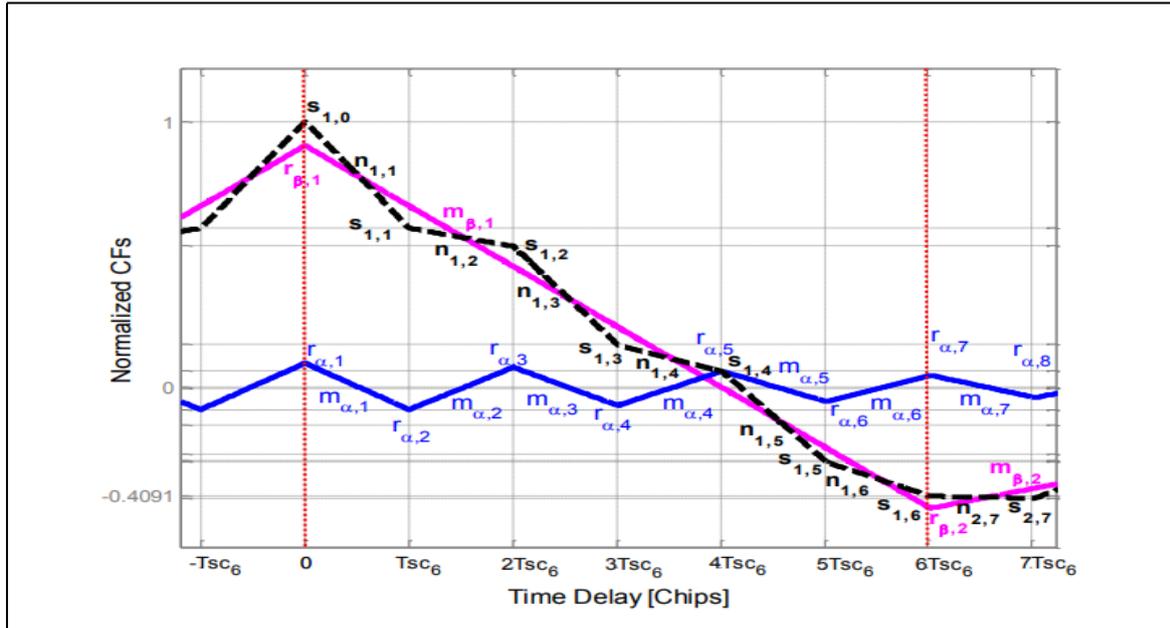


Figure III.2 :Vue agrandie a j=1 des CFs normalisées des signaux MBOC(6,1,1/11,±) , BOCs(1,1) et BOCs(6,1)

$k=1, \dots, \frac{M_a}{2}$ pour $j=1$ et $k=\frac{M_a}{2} + 1, \dots, M_a$ pour $j=2$. $s_{1,0}=1$ est l'amplitude du pic principal pour $(j ; k)=\{1 ; 0\}$. La CF du signal MBOC(6,1,1/11,±) prévu pour le signal Galileo E1 et le futur GPS L1C est donnée par :[2]

$$R_{MBOC}(\tau) \begin{cases} \left((-1)^k \frac{1}{11} \frac{M_6 - 2k(25-k)}{M_6} + \frac{10}{11} (-1)^{j+1} + \left(\frac{1}{11} (-1)^k \frac{25-2K}{T_x} + \frac{10}{11} (-1)^{j+1} \frac{-5+2J}{T_c} \right) \tau \right) , & \text{pour } (k-1)T_{sc,6} \leq \tau \leq KT_{sc,6} \\ R_{MBOC}(-\tau) \text{ pour } \tau \leq 0 & \\ 0 & \text{pour } |\tau| \geq T_c \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Où $M_6=12$, $T_{sc,6} = \frac{T_x}{M_6}$, $K=1, \dots, 6$ pour $j=1$ et $K=7, \dots, 12$ pour $j=2$.

III.3 Modèle analytique de la DF C-ELP pour les signaux MBOC

Selon les équations (II.5), (III.5) et (III.6) les formulations analytiques de la DF C-ELP ont été proposées dans la référence. La figure 6.3 illustre la composition **DF C-ELP** à partir de la CF en avance et en retard pour une fraction de répartition de puissance donnée, $\zeta = 1/11$ et un espacement de chip étroit, $\Delta\tau = 0.6 \frac{T_x}{M_6}$ chip. L'allure de la courbe DF contient plusieurs segments de ligne droite de pentes nulles et d'autres non-nulles. La DF est divisée en régions et sous-régions qui sont référencées par $L = \lfloor (\tau + \Delta\tau/2) / 2T_{sc,6} \rfloor = \{0, \dots, M_6\}$ et $i = \{I, II\}$.

De ce fait, chaque segment de la DF est référencé par une paire (i, l) figure (III.3). L'ordonnée et la pente d'un segment de la DF sont respectivement notées par $D_{i,l}$ et $D'_{i,l}$. Ces derniers sont calculés pour chaque sous-région i , en tenant compte de l'imparité et la géométrie de la DF C-ELP et l'espacement de chip étroit dans les sections suivantes

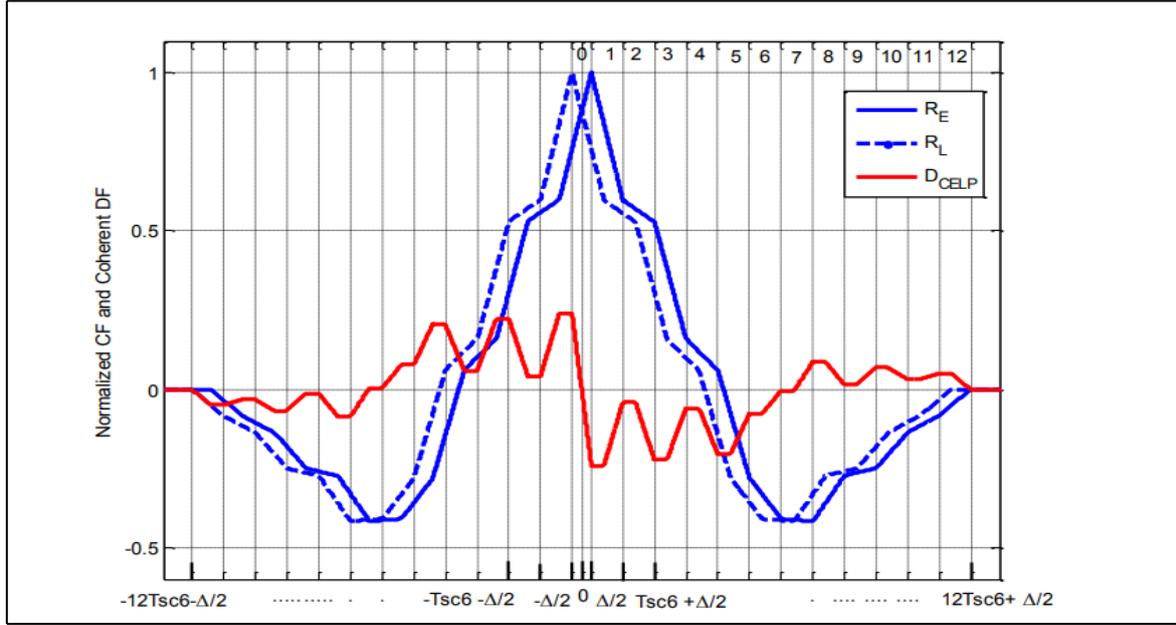


Figure III.3 :Construction de la DF C-ELP pour un signal MBOC(6,1,1/11,±) et $\Delta\tau = 0.6 \frac{T_x}{M_6}$ chip donnés

