



République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Abderrahmane Mira-Bejaia

Faculté de Technologie

Département de Génie électrique

**Option : Réseaux et Télécommunication**

# Projet de fin d'études

En Vue d'Obtenir le Diplôme de Master

## Thème

*Modélisation Analytique de l'Offset d'Erreur  
Cohérent Moyen pour les Signaux BOC dans un  
Environnement Dégradé*

**Travail réalisé par**

M<sup>elle</sup> OUBELOUT Lila

M<sup>elle</sup> SAADI Meriem

**Membre de jury**

Pr S.Berrah

Pr A.Alliche

**Encadré par**

Dr. S.ZITOUNI

**Co-Promoteur**

Pr.K.KHEIREDDINE

Promotion

2018/2019

## **Remerciement**

*Nous tenons à saisir cette occasion et adresser nos profonds remerciements et nos profondes reconnaissances à nos encadreurs **Pr.K.KHEIREDDINE et MCF S.ZITOUNI**, professeurs au sein de l'université de Bejaïa pour leurs aides durant toute la période du travail et leur disponibilité*

*Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury **Pr. ALLICH et Pr. 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.*

## ***Dédicace***

*À mes chers parents ‘ma mère **Fatiha** et mon père **Mohamed**’ autant de phrases aussi expressives soient-elles ne c’auraient montré le degré d’amour et d’affection que j’éprouve pour vous. Vous m’avez comblé avec vos tendresses et affection tout au long de mon parcours. Vous n’avez jamais cessé de me soutenir et de m’encourager durant toutes les années de mes études, vous avez toujours été présents à mes côtés pour me consoler quand il fallait. En ce jour mémorable, pour moi ainsi que pour vous, Je tiens à vous remercier infiniment et d’approuver mon amour pour vous que Dieu vos protège et vous donne le bonheur et surtout la santé et une longue vie afin que je puisse vous combler à mon tour*

*À mes chers frères **Ahmed**, **Abd el madjid**, **Hocine**, **Cherif**, **Rabah**, **Ali** et **Messaoud** ainsi que leurs femmes, pour leur appui et leur encouragement.  
À ma sœur **Houria** pour sa gentillesse et son amour  
À mon cher fiancé **Sofiane** pour tout l’encouragement, les conseils la gentillesse et le respect.*

*À tous mes nièces **Lamia**, **Thiziri**, **Tamazight**, **Tafsouyth** et **Massilia**..  
À toute ma **famille** et ma **belle-famille** pour leur amour et leurs gentillesse  
À ma binôme **Meriem** et tous mes **collègues** et mes **amis** de ma promotion  
Que ce travail soit l’accomplissement de vos vœux tant allégués, et le fruit de votre soutien infailible.  
Merci d’être toujours là pour moi.*

***Lila***

# Dédicace

*Je dédie ce mémoire*

*À mon père Mourad, pour son soutien, son encouragement son amour  
qui a fait de moi ce que je suis aujourd'hui.*

*À ma maman Lakri en signe de gratitude et de reconnaissance pour sa  
bonne éducation, sa patience et pour tous les sacrifices dont elle a fait à  
mon égard, malgré la distance elle a su trouver les mots pour me  
soutenir.*

*À mon cher frère Mouhad Tahar et à mes chères sœurs Warda et  
Yasmine qui m'ont vraiment aidé et que j'aime de tout mon cœur.*

*À ma famille, mes proches qui m'ont chaleureusement encouragé durant  
cette année d'études.*

*À tous mes amis et camarades qui m'ont toujours encouragé et à qui je  
souhaite plus de succès en particulier ma binôme Lilouch, Khadidja,  
Meriem Berkane, Sonia Bensidhoum, Tata Naima et Imane Saadi.*

*À tous ceux que j'aime*

*Merci*

*Meriem*

# SOMMAIRE

LISTE DES ACRONYMES

LISTE DES FIGURES

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I: GENERALITE SUR LE SYSTEME GNSS	
I.1 INTRODUCTION .....	3
I.2 GENERALITE SUR LE SYSTEME GNSS .....	3
I.2.1 LES COMPOSANT GNSS.....	3
I.3 LES SYSTEMES GNSS.....	5
I.3.1.LE GPS.....	5
I.3.2 LE GLONASS.....	6
I.3.3 LE GALILEO.....	6
I.3.4 LE COMPASS.....	6
I.4 STRUCTURE DES SIGNAUX GNSS.....	7
I.4.1 LE MESSAGE DE NAVIGATION .....	7
I.4.2 LE CODE PRN.....	7
I.5 LES CODES DES SIGNAUX RADIONAVIGATION GPS ET GALILEO .....	9
I.5.1 LES CODES GPS.....	9
I.5.2 LES SERVICES GPS ET GALILEO.....	10
I.6 LE POSITIONNEMENT PAR SATELLITE .....	11
I.6.1 LE PRICIPE DE POSIONNEMENT PAR SATELLITE.....	11
I.7 LES RECEPTEURS GNSS : .....	13
I.8 SOURCES D'ERREURS DE POSITIONNEMENT.....	13
I.8.1 ERREURS DE PROPAGATION.....	13
I.8.2 ERREURS INTRINSEQUES AU SYSTEMES .....	13
I.9 CONCLUSION : .....	14
CHAPITRE II. TECHNIQUES DE MODULATIONS DES SIGNAUX GNSS	
II .1 INTRODUCTION .....	15
II .2 MODULATION PSK.....	15
II.2.1 MODULATION BPSK.....	15
II .3 MODULATION BOC .....	18
II.3.1 DEFINITION.....	18
II.3.2 LE SIGNAL BOC .....	18
II.3.3 LE SPECTRE DE PUISSANCE DE LA MODULATION BOC.....	20
II.3.4 LES SIGNAUX MODULE EN SINBOC ET COSBOC.....	20
II.3.5 DSP DES SIGNAUX MODULE EN SINBOC ET COSBOC.....	21
II.3.6 FONCTIONS DE CORRELATIONS DES SIGNAUX MODULE EN SINBOC ET COSBOC.....	22
II.3.7 AVANTAGES ET INCONVINIENTS BOC.....	22