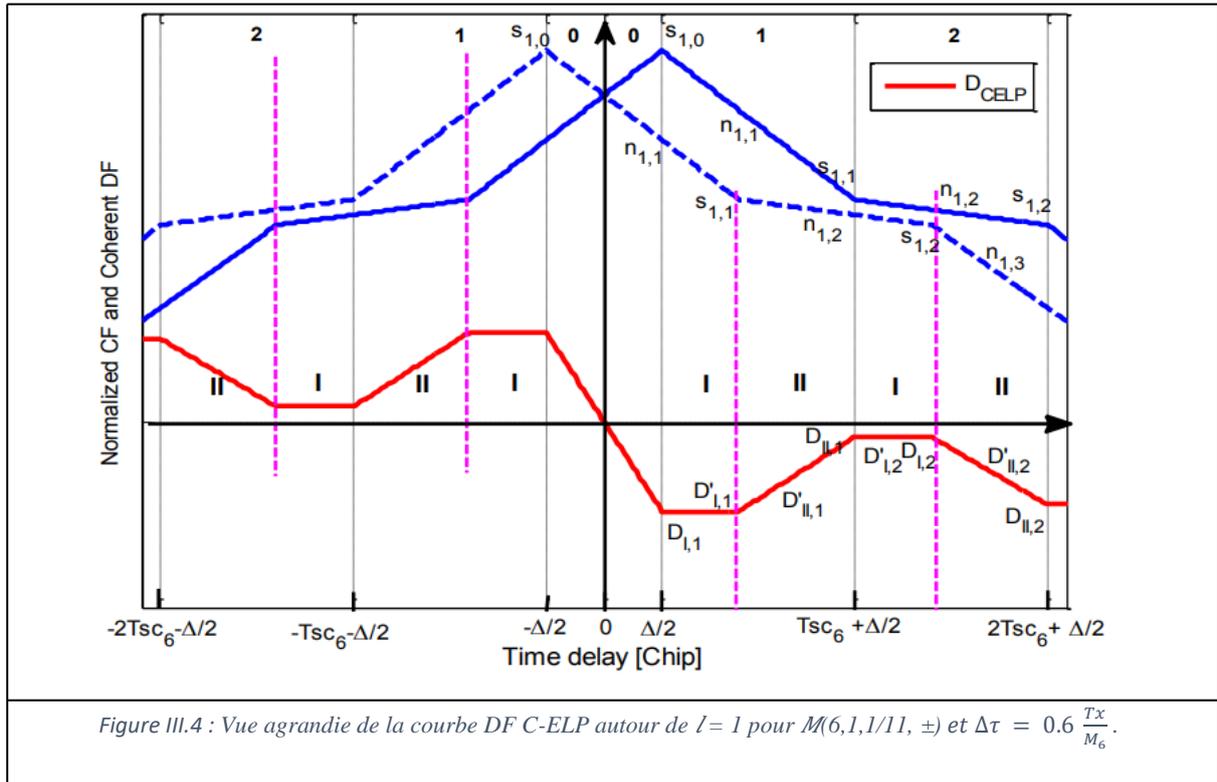
Le modèle analytique de la DF C-ELP correspondant au signal modulé en MBOC $(6,1, \zeta, \pm)$ et $\Delta\tau < \frac{T_x}{M_6}$ chip, peut être exprimé comme suit :[2]

$$D_{C-ELP}(\tau) \left\{ \begin{array}{l} -2n_{1,1}\tau, \text{ pour } 0 \leq \tau \leq \Delta\tau/2 \\ -n_{j,i}\Delta\tau, \text{ pour } (l-1)T_{sc6} + \frac{\Delta\tau}{2} \leq \tau \leq lT_{sc6} - \frac{\Delta\tau}{2} \\ -n_{j,i+1}\Delta\tau + \zeta(-1)^{l-1} \frac{4M_6-4l}{T_x} \left(\tau - \frac{\Delta\tau}{2} - lT_{sc6} \right), \text{ pour } lT_{sc6} - \frac{\Delta\tau}{2} \leq \tau \leq lT_{sc6} + \frac{\Delta\tau}{2} \\ n_{2,12} \left(\tau - T_x - \frac{\Delta\tau}{2} \right), \text{ pour } l = M_6 \text{ et } T_x - \frac{\Delta\tau}{2} \leq \tau \leq T_x + \frac{\Delta\tau}{2} \\ 0, \text{ pour } \tau \geq T_x + \frac{\Delta\tau}{2} \text{ et } \tau \leq -T_x - \frac{\Delta\tau}{2} \\ -D_{C-ELP}(-\tau), \text{ pour } \tau < 0 \end{array} \right. \quad (\text{III.13})$$

Où

$$l = 1, \dots, M_6/2 \text{ pour } j = 1 \text{ et } l = 1 + \frac{M_6}{2}, \dots, M_6 \text{ pour } j = 2$$

$$n_{j,l} = \zeta(-1)^{l-1} \frac{2M\alpha - 2l + 1}{T_x} + (1 - \zeta)(-1)^j \frac{-5 + 2j}{T_x}$$



III.4 Modèle analytique de l'offset de code de la DLL C-ELP en présence des multitrajets pour un signal MBOC

Afin de déterminer les erreurs de poursuite du code pour une DLL, on doit résoudre par rapport à τ_m l'équation de la tension d'erreur de la DLL cohérente en présence de multitrajets. Les solutions de l'équation (I.48) sont en fonction des variations de la tension d'erreur $D(\tau_m)$ et les paramètres des multitrajets, α_m , $\Delta\tau_m$ et φ_m qui sont respectivement l'amplitude, le retard et la phase relatifs du signal multitrajets par rapport au signal direct[2].