II .4 MODULATION MBOC.....	23
II.4.1 DENSITE SPECTRALE DE PUISSANCE MBOC.....	23
II.4.2 MODULATIONS CBOC.....	24
II.4.3 MODULATION TBOC.....	24
II.4.4 AVANTAGES ET INCONVENIENTS MBOC.....	25
II .5 CONCLUSION .....	26
<b>CHAPITRE III : ACQUISITION ET POURSUITE DES SIGNAUX GNSS ET L'INFLUENCE DES MULTITRAJETS</b>	
III.1 INTRODUCTION .....	27
III.2 PUISSANCE DES SIGNAUX A LA RECEPTION .....	27
III.3 FACTEUR PERTURBANTS LORS DE LA PROPAGATION ET DE LA RECEPTION .....	28
III.3.1 L'EFFET DOPPLER.....	28
III.3.2 L'EFFET ATMOSPHERIQUES.....	29
III.3.3 ERREURS D'HORLOGE.....	30
III.3.4 BRUITS THERMIQUES DU RECEPTEUR.....	28
III.3.5 MASQUAGE.....	30
III.3.6 REFLEXIONS.....	30
III.3.7 LES MULTITRAJETS.....	32
III.4 LA RECEPTION DES SIGNAUX GNSS.....	33
III.4.1 ARCHITECTURE D'UN RECEPTEUR GNSS.....	33
III.4.2 ACQUISITION DES SIGNAUX GNSS.....	35
III.4.3 POURSUITE DES SIGNAUX GNSS.....	36
III.5 INFLUENCE DES MULTITRAJETS.....	40
III.5.1 REPRESENTATION D'UN SIGNAL MULTITRAJETS.....	40
III.5.2 REPRESENTATION DE LA FONCTION DE CORRELATION D'UN SIGNAL MULTITRAJETS	
III.5.3 IMPACTE DES MULTITRAJETS SUR LA PERFORMANCE DE LA DLL.....	41
III.5.4 Expression de la tension d'erreur de la DLL cohérente en présence de multitrajets--	
III.5 CONCLUSION .....	42
<b>CHAPITRE IV : MODELISATION ANALYTIQUES DE L'OFFSET D'ERREUR MOYEN COHERENT POUR LES SIGNAUX BOC</b>	
IV.1 INTRODUCTION .....	43
IV.2 MODELE ANALYTIQUE DE LA CF SINBOC.....	43
IV.3 MODELE ANALYTIQUE DE LA DF C-ELP POUR UN SIGNAL SINBOC.....	45
IV.4 MODELE ANALYTIQUE DE L'OFFSET DE CODE DE LA DLL C-ELP EN PRESENCE DES MULTITRAJETS POUR UN SIGNAL SINBOC.....	46
IV.5 MODELE PROPOSE POUR L'OFFSET D'ERREUR MOYEN COHERENT POUR LES SIGNAUX SINBOC :	
IV.6 MODELE PROPOSE POUR L'OFFSET D'ERREUR MOYEN COHERENT POUR LES SIGNAUX CosBOC.....	54
IV.7 CONCLUSION .....	62
CONCLUSION GENERALE .....	63

## BIBLIOGRAPHIE

## Liste des acronymes

**C/A**: Coarse Acquisition

**CF** : Correlation Function

**MCS** : Master Control Station

**ESA** :Européenne et l'Agence Spatiale Européenne

**CS** : Commercial Service

**ITU** :InternationalTelecommunication Union

**DSP**: Densité spectrale de Puissance

**ESA** : EuropeanSpace Agency.

**EU** :European Union.

**GLONASS** : GLObalnaïa NAVigatsionnaïa Spoutnikovaïa Sistéma

**GNSS** : Global Navigation Satellite System

**GPS** : Global Positioning System

**NAVSTAR** : NAVigation Satellite Time And Ranging

**OS** :Open Service

**P code**: Precise Code

**PPS** : PrecisePositioning Service

**PRN** :Pseudo-Random Noise

**PRS** :Public Regulated Service

**SOL** :Safety-Of-Life

**SPS** : Standard Positioning Service

**SPS**: Standard Positioning Service SPS: Standard Positioning Service

**BOC** : Binary Offset Carrier

**PSK**: Phase-Shift Keying

**BPSK** : Binary Phase Shift Keying

**CBCS:** Composite Binary Coded Symbol

**CBOC:** Composite BOC

**CF:** CorrelationFunction

**Chip:** Moment de Code ou Bit de Code

**CosBOC:** Cosine-phased BOC

**SinBOC:** Sine-phased BOC

**DSP:** Densité Spectrale de Puissance

**SNR :** Signal Noise Ratio

**LOS :** Line Of Sight

**LBS :** Location Based Services

**DLL :** Delay Lock Loop

**SDLL:** pour Standard DLL

**PLL :** Phase Lock Loop

**FI :** Fréquence Intermediarie

**E :** Early

**L :** Late

**C-ELP :** Coherent-Early Late Processing

**NC-ELP:** Non Coherent- Early Late Processing

**O.C.T:** Oscillateur Commandé en Tension

**MP:** Multipath

**SMR:** Signal to Multipath Ratio

**MEE :** Multipath Error Envelope

**RAE :** Running Average Error



## Liste des figures

FIGURE I. 1 : LES SEGMENTS GNSS.....	4
FIGURE I. 2 : LA CONSTELLATION GPS.....	6
FIGURE I. 3: ENVELOPPE DE SPECTRE DE PUISSANCE [5].....	9
FIGURE I. 4: SUPERPOSITION DU MESSAGE ET DE CODE GPS [5] .....	9
FIGURE I. 5 : LE PRINCIPE DU POSITIONNEMENT PAR TRILATERATION .[7].....	12
FIGURE II. 1: LE SIGNAL BPSK [11].....	16
FIGURE II. 2 : GENERATION DE SIGNAL GPS [11].....	17
FIGURE II. 3: SCHEMA FONCTIONNEL DE LA GENERATION DU SIGNAL BOC [10]. .....	18
FIGURE II. 4: EXEMPLE D’UN SIGNAL GALILEO. [10].....	19
FIGURE II. 5: L’ENERGIE SPECTRALE D’UN SIGNAL BOC [10].....	20
FIGURE II. 6: OCCUPATION DE LA BANDE SPECTRALE $L1 - E1$ PAR LES SIGNAUX GPS ET GALILEO [15].....	25
FIGURE III. 1 : REPRESENTATIONS DES DIFFERENTES ERREURS DE PROPAGATION [2].....	28
FIGURE III. 2 : L’EFFET DOPPLER[15].....	29
FIGURE III. 3 : LA REFLEXIONS[2].....	31
FIGURE III. 4: DIFFERENTS ETATS DES SIGNAUX GNSS [2]......	31
FIGURE III. 5: LES FORMES DE REFLEXION SPECULAIRE ET DIFFUSE [2]. .....	32
FIGURE III. 6: LE SIGNAL MULTITRAJETS EN FONCTION DES LONGUEURS( $dm, d0$ ) [2] .....	33
FIGURE III. 7:ARCHITECTURE D’UN RECEPTEUR GNSS[2].....	34
FIGURE III. 8 SCHEMA BLOC DU PROCESSUS D’ACQUISITION ET DE POURSUITE.[2].....	36
FIGURE III. 9: CORRELATION PARFAITE ENTRE LE CODE REÇU ET LOCAL, $R_E, R_L$ POUR $\Delta\tau_2 = Tc_2$ [2].....	38
FIGURE IV. 1 : L’AUTOCORRELATION SINBOC POUR M=8 [2].....	43
FIGURE IV. 2: LA CF NORMALISEE BOC (1 ,1).....	44
FIGURE IV. 3: LA CF NORMALISEE BOC (10 ,5).....	45
FIGURE IV. 4: LA COMBINAISON DES COURBES DE LA CF DE CODE AVANCE ET RETARD AVEC LES $D_i$ et les $D_i$ DE LA DF C-ELP IDEALE POUR UN SIGNAL $(\alpha, \beta)M = 4$ . .....	45
FIGURE IV. 5: ENVELOPPE D’ERREUR NORMALISEE POUR UN SIGNAL MODULE EN SINBOC(1,1) DANS LES DEUX CAS $\varphi_m = 0$ ET $\varphi_m = \pi$ . .....	48
FIGURE IV. 6: DIFFERENTES ZONES D’ENVELOPPE D’ERREUR SINBOC (1.1). .....	49
FIGURE IV. 7: RESULTAT DE SIMULATION DE MODELE ANALYTIQUE DE RAE PROPOSE SINBOC (1.1).....	52
FIGURE IV. 8: MEE POUR SINBOC (1,2)	52
FIGURE IV. 9: RAE POUR SINBOC (1,2)	52
FIGURE IV. 10: MEE POUR SINBOC (10,2.5)	53
FIGURE IV. 11: RAE POUR SINBOC (10,2.5)	53
FIGURE IV. 12: MEE POUR SINBOC(15,2)	53
FIGURE IV. 13: RAE POUR SINBOC(15,2).....	53
FIGURE IV. 14: RESULTAT DE SIMULATION DE MEE CosBOC (1,1) .....	56
FIGURE IV. 15: LES DIFFERENTES ZONES DE L’ENVELOPPE D’ERREUR CosBOC. ....	56
FIGURE IV. 16: RESULTAT DE SIMULATION DE RAE CosBOC(1,1) PROPOSE.....	60
FIGURE IV. 17: MEE POUR CosBOC(1,2)	60
FIGURE IV. 18: RAE POUR CosBOC (1,2) .....	60
FIGURE IV. 19: MEE POUR CosBOC (10,2.5)	61
FIGURE IV. 20: RAE POUR CosBOC (10,2.5).....	61
FIGURE IV. 21: MEE POUR CosBOC(15,2)	61
FIGURE IV. 22 : RAE POUR CosBOC(15,2) .....	61

# Introduction Générale

# Introduction Générale

À travers l'histoire de l'humanité, le souhait de se repérer et de connaître sa position a été une nécessité et un défi à relever. Au fil du temps, les techniques de mesure de la position se sont améliorées avec l'usage des ondes électromagnétiques qui a permis le développement de la radionavigation pour changer les moyens de navigation et de mesure du temps [1].

Le système mondial de navigation par satellites GNSS (*Global Navigation Satellite System*) est née dans un environnement purement militaire et vu son utilité, il a été identifié comme un moyen très important pour fournir des services de navigation qui facilite la vie quotidienne aux utilisateurs civils grâce à sa zone de couverture mondiale. Avec le développement de GPS américain et sa modernisation, le GLONASS russe et le Galileo européen, le système GNSS ne cesse d'augmenter, visant la performance en termes de précision de positionnement, disponibilité, sécurité et de fiabilité. Cette performance ne dépend pas seulement de système GNSS (satellites, récepteurs et signaux) mais aussi de l'environnement de propagation. Pour ce là, des nouvelles techniques de modulations apparaissent, comme la modulation BOC (Binary Offset Carrier) intégrée par Galileo qui permet un meilleur partage de spectre pour offrir plus d'applications [2].

Le récepteur GNSS, éventuellement intégré dans des Smartphones ou des ordinateurs, peut être utilisé à bord de voitures, navires, avions...etc.[3]. Ce dernier calcule les distances qui le séparent avec un nombre minimum de satellites pour estimer le temps de propagation des signaux satellitaires émis en utilisant deux processus, l'acquisition et la poursuite. La poursuite consiste à mesurer le décalage en temps et en phase et ce là effectué par deux boucles à verrouillage DLL(Delay Lock Loop) et PLL (Phase Lock Loop) . Le principe d'une DLL est d'utiliser deux corrélateurs espacé de chip, l'un en avance E (early) et l'autre en retard L (late) afin de former une fonction discriminatoire (DF).

Plusieurs facteurs perturbants qui affectent les signaux GNSS, l'effet des multitrajets est l'une des sources d'erreurs les plus gênantes qui affectent conséquemment la performance du système GNSS. En présence des multitrajets, la DLL ne poursuit plus le retard du signal direct, mais celui du signal composite reçu. Pour étudier cette erreur de poursuite, des tracés d'enveloppes d'erreurs ont été utilisés pour bien voir l'impact des multitrajets puis le calcul de la moyenne courante de l'erreur de multitrajets[2].

L'objectif de ce travail est de modéliser analytiquement la moyenne de l'erreur des multitrajets pour les signaux BOC. 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 [2].

Pour ce là, nous allons suivre un plan de quatre chapitres : le premier chapitre va récapituler l'ensemble des systèmes de radiolocalisation par satellites, leurs caractéristiques ainsi que les sources d'erreurs de positionnement. Dans le deuxième chapitre, nous allons présenter les techniques de modulation des systèmes GNSS telles que BPSK utilisée par le GPS classique, les deux variantes de la modulation BOC utilisées par Galileo SinBOC et CosBOC, et la modulation MBOC.

Le troisième chapitre va introduire les différentes perturbations liées à la propagation ainsi que les techniques de réception et de corrélation qui corrigent le signal reçu en passant par l'acquisition et la poursuite en utilisant les boucles à verrouillage, DLL et PLL.

Nous allons voir l'influence des multitrajets sur les boucles de poursuite de code DLL cohérente pour qu'on penche dans le dernier chapitre dans l'étude des modèles analytiques de CF, DF et les erreurs de poursuite pour une boucle de code cohérente. Après, nous allons présenter les tracés de l'enveloppe d'erreur de multitrajets MEE pour pouvoir à la fin proposer des modèles analytiques de la moyenne courante de l'erreur de multitrajets RAE pour les signaux BOC.

# Chapitre I

**Généralité sur le système GNSS**

## Généralité sur le système GNSS

### I.1 Introduction

L'acronyme GNSS veut dire (Global Navigation Satellite System) fait référence à une constellation de satellites fournissant des signaux spatiaux qui transmettent des données de positionnement et de synchronisation à des récepteurs GNSS [4]. L'objectif de ce système est de donner la géolocalisation d'un mobile ainsi que sa vitesse en tout lieu de la surface et dans un référentiel global. GNSS désigne aussi un système de localisation et de navigation, associant plusieurs systèmes à couverture mondiale. Parmi ses systèmes, on peut citer GALILEO en Europe, le système de positionnement mondial GPS en Amérique, le système Russe GLONASS et le système chinois COMPASS pour répondre aux besoins des utilisateurs.

Dans ce chapitre nous allons s'intéresser aux différents systèmes GNSS ainsi que leurs composants, la structure des signaux GNSS et leurs codes attribués, puis on termine par le principe de positionnement par satellites.

### I.2 Généralité sur le système GNSS

Le concept de base des systèmes GNSS consiste à mesurer le temps de parcours du signal entre le satellite artificiel et le récepteur. En multipliant ce temps par la vitesse de la lumière ( $c = 3 * 10^8$ ), on obtient la distance entre le satellite et l'utilisateur.

#### I.2.1 Les composants GNSS

Le GNSS se compose principalement de trois segments:

Segment spatial, segment de contrôle et segment utilisateur. Ces segments sont presque similaires dans les trois technologies de satellite (GPS, GLONASS et GALILEO).