Les formules analytiques de la MEE C-ELP et NC-ELP correspondes à un signal modulé en MBOC $(6,1, \zeta, \pm)$ et un espacement de chip $\Delta\tau < \frac{T_x}{M_6}$ chip, peuvent être reformulées comme suit[2]:

$$\tau_m = \begin{cases} \frac{A}{1+A} \Delta\tau_m & \text{pour } 0 \leq \tau_m \leq \Delta\tau(1+A) \frac{20\zeta+3}{(40\zeta+6)} \\ A \frac{\Delta\tau \zeta (-1)^l (2M_6 - 2l + 1) - (1 - \zeta) (-1)^j (-5 + 2j)}{\zeta (-2M_6 + 4) - 3} & \text{pour } \Delta\tau_{m2,l} \leq \Delta\tau_m \leq \Delta\tau_{m1,l} \\ A \frac{-\left(\zeta (-1)^l (2M_6 - 2l - 1) + (1 - \zeta) (-1)^j (-5 + 2j)\right) \Delta\tau + (-1)^{l-1} \zeta (4M_6 - 4) \left(\Delta\tau_m - \frac{\Delta\tau}{2} T_{sc,6}\right)}{2\zeta (-2M_6 + 4) - 6 + (-1)^{l-1} A \zeta (4M_6 - 4)} & \text{pour } \Delta\tau_{m1,l} \leq \Delta\tau_m \leq \Delta\tau_{m2,l+1} \\ -A \frac{-\zeta \Delta\tau + (-28\zeta + 4) \left(\Delta\tau_m - \frac{\Delta\tau}{2} - \frac{M_6 T_{sc,6}}{2}\right)}{40\zeta + 6 - A(-28\zeta + 4)} & \text{pour } \Delta\tau_{m,6} \leq \Delta\tau_m \leq \Delta\tau_{m,7} \\ A \frac{\left(\Delta\tau_m - \frac{\Delta\tau}{2} - M_6 T_{sc,6}\right)}{40\zeta + 6 + A} & \text{pour } \Delta\tau_{m,12} \leq \Delta\tau_m \leq M T_{sc} + \frac{\Delta\tau}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Avec $A = a_m \cos(\varphi_m)$, $j=1$, pour $l=1, \dots, M_6/2$ et $j=2$ pour $l=1 + \frac{M_6}{2}, \dots, M_6$.

$$\Delta\tau_{m0} = \Delta\tau(1 + A) \frac{20\zeta+3}{(40\zeta+6)}$$

$$\Delta\tau_{m1,l} = A\Delta\tau \frac{-\zeta(-1)^t(25-2l)+(-5+2j)(-1)^j(1-\zeta)}{40\zeta+6} - \frac{\Delta\tau}{2} + lT_{sc,6}$$

$$\Delta\tau_{m2,l} = -A\Delta\tau \frac{\zeta(-1)^t(25-2l)-(-5+2j)(-1)^j(1-\zeta)}{40\zeta+6} + \frac{\Delta\tau}{2} + (l-1)T_{sc,6}$$

$$\Delta\tau_{m,6} = -A\Delta\tau \frac{16\zeta-3}{(40\zeta+6)} - \frac{\Delta\tau}{2} + 6T_{sc,6}$$

$$\Delta\tau_{m,7} = -A\Delta\tau \frac{-8\zeta-3}{(40\zeta+6)} + \frac{\Delta\tau}{2} + \frac{M_6}{2}T_{sc,6}$$

$$\Delta\tau_{m,12} = -A\Delta\tau \frac{1}{(40\zeta+6)} - \frac{\Delta\tau}{2} + M_6T_{sc,6}$$

La figure suivante nous montre le résultat de simulation de l'équation (II.14), dans les deux cas $\varphi_m = 0$ et $\varphi_m = \pi$

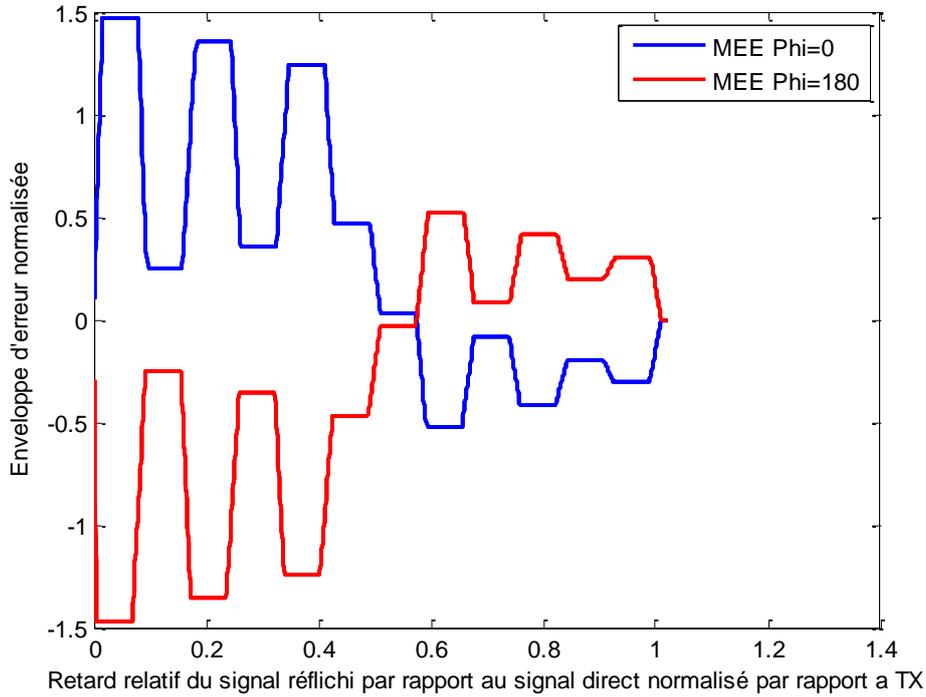


Figure III.5 : Enveloppe d'erreur normalisée pour un signal modulé en MBOC $(6,1,\zeta,\pm)$ pour $\varphi_m = 0$ et $\varphi_m = \pi$ avec un espacement de chip $\Delta\tau < \frac{T_x}{M_6} \text{ chip}$

La figure II.5 montre l'enveloppe d'erreur normalisée pour un signal modulé en MBOC $(6,1,\zeta,\pm)$ pour $\varphi_m = 0$ et $\varphi_m = \pi$ avec un espacement de chip $\Delta\tau < \frac{T_x}{M_6} \text{ chip}$ en présence d'un multitrajet spéculaire $A=0.5$.

Le tracé de l'enveloppe d'erreur représente les solutions τ_m pour tous les retards $\Delta\tau_m$ relatifs du signal réfléchi par rapport au signal direct. Il donne une bonne vision de l'impact des multitrajets sur l'erreur de poursuite de code et les performances des techniques de corrélation.

III.5 Modèle analytique proposé de l'offset d'erreur moyen cohérent pour les signaux MBOC

La moyenne courante de l'erreur de multitrajet, notée RAE, est un autre critère fiable pour analyser les performances des multitrajets. Ce paramètre est la somme commutative des valeurs absolues maximales de l'enveloppe d'erreur. Une petite valeur maximale définit une bonne performance de trajets multiples [2]. Son expression est donnée comme suit

$$RAE(\tau_m) = \frac{1}{2\tau_m} \int_{\tau_{m1}}^{\tau_{m2}} |MEE(\tau_m)|_{\varphi_m=0} + |MEE(\tau_m)|_{\varphi_m=\pi} d\tau_m \quad (III.15)$$

Pour calculer cette moyenne, les enveloppes d'erreurs de $(\varphi_m = 0)$ et $(\varphi_m = \pi)$ doivent être divisées en sous-régions, comme nous montre la figure suivante les valeurs $|MEE(\tau_m)|_{\varphi = 0^\circ}$ et $|MEE(\tau_m)|_{\varphi = \pi}$ sont prises en respectant l'équation (III.14) et la division de régions et de sous-régions de la figure III.6.