La figure I.1 illustre les trois segments

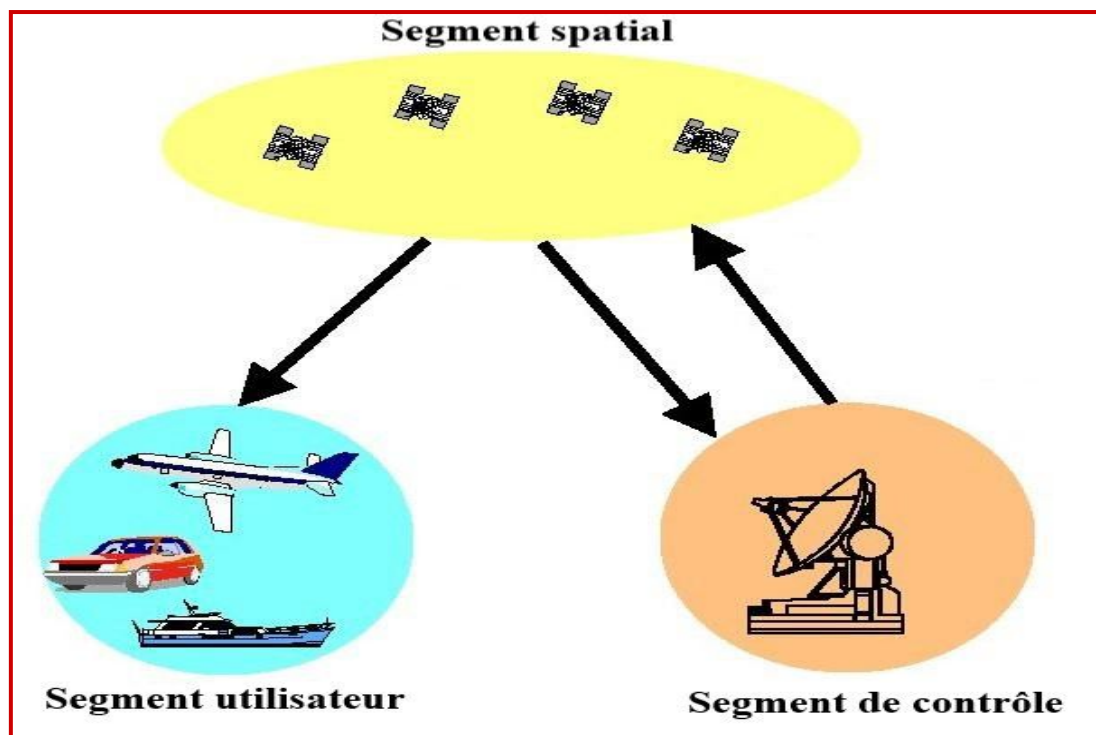


Figure I. 1: les segments GNSS

### I.2.1.1 Le segment spatial

Le segment spatial est composé de la constellation de satellites en orbite. Ces satellites sont répartis sur six orbites, l'altitude des satellites est d'environ  $20200\text{ km}$  et la période de leur trajectoire d'environ  $12\text{ h}$ . Cette configuration permet une bonne couverture de tout le globe, à l'exception des zones polaires.[1, 4] pour une meilleure constellation satellitaire, on s'intéresse au choix des paramètres suivants [5]:

#### a) Altitude des satellites

Dans le système GNSS, le choix d'une altitude trop basse nécessiterait le déploiement d'un nombre trop important de satellites pour couvrir l'ensemble du globe. Une altitude trop élevée entraînerait aussi une augmentation de la puissance et de la masse des satellites, pour un très faible gain en zone de couverture.

#### b) Nombre de satellites

Un nombre plus important de satellites offre de meilleures performances en termes de précision de positionnement et de disponibilité, au moins quatre satellites doivent être visibles de tout point du globe pour fournir un service de positionnement. Depuis 1957, environs

8000 satellites ont été lancés en orbite autour de la terre, dont 3000 encore dans un état de fonctionnement.

### **I.2.1.2 Le segment de contrôle**

Ce segment est composé d'un centre de calcul (MCS : Master Control Station) situé dans une base américaine à Colorado Springs (Etats-Unis), de trois émetteurs et de cinq stations de contrôle réparties à travers le monde. Les stations de contrôle suivent tous les satellites en vue, en enregistrant leurs données de navigation. Ces informations sont traitées au centre de calcul MCS pour déterminer les orbites des satellites et mettre à jour le message de navigation de chaque satellite. L'information mise à jour est transmise à chaque satellite par l'intermédiaire des antennes émettrices[1].

### **I.2.1.3 Le segment utilisateur**

Ce segment est composé des récepteurs pouvant recevoir les signaux des satellites du système. Ces récepteurs fournissent la position, la vitesse et le temps précis à l'utilisateur à tout instant et à tout endroit du globe terrestre. Ils sont très variés dans leur conception et leur fonction selon leur utilisation, leur précision ou la durée d'acquisition des signaux. Ils disposent dans leur mémoire des répliques de codes PRN des satellites du système GPS[1].

## **I.3 Les Systèmes GNSS**

Parmi les systèmes globaux de navigation satellitaire les plus connus, on peut énumérer :

### **I.3.1 Le GPS**

Le système GPS (NAVSTAR) a été mis au point par le ministère de la défense des États-Unis à des services militaires en 1973. Ensuite le système a été mis à la disposition des civils en 1983. En août 2008, le système GPS comprenait une constellation nominale actuelle qui se compose de 24 satellites opérationnels. Les orbites sont disposées de manière à ce qu'au moins six satellites soient dans le champ de vision presque partout sur la surface de la terre et qu'au moins quatre satellites soient visibles[6]. La figure I.2 montre la constellation GPS.





Figure I. 2 : la constellation GPS

### I.3.2 Le GLONASS

Le système de navigation par satellites russes GLONASS a été développé par l'Union soviétique en 1976. Les premiers lancements de satellites ont été exécutés en 1982 pour achever en 1995. Au début de l'année 2008, quatorze sur seize satellites en orbites sont opérationnels. Le système est basé sur le même principe de fonctionnement que le GPS, où la constellation de 24 satellites répartis sur trois plans orbitaux à 19100 km d'altitude. Chaque plan est incliné de  $64,8^\circ$  par rapport à l'équateur[6].

### I.3.3 Le GALILEO

L'Union Européenne a créé son propre système de navigation par satellites 'GALILEO' qui a été conçu par la Commission Européenne et l'Agence Spatiale Européenne (ESA). Ce segment comporte un minimum de 24 satellites qui tournent à 23000km au-dessus de la terre ; ils sont répartis d'une manière régulière sur trois orbites différentes, huit par orbite et il y a jusqu'à 6 en plus en orbite de satellites de réserve en cas où l'un des 24 tombe en panne. Ainsi, avec ces 24 satellites chaque endroit sur terre est constamment survolé par au moins quatre satellites en même temps, pour pouvoir se localiser[6].

### I.3.4 Le COMPASS

COMPASS, est un système de navigation par satellites chinois, composé de 35 satellites. Il est en développement depuis janvier 2013. Il est devenu opérationnel en Chine en 2011, avec 10 satellites utilisés, et il a commencé à offrir des services aux clients de la région Asie-Pacifique en 2012 [6].