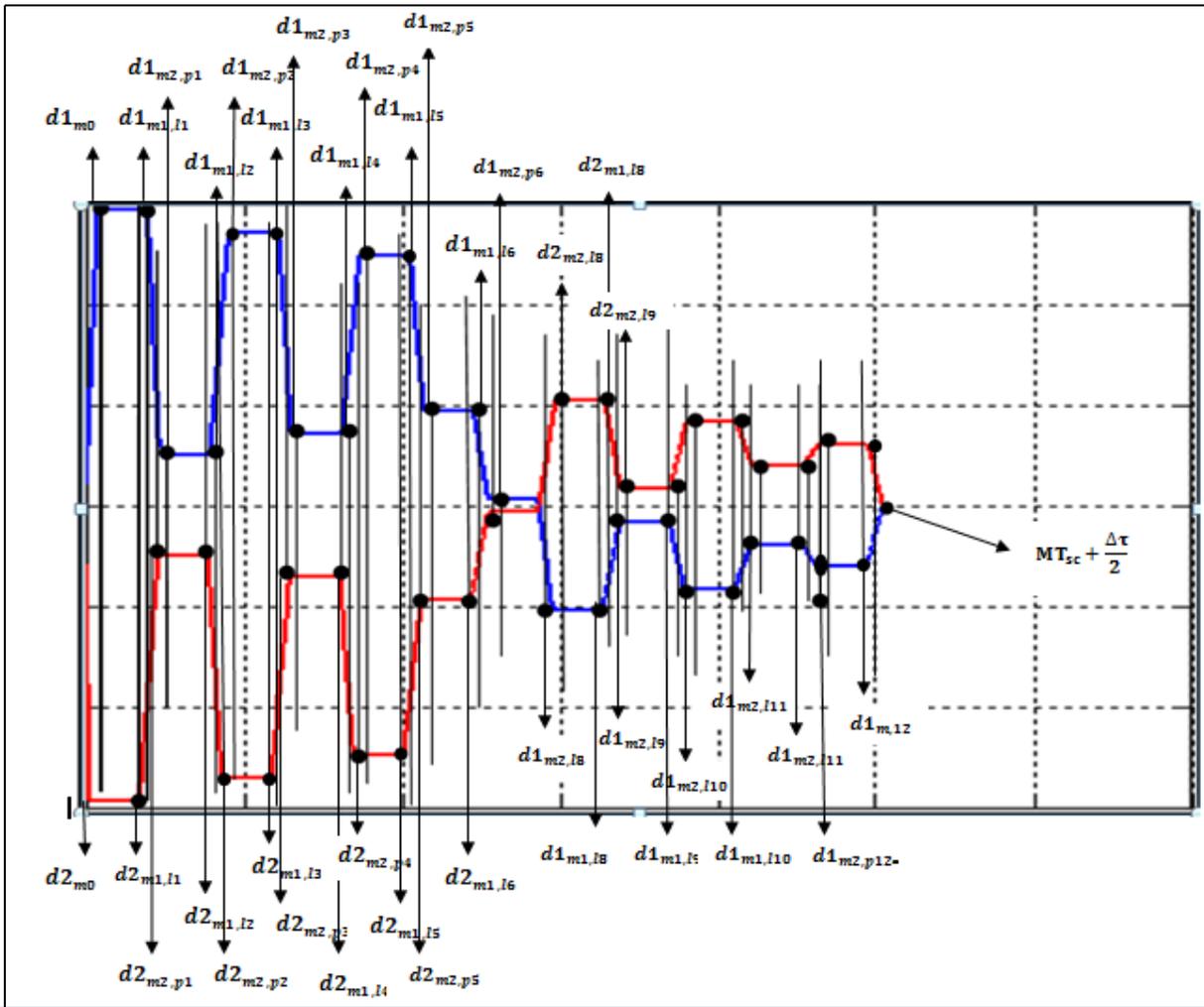


Figure III.6 Différentes zones d'enveloppe d'erreur (MEE) pour MBOC (6,1,ζ,±)

A partir du modèle de l'enveloppe d'erreur (MEE), nous avons réussi à décortiquer les intervalles puis les simplifier pour obtenir :

$$d1_{m0} = \Delta\tau(1 + a_m) \frac{20\zeta + 3}{(40\zeta + 6)}$$

$$d2_{m0} = \Delta\tau(1 - a_m) \frac{20\zeta + 3}{(40\zeta + 6)}$$

$$d1_{m2,l} = -a_m \Delta\tau \frac{\zeta(-1)^l(25-2l) - (-5+2j)(-1)^j(1-\zeta) + \frac{\Delta\tau}{2}}{40\zeta + 6} + (l-1) T_{sc,6}$$

$$d2_{m2,l} = a_m \Delta\tau \frac{\zeta(-1)^l(25-2l) - (-5+2j)(-1)^j(1-\zeta) + \frac{\Delta\tau}{2}}{40\zeta + 6} + (l-1) T_{sc,6}$$

$$d1_{m1,l} = a_m \Delta\tau \frac{-\zeta(-1)^l(25-2l) + (-5+2j)(-1)^j(1-\zeta) - \frac{\Delta\tau}{2}}{40\zeta + 6} + l T_{sc,6}$$

$$d2_{m1,l} = -a_m \Delta\tau \frac{-\zeta(-1)^l(25-2l) + (-5+2j)(-1)^j(1-\zeta) - \frac{\Delta\tau}{2}}{40\zeta + 6} + l T_{sc,6}$$

$$d1_{m,6} = -a_m \Delta\tau \frac{16\zeta-3}{(40\zeta+6)} - \frac{\Delta\tau}{2} + 6T_{sc,6}$$

$$d2_{m,6} = a_m \Delta\tau \frac{16\zeta-3}{(40\zeta+6)} - \frac{\Delta\tau}{2} + 6T_{sc,6}$$

$$d1_{m2,k} = -a_m \Delta\tau \frac{\zeta(-1)^l(25-2l)-(-5+2j)(-1)^j(1-\zeta)}{40\zeta+6} + \frac{\Delta\tau}{2} + (l-1)T_{sc,6}$$

$$d2_{m2,k} = -a_m \Delta\tau \frac{\zeta(-1)^l(25-2l)-(-5+2j)(-1)^j(1-\zeta)}{40\zeta+6} + \frac{\Delta\tau}{2} + (l-1)T_{sc,6}$$

$$d1_{m,7} = -a_m \Delta\tau \frac{-8\zeta-3}{(40\zeta+6)} + \frac{\Delta\tau}{2} + \frac{M_6}{2} T_{sc,6}$$

$$d2_{m,7} = a_m \Delta\tau \frac{-8\zeta-3}{(40\zeta+6)} + \frac{\Delta\tau}{2} + \frac{M_6}{2} T_{sc,6}$$

$$d1_{m,12} = -a_m \Delta\tau \frac{1}{(40\zeta+6)} - \frac{\Delta\tau}{2} + M_6 T_{sc,6}$$

$$d2_{m,12} = a_m \Delta\tau \frac{1}{(40\zeta+6)} - \frac{\Delta\tau}{2} + M_6 T_{sc,6}$$

$$P=l+1$$

$$d1_{m2,p} = -a_m \Delta\tau \frac{\zeta(-1)^p(25-2p)-(-5+2j)(-1)^j(1-\zeta)}{40\zeta+6} + \frac{\Delta\tau}{2} + (p-1)T_{sc,6}$$

$$d2_{m2,p} = a_m \Delta\tau \frac{\zeta(-1)^p(25-2p)-(-5+2j)(-1)^j(1-\zeta)}{40\zeta+6} + \frac{\Delta\tau}{2} + (p-1)T_{sc,6}$$

$$d1_{m2,pk} = -a_m \Delta\tau \frac{\zeta(-1)^p(25-2p)-(-5+2j)(-1)^j(1-\zeta)}{40\zeta+6} + \frac{\Delta\tau}{2} + (p-1)T_{sc,6}$$

$$d2_{m2,pk} = a_m \Delta\tau \frac{\zeta(-1)^p(25-2p)-(-5+2j)(-1)^j(1-\zeta)}{40\zeta+6} + \frac{\Delta\tau}{2} + (p-1)T_{sc,6}$$

$$RAE(\tau_m)=$$

$$\begin{aligned}
 & \text{pour } 0 \leq \tau_m \leq d2_{m,6} \\
 l = 1 & \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{d2_{m2,1}}^{d2_{m2,1}} \left[\left| \frac{a_m}{1+a_m} \tau_m \right| + \left| \frac{-a_m}{1-a_m} \tau_m \right| \right] \\
 & \text{pour } d2_{m2,1} \leq \tau_m \leq d1_{m2,1} \\
 l = 1 & \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{d2_{m2,1}}^{d1_{m2,1}} \left[\left| \frac{a_m}{1+a_m} \tau_m \right| + \left| -a_m \frac{\tau_m \zeta(-1)^{(2M_6-2l+1)-(1-\zeta)(-1)^j(-5+2j)}}{\zeta(-2M_6+4)-3} \right| \right] \\
 & \text{pour } d1_{m2,l} \leq \tau_m \leq d2_{m1,l} \\
 \text{pour } 1 \leq l \leq 6 & \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{d1_{m2,l}}^{d2_{m1,l}} \left[\left| a_m \frac{\tau_m \zeta(-1)^{(2M_6-2l+1)-(1-\zeta)(-1)^j(-5+2j)}}{\zeta(-2M_6+4)-3} \right| + \right. \\
 & \quad \left. \left| -a_m \frac{\tau_m \zeta(-1)^{(2M_6-2l+1)-(1-\zeta)(-1)^j(-5+2j)}}{\zeta(-2M_6+4)-3} \right| \right] \\
 & \text{pour } d2_{m1,l} \leq \tau_m \leq d1_{m1,l} \\
 \text{pour } 1 \leq l \leq 6 & \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{d2_{m1,l}}^{d1_{m1,l}} \left[\left| a_m \frac{\tau_m \zeta(-1)^{(2M_6-2l+1)-(1-\zeta)(-1)^j(-5+2j)}}{\zeta(-2M_6+4)-3} \right| + \right. \\
 & \quad \left. \left| -a_m \frac{-(\zeta(-1)^{(2M_6-2l-1)+(1-\zeta)(-1)^j(-5+2j)})\tau_m + (-1)^{l-1}\zeta(4M_6-4l)(\Delta\tau_m - \frac{\tau_m}{2}T_{sc,6})}{2\zeta(-2M_6+4)-6+(-1)^{l-1}-a_m\zeta(4M_6-4l)} \right| \right] \\
 & \text{pour } d1_{m1,l} \leq \tau_m \leq d2_{m2,p} \\
 \text{pour } 1 \leq l \leq 5 & \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{d1_{m1,l}}^{d2_{m2,p}} \left[\left| a_m \frac{-(\zeta(-1)^{(2M_6-2l-1)+(1-\zeta)(-1)^j(-5+2j)})\tau_m + (-1)^{l-1}\zeta(4M_6-4l)(\Delta\tau_m - \frac{\tau_m}{2}T_{sc,6})}{2\zeta(-2M_6+4)-6+(-1)^{l-1}+a_m\zeta(4M_6-4l)} \right| \right. \\
 & \quad \left. \left| -a_m \frac{-(\zeta(-1)^{(2M_6-2l-1)+(1-\zeta)(-1)^j(-5+2j)})\tau_m + (-1)^{l-1}\zeta(4M_6-4l)(\Delta\tau_m - \frac{\tau_m}{2}T_{sc,6})}{2\zeta(-2M_6+4)-6+(-1)^{l-1}-a_m\zeta(4M_6-4l)} \right| \right] \\
 & \text{pour } d2_{m2,p} \leq \tau_m \leq d1_{m2,p} \\
 \text{pour } 1 \leq l \leq 5 & \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{d2_{m2,p}}^{d1_{m2,p}} \left[\left| a_m \frac{-(\zeta(-1)^{(2M_6-2l-1)+(1-\zeta)(-1)^j(-5+2j)})\tau_m + (-1)^{l-1}\zeta(4M_6-4l)(\Delta\tau_m - \frac{\tau_m}{2}T_{sc,6})}{2\zeta(-2M_6+4)-6+(-1)^{l-1}+a_m\zeta(4M_6-4l)} \right| \right. \\
 & \quad \left. \left| -a_m \frac{\tau_m \zeta(-1)^{(2M_6-2l+1)-(1-\zeta)(-1)^j(-5+2j)}}{\zeta(-2M_6+4)-3} \right| \right] \\
 & \text{pour } d1_{m1,l6} \leq \tau_m \leq d2_{m,7} \\
 l = 6 & \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{d1_{m1,l6}}^{d2_{m,7}} \left[\left| -a_m \frac{-\zeta\tau_m + (-28\zeta+4)(\Delta\tau_m - \frac{\tau_m}{2} - \frac{M_6}{2}T_{sc,6})}{40\zeta+6-a_m(-28\zeta+4)} \right| + \right. \\
 & \quad \left. \left| a_m \frac{-\zeta\Delta\tau + (-28\zeta+4)(\Delta\tau_m - \frac{\tau_m}{2} - \frac{M_6}{2}T_{sc,6})}{40\zeta+6+a_m(-28\zeta+4)} \right| \right] \\
 & \text{pour } d2_{m2,k} \leq \tau_m \leq d1_{m1,l} \\
 7 \leq l \leq 12 & \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{d2_{m2,k}}^{d1_{m1,l}} \left[\left| a_m \frac{\Delta\tau \zeta(-1)^{(2M_6-2l+1)-(1-\zeta)(-1)^j(-5+2j)}}{\zeta(-2M_6+4)-3} \right| + \left| -a_m \frac{\Delta\tau \zeta(-1)^{(2M_6-2l+1)-(1-\zeta)(-1)^j(-5+2j)}}{\zeta(-2M_6+4)-3} \right| \right] \\
 & \text{pour } d1_{m2,l} \leq \tau_m \leq d1_{m2,pk} \\
 7 \leq l \leq 11 & \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{d1_{m2,l}}^{d1_{m2,pk}} \left[\left| a_m \frac{-(\zeta(-1)^{(2M_6-2l-1)+(1-\zeta)(-1)^j(-5+2j)})\tau_m + (-1)^{l-1}\zeta(4M_6-4l)(\Delta\tau_m - \frac{\tau_m}{2}T_{sc,6})}{2\zeta(-2M_6+4)-6+(-1)^{l-1}-a_m\zeta(4M_6-4l)} \right| \right. \\
 & \quad \left. \left| -a_m \frac{-(\zeta(-1)^{(2M_6-2l-1)+(1-\zeta)(-1)^j(-5+2j)})\tau_m + (-1)^{l-1}\zeta(4M_6-4l)(\Delta\tau_m - \frac{\tau_m}{2}T_{sc,6})}{2\zeta(-2M_6+4)-6+(-1)^{l-1}-a_m\zeta(4M_6-4l)} \right| \right]
 \end{aligned}$$