## I.4 Structure des signaux GNSS

### I.4.1 Le message de navigation

Le message de navigation est l'ensemble des données supplémentaires qui permet à l'utilisateur de calculer sa position. Il comporte:

- a) Les éphémérides : Un jeu de 16 paramètres comprenant les éléments képlériens de l'orbite des satellites et leurs dérivées premières temporelles, permettant à l'utilisateur de calculer la position des satellites.
- b) Les corrections d'horloges : Un modèle polynomial caractérisant le fonctionnement des horloges embarquées et les paramètres de correction au temps GNSS.
- c) Les paramètres de service: Nécessaires pour identifier le satellite et la qualité du signal reçu. Comme les indicateurs de fonctionnement (satellite / utilisateur).
- d) Les Almanachs : Nécessaire pour indiquer de façon approximative la position de tous les satellites de la constellation.
- e) La correction ionosphérique : Utilise les coefficients de modèle ionosphérique global simplifié permettant de calculer le délai ionosphérique

### I.4.2 Le code PRN

Le code pseudo-aléatoire (PRN) est une séquence d'éléments binaires appelés « chips » qui comportent les caractéristiques suivantes :

- ✓ Prend des amplitudes  $-1$  et  $1$  et d'une durée  $T_c$
- ✓ 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.
- ✓ La longueur maximale d'un code PRN «  $N$  » : c'est la plus grande durée d'une période égale à  $N = 2n - 1$ .

On peut donner la séquence d'un code PRN d'une longueur maximale  $N$  de  $n$  chips 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  $St$  est la valeur de la séquence à l'instant,  $c_n \in (0,1)$  sont des valeurs binaires aléatoires et  $\oplus$  indique l'addition modulo 2 (porte XOR). Pour une forme d'onde rectangulaire[2], elle peut être donnée comme suit:

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

#### I.4.2.1 La fonction de corrélation PRN

Son principe est de corréler deux codes afin d'identifier la valeur du pic maximal, et la partie centrale autour du pic qui est d'une importance majeure dans le traitement des signaux. Pour une séquence d'étalement  $c(t)$ , on donne sa fonction de auto-corrélation (CF) par l'expression :

$$R_C(\tau) = \frac{1}{NT_c} \int_0^{NT_c} c_i(t)c_j(t + \tau)dt \quad (\text{I. 3})$$

Où  $NT_c$  est la période du code. En connaissant la fonction CF d'une fenêtre rectangulaire d'ouverture  $2T_c$  comme étant un triangle donné par :

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

#### I.4.2.2 Le spectre de puissance PRN

La densité spectrale de puissance (DSP) des signaux GPS est un spectre de raies qui décrit la répartition de la puissance au sein de signal en fonction de la fréquence. La présence du code d'étalement PRN conduit à un spectre de raie dont l'enveloppe est une fonction *Sinc*. La DSP du signal est le résultat de la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation exprimée par:

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

Par exemple la transformée de Fourier de (I.4) est :

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

Et la figure I.3 présente l'enveloppe de spectre de puissance

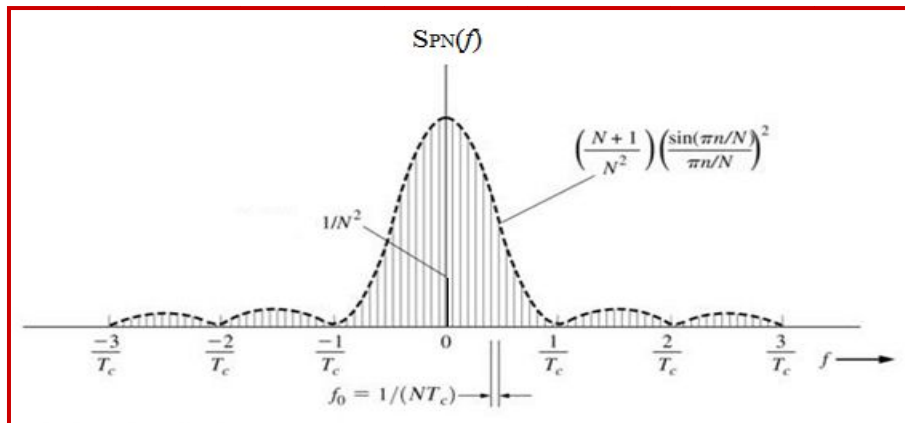


Figure I. 3: enveloppe de spectre de puissance[2]

## I.5 Les codes des signaux radionavigation GPS et Galileo

### I.5.1 Les codes GPS

Le spectre d'un signal GPS est noyé dans le bruit, et seule la connaissance du code utilisé pour l'étalement permet de dés-étaler le signal.

1. Les satellites GPS émettent sur trois bandes porteuses appelées L1, L2 et L5, à des fréquences respectives de 1575,42 MHz, 1227,60 MHz et 1176,45 MHz (multiples de la fréquence fondamentale de 10,23 MHz).
2. Le code C/A (Coarse Acquisition): c'est un code Gold obtenu par la multiplication de deux séquences de même période  $T_{C/A} = 1 \text{ ms}$ , son rythme est  $R_{C/A} = 1/T_c = 1.023 \text{ MHz}$ . Ce code est utilisé par les civils pour le service SPS (Standard Positioning Service)[2]. La figure I.4 c'est un exemple de superposition de données avec une séquence de code C/A :

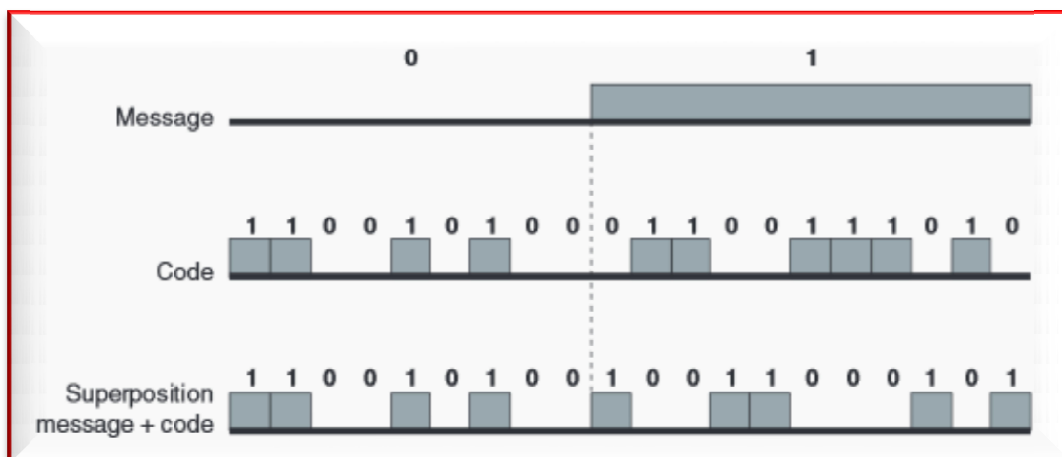


Figure I. 4: Superposition du message et de code GPS[2]

3. Le code P : Est une séquence PRN (Pseudo Random Noise) de rythme 10.23 MHz et de période d'une semaine. Il est utilisé par les militaires pour le service PPS (Precise Positioning Service).
4. Le M-code : C'est un signal destiné aux applications militaires. Il est modulé par un signal BOC(10,5) et transmis à la fois sur L1 et L2 [7].