$$d1_{m2,pk} \leq \tau_m \leq d2_{m2,pk}$$

$$7 \leq l \leq 11 \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{d1_{m2,pk}}^{d2_{m2,pk}} \left[\left| a_m \frac{\tau_m \zeta(-1)^l (2M_6 - 2l + 1) - (1 - \zeta)(-1)^l (-5 + 2j)}{\zeta(-2M_6 + 4) - 3} \right| + \left| a_m \frac{-\zeta\tau_m + (-28\zeta + 4)\tau \left(\Delta\tau_m - \frac{\tau_m}{2} - \frac{M_6}{2} T_{sc,6} \right)}{40\zeta + 6 - a_m(-28\zeta + 4)} \right| \right]$$

pour $d1_{m2,l} \leq \tau_m \leq d2_{m2,l}$

$$l = 12 \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{d1_{m2,l}}^{d2_{m2,l}} \left[\left| -a_m \frac{-\zeta\tau_m + (-28\zeta + 4) \left(\Delta\tau_m - \frac{\Delta\tau}{2} - \frac{M_6}{2} T_{sc,6} \right)}{40\zeta + 6 - A(-28\zeta + 4)} \right| + \left| -a_m \frac{\tau_m \zeta(-1)^l (2M_6 - 2l + 1) - (1 - \zeta)(-1)^l (-5 + 2j)}{\zeta(-2M_6 + 4) - 3} \right| \right]$$

pour $d2_{m,12} \leq \tau_m \leq MT_{sc} + \frac{\tau_m}{2}$

$$l = 12 \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{d2_{m,12}}^{MT_{sc} + \frac{\tau_m}{2}} \left[\left| -a_m \frac{-\zeta\tau_m + (-28\zeta + 4) \left(\Delta\tau_m - \frac{\Delta\tau}{2} - \frac{M_6}{2} T_{sc,6} \right)}{40\zeta + 6 - A(-28\zeta + 4)} \right| + \left| -a_m \frac{\tau_m \zeta(-1)^l (2M_6 - 2l + 1) - (1 - \zeta)(-1)^l (-5 + 2j)}{\zeta(-2M_6 + 4) - 3} \right| \right]$$

pour $\tau_m \geq MT_{sc} + \frac{\tau_m}{2}$

0.

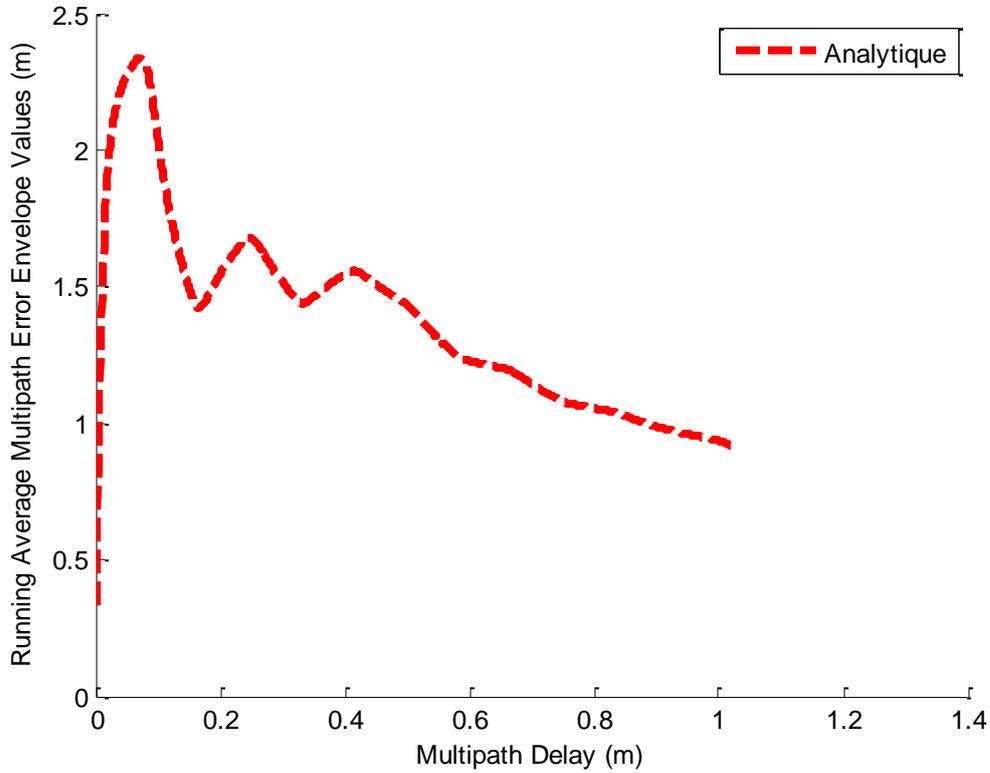


Figure III.7 Résultat de simulation de modèle analytique de RAE proposé pour MBOC (6,1,ζ,±)

MBOC pour M=8

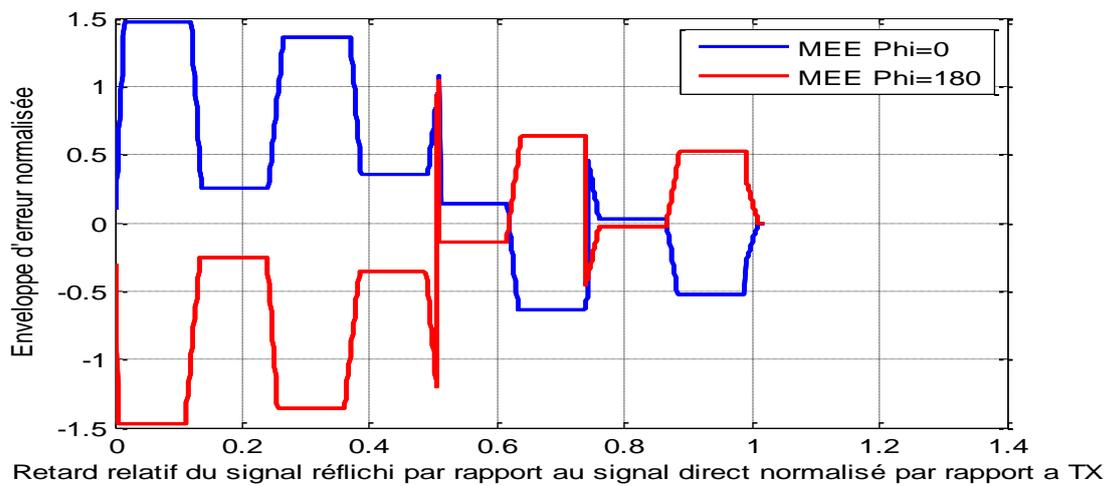


Figure III.8 :MEE pour MBOC(4,1,1/11).

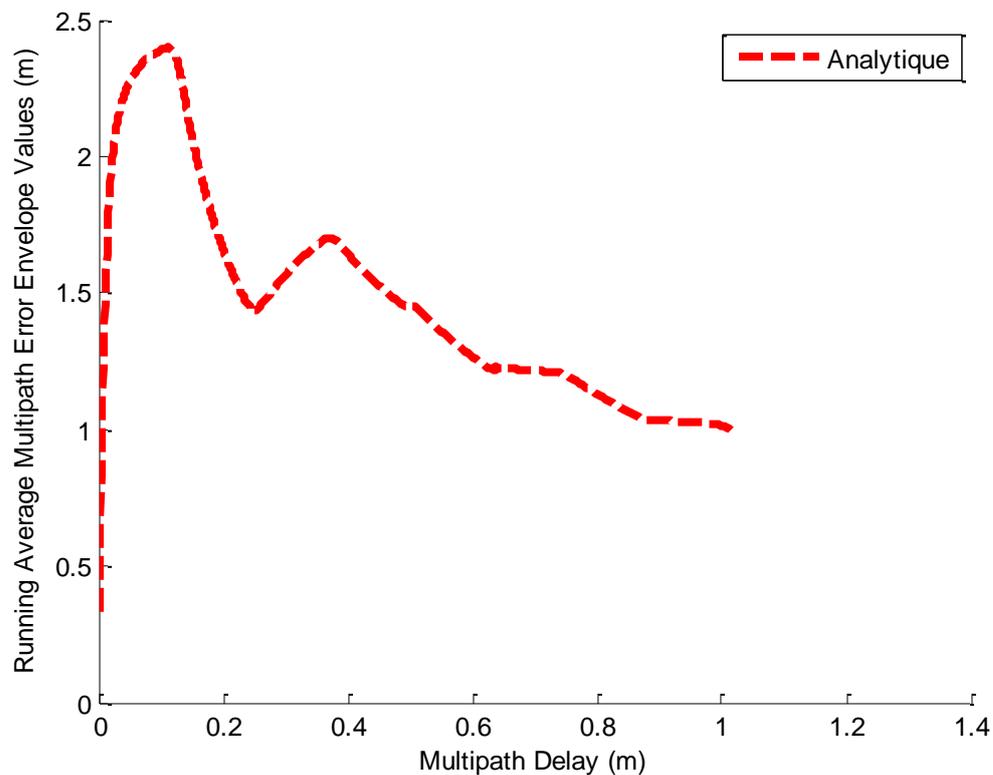


Figure III.9 :RAE pour MBOC(4,1,1/11).

Les figures III.5 ,III.6 ,III.7 , III.8 et III.9 nous montrent les résultats de simulation de l'équation analytique de RAE proposée. Nous constatons que les deux modèles sont identiques pour n'importe quelle valeur de M.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les modèles analytiques de la CF, DF et MEE. Par la suite, nous avons proposé des modèles analytiques de la moyenne courante des erreurs de poursuite des multitrajets spéculaire (RAE) d'une configuration DLL cohérente avec l'espacements de chip $\Delta\tau < \frac{T_x}{M_6}$ pour le signal satellitaire MBOC.

La comparaison entre les résultats de simulation numériques et ceux des modèles analytiques proposés correspondants, ont démontré que les modèles proposés donnent des résultats efficaces et fiables. Notre étude a été réalisée sur un seul intervalle alors pour les prochaines recherches, il serait intéressant de continuer l'étude sur le reste des intervalles pour les comparer selon leurs variations.

Conclusion générale

La mise en place de la modulation MBOC a offert une meilleure précision de positionnement notamment grâce aux propriétés fréquentielles et temporelles qui permettent de minimiser encore plus les effets des sources d'erreurs en générale et plus particulièrement les multitrajets.

Le but de ce travail est l'étude analytique des erreurs moyennes causées par les multitrajets et la proposition des modèles mathématiques simplifiés. L'intérêt de cette modélisation consiste à analyser et déterminer les paramètres qui permettent d'optimiser les performances du récepteur en utilisant les nouveaux signaux satellitaires.

Nous avons présenté dans les premier chapitre les caractéristiques des techniques de modulation des systèmes GNSS telles que BPSK, BOC et ses deux variantes SinBOC et CosBOC et plus particulièrement la modulation MBOC et ses implémentations TBOC et CBOC et leurs caractéristiques spectrales et temporelles.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié les techniques de réception et de corrélation qui corrigent le signal reçu en passant par l'acquisition et la poursuite pour estimer les erreurs de code et de la porteuse en utilisant les boucles à verrouillage DLL et PLL. Nous avons montré l'influence de la fonction de corrélation CF et l'ordre de modulation des nouveaux signaux GNSS sur la précision des mesures. Ensuite, nous avons étudié les différentes sources d'erreur et principalement l'effet des multitrajets sur l'estimation du retard de code pour différents signaux GNSS.

Dans le dernier chapitre, nous avons étudié des modèles analytiques de la CF, DF et les erreurs de poursuite pour une boucle de code cohérente pour les signaux MBOC. Ces modèles ont été déjà proposés et développés pour un espacement de chip $\Delta = \Delta\tau < \frac{T_X}{M_6}$ et $\Delta = \frac{T_X}{M_6} \Delta\tau < 2 \frac{T_X}{M_6}$ dans la référence [2]. Nous avons ensuite présenté les tracés de l'enveloppe d'erreur de multitrajets MEE pour pouvoir enfin proposer des modèles analytiques de la moyenne courante de l'erreur de multitrajets RAE pour les signaux MBOC dans l'intervalle $\Delta = \Delta\tau < \frac{T_X}{M_6}$.

Cette étude nous a permis de comprendre le comportement des signaux et de manipuler les paramètres influents sur les performances de la poursuite du code et l'estimation du retard de propagation afin de pouvoir minimiser les erreurs de poursuite en présence des multitrajets.