### **I.5.2 Les codes Galileo**

Le système Galileo utilise plusieurs codes :

1. Les codes E6-A et E6-B: Sont utilisés par le service PRS (Public Regulated Service) qui est réservé aux applications militaires.
2. Les codes E5-A et E5-B: Sont utilisés par le service OS (open Service) pour leurs caractéristiques semblables au code C/A du GPS mais ils utilisent des techniques de modulation plus modernes.
3. Les codes E1: Généralement utilisés par les services OS, PRS, CS (Commercial Service) et SOL (Safety of Life)[2].

### **I.5.3 Les services GPS et Galileo**

Le GPS fournit deux niveaux de service : le SPS (standard positioning service) et le PPS (precise positioning service).

- a) Le SPS est un service de positionnement et de synchronisation à la disposition de tous les utilisateurs de GPS à tout moment et en tout lieu sur la terre (sauf les régions polaires). Il fournit une précision de positionnement d'une dizaine de mètres en planimétrie. Le SPS est fourni par la porteuse L1 qui contient le code et le message de navigation.
- b) Le service de positionnement précis (PPS : Precise Positioning Service) donne un positionnement très précis, une vitesse et un service de synchronisation disponibles sur une base continue et mondiale en utilisant le code P [1].

Le Galileo aussi offre différents services comme :

1. Données de service ouvert (OS) (open Service): Les données du système d'exploitation sont disponibles pour tous les utilisateurs. Open service propose des signaux de positionnement, de navigation et de synchronisation auxquels vous pouvez accéder gratuitement.

2. Service commercial (CS) (Commercial Service): Toutes les données CS sont cryptées et fournies par des fournisseurs de services assurant une interface avec Galileo.
3. Données relatives aux services de sauvegarde de la vie humaine (SOL) (Safety of Life): elles incluent principalement l'intégrité et le signal dans l'espace. La précision requise est d'environ 4 mètres sur le globe. Cela pourrait être possible en introduisant le modèle ionosphérique basé sur plusieurs mesures de fréquence et modéliser les autres erreurs GNSS.
4. Service réglementé public (PRS) (Public Regulated Service): Permet la continuité du service placé sous le contrôle des gouvernements de l'UE pour les applications publiques consacrés à la sécurité européenne et / ou nationale. Le PRS est robuste afin de résister aux interférences, au brouillage et à d'autres attaques accidentelles ou malveillantes.

## I.6 Le positionnement par satellite

### I.6.1 Principe de positionnement par satellite

Les systèmes de positionnement par satellites se basent sur le principe de trilatération. Ce dernier consiste à calculer la position en connaissant la distance qui sépare le récepteur de plusieurs points de repère (satellites) ainsi que la position de ces points. Il ne doit pas être confondu avec le principe de triangulation qui utilise aussi des points de repère, mais calcule la position en fonction des angles, et non des distances[8].

La figure I.5 présente le principe du positionnement par trilatération. On constate trois émetteurs, représentés par les satellites (satellite 1, satellite 2 et satellite 3). Leurs positions sont considérées comme étant connues. Le récepteur (représenté par le point M) connaît les distances  $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$  qui le séparent de chacun des satellites, en mesurant le temps de parcours du signal entre le satellite et le récepteur, puis en multipliant ce temps par la vitesse de la lumière. Grâce à ce principe, le récepteur (le point M) sait qu'il se situe quelque part sur les cercles bleu, rouge et rose. Le croisement des trois cercles indique alors au récepteur sa position.

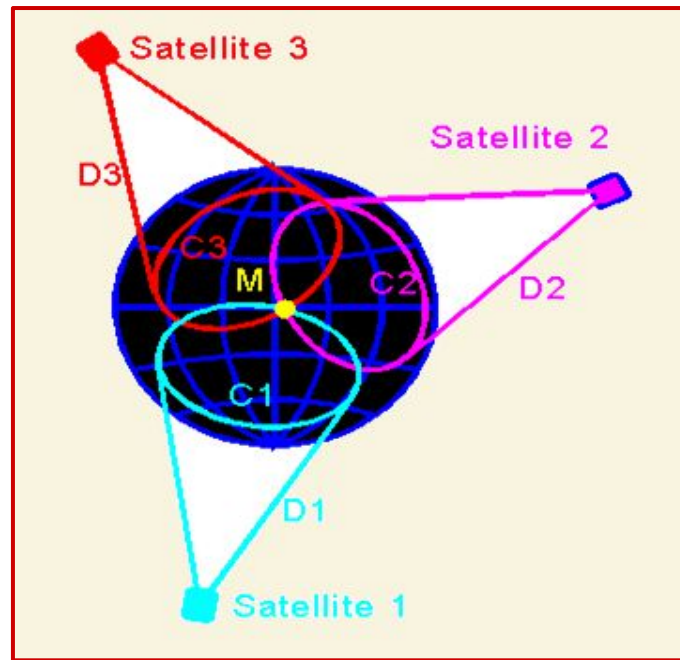


Figure I. 5: le principe du positionnement par trilatération .[8]

Les équations de mesure des distances pour les trois satellites  $i$  ( $i=1, 2,3,4$ ) s'exprime donc sous la forme suivante[2] :

$$D_i = \begin{cases} P_{rec}(x, y, z) - P_{sat,1} + c \times \Delta t \\ P_{rec}(x, y, z) - P_{sat,2} + c \times \Delta t \\ P_{rec}(x, y, z) - P_{sat,3} + c \times \Delta t \\ P_{rec}(x, y, z) - P_{sat,4} + c \times \Delta t \end{cases} \quad (I. 7)$$

Avec

$$\Delta t = \Delta t_{rec} - \Delta t_{sat,i} \quad (I. 8)$$

Où

- $c = 3 \times 10^8 m/s$  est la vitesse de la lumière.
- $P_{sat,i}$  : est la position du satellite  $i$  dans l'espace par rapport à la terre.
- $P_{rec}$  : la position du récepteur.
- $\Delta t_{rec}$  : l'écart de l'horloge du récepteur par rapport au temps de référence de système.
- $\Delta t_{sat,i}$  : l'écart de l'horloge du satellite  $i$  utilisé par tous les satellites pour la synchronisation.

Après la correction des distances par les décalages, le récepteur doit résoudre les équations linéaires donné par l'expression

$$D_i = \sqrt{(x - x_i)^2 + (x - y_i)^2 + (x - z_i)^2} + c\Delta t_{rec} \quad (I. 9)$$

Où les  $(x, y, z)$  sont les coordonnées de récepteur et les  $(x_i, y_i, z_i)$  les coordonnées de satellite d'indice  $(i)$ .

## I.7 Les récepteurs GNSS

Pour calculer le temps de parcours du trajet (satellite-récepteur), le récepteur compare les signaux reçus (émis par les satellites) avec un signal généré localement. Cette réplique du signal entrant est alignée avec le signal satellitaire reçu par décalages successifs du code, après l'alignement des signaux, le récepteur calcule la différence de temps correspondant à la distance parcourue par le signal. Le décalage est la durée de propagation estimée du signal entre le satellite et le récepteur[1,2].