La liste des références

- [1] M. Lonchay, « AMÉLIORATION DE LA PRÉCISION DES GNSS : L'UNIVERSITÉ DE LIÈGE EN BONNE POSITION »
- [2] S. Zitouni, « Développement de Techniques d'Amélioration de Précision de localisation dans les Systèmes de navigation par satellites en Appliquant des méthodes de Modulation Efficaces, ». Thèse Doctorat. Université. Abderrahmane Mira- Bejaia, 2015.
- [3] W. Guenter, Jose-Angel, S. Wallner “MBOC: The New Optimized Spreading Modulation Recommended for Galileo L1 OS and GPS L1C”. 2015
- [4] Federal Armed Forces (Munich, Germany) John W. Betz, Chris J. Hegarty, Joseph J. Rushanan, Andrea L. Kraay The Mitre Corporation Anthony R. Pratt UK Defence Science and Technology Laboratory Lt Sean Lenahan GPS Joint Program Office, Los Angeles AFB John Owen, UK Defence Science and Technology Laboratory Jean-Luc Issler CNES (French Space Agency) Thomas A. Stansell Stansell Consulting. 2015
- [5] Sarab Tay. « Analyse et modélisation de l'utilisation de signaux GNSS en environnement marin ». Télécom Bretagne, Université de Rennes 1, 2012.
- [6] J. Guay, « récepteur SBAS-GNSS logiciel pour des applications temps-réel école de technologie supérieure ». université du Québec, 2010.
- [7] Ilie, Iurie. « Récepteur hybride GPS/Galileo: Simulation et analyse de robustesse avec le filtre FADP ». École de technologie supérieure, 2004.
- [8] K. Rouabah. « Etude et Amélioration des Performances des boucles de poursuite de code dans les Récepteurs de Navigation Galileo en Présence de Trajectoires Multiples », université de Sétif.
- [9] Article, Jose-Angel Avila-Rodriguez, Guenter W. Hein, Stefan Wallner, Jean-Luc Issler, Lionel Ries, Laurent Lestarquit, Antoine de Latour, Jeremie Godet, Frederic Bastide, Tony Pratt, and John Owen Members of the Galileo Signal Task Force of the European Commission, The MBOC Modulation A Final Touch for the Galileo Frequency and Signal Plan, 2007.
- [10] O. Julien, C. Macabiau, J. L. Issler, and L. Ries, "1-Bit processing of Composite (CBOC) signals," presented at the ESA-CNES workshop on GNSS signals: GNSS signal 2007, Noordwijk, The Netherlands 24-25 April 2007.
- [11] E. Simona Lohan and M. Renfors. "Correlation properties of Multiplexed Binary Offset Carrier (MBOC) modulation".
- [12]. Siddiqui, B. Ahmed. "Simulink-Based Acquisition Unit for Galileo E1 CBOC Modulated Signals Master of Science Thesis,". 78 Pages March 2010.
- [13] O. Julien, C. Macabiau, J. L. Issler, and L. Ries, "Two for one: Tracking Galileo CBOC Signal with TMBOC," Inside GNSS journal, pp. 50-57, 2007.
- [14] ROCHE. "Méthodes de poursuite de phase pour signaux GNSS multifréquence ". Toulouse: Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace (ISAE). décembre 2013.
- [15] M. Chuang and K. Feng, "Adaptive GPS Acquisition Technique in Weak Signal Environment," in IEEE 63rd Vehicular Technology Conference, 2006.

- [16].Bernier S, Duthoit S, Ladet S, Baudet D « Les concepts de base des systèmes d'information géographique (SIG) : les données et les fonctions générales, ». Le Cahier des Techniques de l'INRA, N° spécialGéoExpé. pp. 19-26,2014.
- [17] M.Braasch and A.V. Dierendonck, "GPS Receiver Architectures and Measurements," Proceedings of the IEEE, vol. 87, no. 1, pp. 48–64, 1999
- [18] S. Fisher and K. Ghassemi, "GPS IIF-the Next Generation," Proceedings of the IEEE,vol. 87, no.1, pp. 24–47, 1999.
- [19] Lahaye R, Ladet S . « Les principes du positionnement par satellite GNSS ».
- [20] M.Malicorne, "Analyse des performances de systèmes de navigation par satellites pour les applications en environnement urbain," PhD thesis Doctorat, Ecole Nationale de l'Aéronotique et de l'Espace, Doctorat, Toulouse 2001.
- [21] J.G.Proakis. « *Digital Communications* », *Chapter 7*, 1983.
- [22] M.S.Braasch, "On the Carractirization of Multipath Errors in Satellite-Based Precision Approach and Landing System, Ph.D Thesis," Ohio State University, 1992.

Résumé

Le système de positionnement par satellite GPS modernisé et Galileo ont recommandé la modulation de porteuse à décalage binaire multiplexée (MBOC) sur la bande de fréquences L1C/E1 pour leurs signaux de service. Le signal MBOC a deux implémentations, le BOC composite (CBOC) et le BOC multiplexé dans le temps (TMBOC), et sa mise en œuvre a plusieurs options. Ce signal a montré ses performances significatives en termes de trajets multiples et de suivi, tout en conservant la compatibilité avec les récepteurs BOC(1,1) au prix d'une faible perte de corrélation, de complexité et de précision. La modélisation théorique du signal pose un souci pour inspecter et optimiser les caractéristiques du signal et les performances du récepteur. Dans ce mémoire, les expressions analytiques de la fonction de corrélation optimale (CF) et de la fonction discriminatoire (DF) sont étudiées pour le signal MBOC, ainsi que l'enveloppe d'erreur de multitrajets (MEEs) pour l'offset d'erreur moyen cohérent. Ces modèles ont été proposés pour les intervalles d'espacement de chip $\Delta = \Delta\tau < \frac{T_X}{M_6}$. En suivant le même principe de la référence [2], nous avons pu modéliser le RAE (Running average Error). Enfin, les résultats de la simulation montrent que les modèles analytiques proposés coïncident avec les modèles numériques.

Mots-clés : Multitrajets, BOC, MBOC, DF, CF.

Abstract

The modernized GPS satellite positioning system and Galileo have recommended multiplexed binary offset carrier (MBOC) modulation in the L1C / E1 frequency-band for their signals services. The MBOC signal has two implementations, the composite BOC (CBOC) and the time-multiplexed BOC (TMBOC), and the implementations has several realization options. This signal has shown its significant performance in terms of multipath and tracking, while maintaining compatibility with BOC (1,1) receivers at the cost of low loss of correlation, complexity and accuracy of theoretical modeling of the signal, leading to inspect and optimize signal characteristics and receiver performance. In this dissertation , the analytical expressions of the optimal correlation function (CF) and of the discriminator function (DF) are studied for the MBOC signal, as well as the multipath error envelope (MEE) for the error offset. These models have already been proposed for the chip spacing intervals $\Delta = \Delta\tau < \frac{T_X}{M_6}$. By following the same principle of reference [2], we came to model the RAE (Running average Error) for. Finally, the simulation results show that the proposed analytical models coincide with the numerical models.

Key-words : Multipath, BOC, MBOC, DF, CF.