Le traitement au niveau de la réception permet d'estimer le positionnement de l'utilisateur à partir des signaux reçus sur l'antenne de réception, les étapes fondamentales utilisées pour identifier les satellites émetteurs et obtenir les estimations nécessaires au positionnement sont l'acquisition et la poursuite des signaux GNSS, qu'on va voir dans les prochains chapitres, ici on va présenter les principaux postes d'erreur associés à ces processus d'estimation.

## I.8 Sources d'erreurs de positionnement

Ces erreurs peuvent être classées dans deux catégories : Erreurs de propagation et les erreurs intrinsèques au système : elles sont principalement liées aux limites technologiques du système de navigation [9].

### I.8.1 Erreurs de propagation

La propagation radioélectrique modifie les caractéristiques du signal satellitaire. C'est les facteurs perturbants de la propagation, on cite :

- Erreur de propagation en espace libre, en ionosphérique et en troposphérique : Est majoritaire sur l'ensemble du parcours du signal satellitaire et génère des pertes et induit des retards sur le signal propagé.
- Les multitrajets : Le phénomène de multitrajets est causé par différentes surfaces réfléchissantes et les obstacles entourant le récepteur, qui perturbent la propagation des signaux satellitaires par des réflexions et diffractions...etc.
- Le bruit : Le rapport entre la puissance du signal et la puissance du bruit est une information importante pour un système GNSS. En effet, les réflexions ou diffractions des signaux sur l'environnement atténuent le signal et augmentent le bruit[2].



### I.8.2 Erreurs intrinsèques au système

Les facteurs liés au système GNSS (les satellites, les récepteurs), on peut mentionner :

- La charge utile et l'antenne de satellite : Certains étages de la charge utile peuvent créer des distorsions sur le signal émis et les antennes satellitaires doivent fournir un gain constant mais en pratique ce n'est pas toujours le cas.
- Les horloges des satellites et des récepteurs : Les horloges du satellite et du récepteur doivent être parfaitement synchronisées pour déterminer précisément le temps de propagation et calculer la position du récepteur[2].

## I.9 Conclusion

La mise en service du système Américain GPS (Global Positioning System) a produit la révolution des technologies de localisations partout dans le monde. C'est le système de navigation par satellites qui a permis à un utilisateur muni d'un récepteur de calculer et déterminer sa position à tout endroit de la terre à partir de l'estimation de la distance qui le sépare d'un nombre minimum de satellites [2].

Ce chapitre résume l'ensemble des systèmes mondiaux de radiolocalisation par satellites, les notions de base qu'on doit connaître sur les systèmes GNSS, leurs composants puis la structure des signaux de navigation pour qu'on penche sur le principe de fonctionnement des systèmes GNSS ainsi que les sources d'erreurs de positionnement. Ce qui a provoqué le lancement de la modernisation des systèmes de localisation et d'amélioration de performances en termes de précision de positionnement. Ces performances sont liées principalement aux caractéristiques des systèmes GNSS (récepteurs, satellites, signaux), dépendent également de l'environnement de propagation des signaux. Pour cela, de nouvelles techniques de modulations s'apparaissent.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les nouvelles techniques de modulations développées qui offrent la possibilité de cumulation des signaux des différents systèmes sur des fréquences déjà utilisées et elles permettent une meilleure performance en termes de temps d'acquisition et de poursuite.

# Chapitre II

**Techniques de modulations des signaux  
GNSS**

## II. Techniques de modulations des signaux GNSS

### II.1 Introduction

Ce chapitre étudie les techniques de modulations des signaux de navigation utilisés dans les systèmes de positionnement par satellites actuels et futurs. Le système de positionnement global traditionnel (GPS) utilise une modulation binaire à décalage de phase BPSK (pour Binary Phase Shift Keying), avec des symboles d'étalement rectangulaires conventionnels (sans retour à zéro). Le système GPS modernisé utilisera une nouvelle technique de modulation appelée modulation BOC (Binary Offset Carrier) qui offre une meilleure conception de la modulation pour les systèmes de radionavigation de prochaine génération [10]. Différents types de signaux BOC sont définis : BOC avec sous-porteuse sinus et BOC avec sous-porteuse cosinus, et leurs avantages par rapport aux modulations PSK classiques. Puis la modulation MBOC (Multiplexed Binary Offset Carrier) avec ses implémentations CBOC (Composite BOC) et TMBOC (Time-Multiplexed BOC) [2].

### II.2 Modulation PSK

La première à être utilisée pour la navigation par satellites. Malgré sa simplicité, elle est encore utilisée de nos jours, la modulation de phase PSK sert à désigner une famille de formes de modulations numériques qui ont toutes pour principe de véhiculer de l'information binaire via la phase d'une porteuse. BPSK est la forme la plus simple du PSK, elle utilise deux phases qui sont déphasées de  $180^\circ$ , on l'appelle aussi 2-PSK [2].

#### II.2.1 Modulation BPSK

La modulation BPSK est caractérisée par le fait qu'elle n'a que deux niveaux (binaires) de symboles  $\{+1, -1\}$  pour les bits 0 et 1, respectivement. Son expression générale en bande passante peut être écrite comme suit [11] :

$$s(t) = A_c \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \cos(2\pi f t + \varphi_c + \theta_{i,k}) p(t - kT) \quad (\text{II. 1})$$

Où:

$A_c$  : Est l'amplitude et  $\Phi_c$  : 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  $\{\pm 1\}$ .

Le GPS utilise la modulation par décalage de phase binaire (BPSK) pour moduler les codes. Le changement d'état du code provoque un déphasage de 180 degrés dans la porteuse. La figure II.1 présente le signal BPSK:

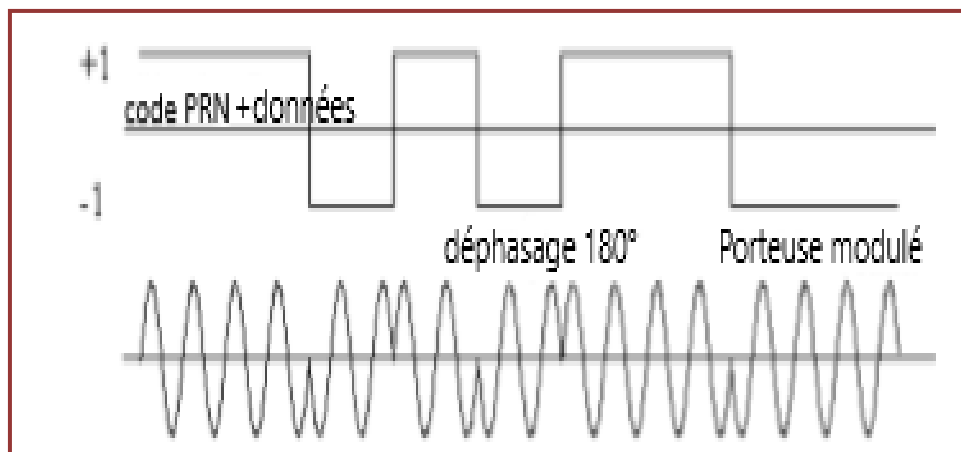


Figure II. 1: le signal BPSK[11]

Le signal de porteuse GPS est un signal sinusoïdal de fréquence 1575,42 MHz (L1) et 1227,60 MHz (L2). Ce sont des multiples sélectionnés d'une horloge maîtresse de 10,23 MHz, dérivées d'un standard atomique. Le GPS utilise le multiplexage par répartition en code pour permettre à différents satellites d'utiliser simultanément la même fréquence porteuse.

La figure II.2 montre comment générer un signal GPS en utilisant une modulation BPSK et une porteuse L1.

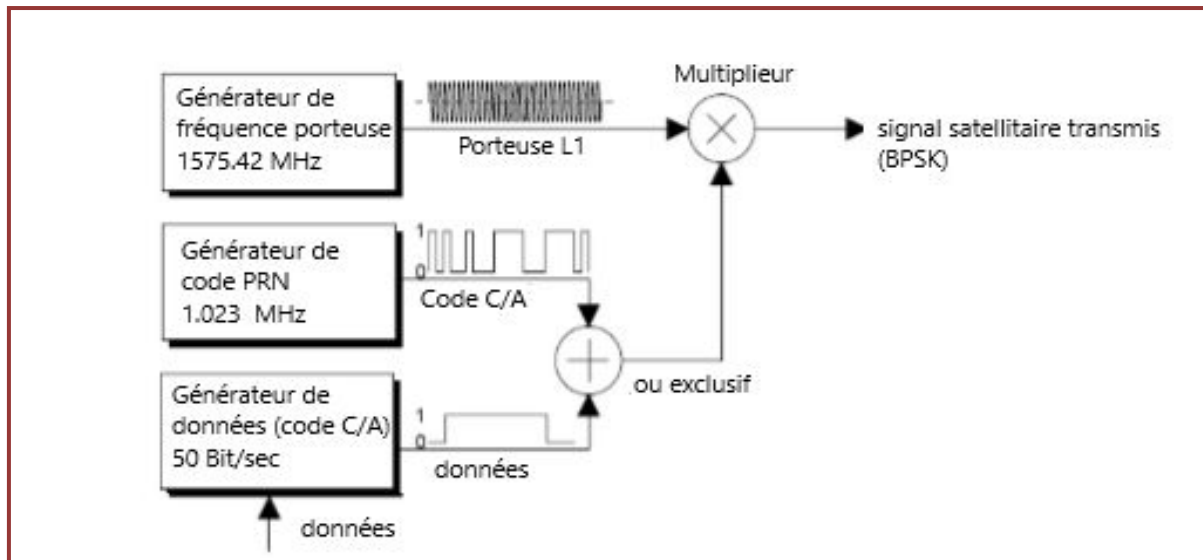


Figure II. 2 : Génération de signal GPS[11]

La modulation BPSK est la plus robuste au bruit par rapport aux autres types de modulation PSK, elle présente aussi une résistance aux multitrajets lointains, l'inconvénient majeur de cette modulation est la limitation pour des applications nécessitant un débit de données élevé et une bande passante limitée [2].

En effet, le signal BPSK ne peut pas fournir un bon partage de la bande spectrale par plusieurs signaux. C'est la raison pour laquelle de nouvelles modulations ont été étudiées. Une de ces modulations, la modulation BOC.

### II .3 Modulation BOC

Le système (GPS) fonctionne avec succès depuis de nombreuses années, mais sa précision de positionnement du signal civil n'est pas assez élevée pour répondre aux demandes des utilisateurs. Les utilisateurs de Galileo seront satisfaits de la précision de positionnement du signal avec une précision garantie jusqu'à 1 mètre, pour cela, une nouvelle technique de modulation, BOCest utilisée par Galileo dans les systèmes de radionavigation par satellite [10].

### II .3.1 Définition

BOC décrit une classe de modulations à spectre étalé, récemment introduite pour la prochaine génération des systèmes de navigation par satellites. La nécessité d'améliorer les propriétés des signaux GNSS traditionnels pour une meilleure résistance aux trajets multiples, les interférences et le bruit du récepteur et le besoin d'améliorer le partage spectral de la largeur de bande attribuée avec les signaux existants sont les principales raisons de la création de signaux BOC [10]. La figure suivante montre le schéma fonctionnel pour générer un signal BOC.

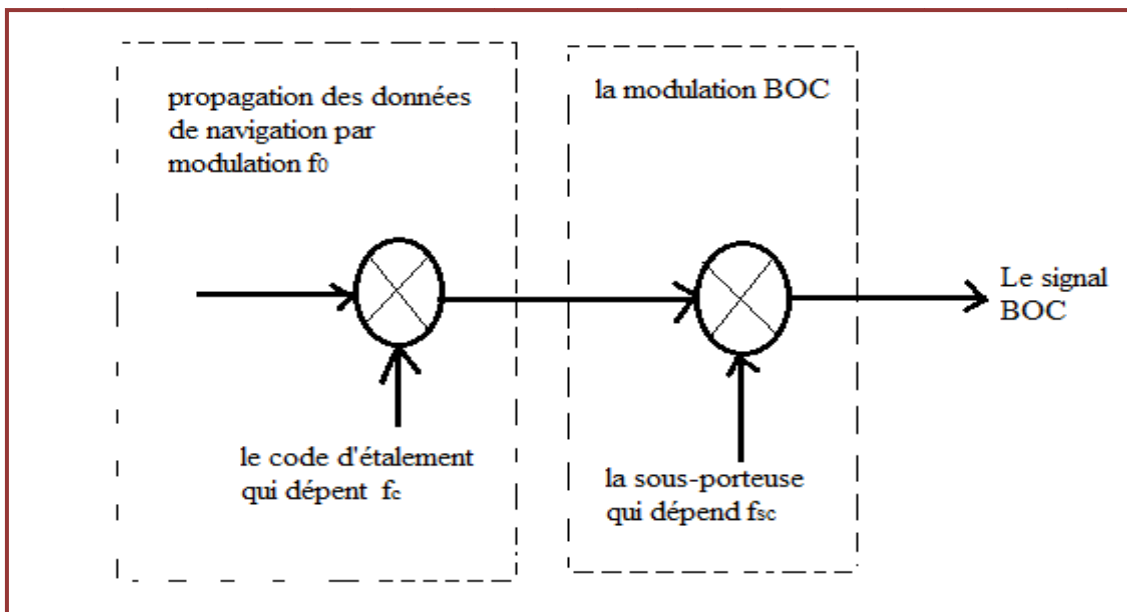


Figure II. 3: Schéma fonctionnel de la génération du signal BOC [10].

### II .3.2 Le signal BOC

Le caractère de séparation du spectre des signaux modulés par BOC permet d'isoler le spectre avec les signaux BPSK dans la même bande. Ainsi, la modulation BOC sera largement appliquée au fur et à mesure de l'encombrement de la bande de communication [10].

Un signal modulé par BOC est le produit dans le domaine temporel des composantes suivantes [2] :

- Un signal BPSK(n) à un taux de code d'étalement  $f_c = n \times f_0$
- Une sous-porteuse rectangulaire périodique  $x(t)$  de fréquence  $f_{sc} = m \times f_0$ .

Les deux signaux sont synchronisés à l'aide d'une horloge commune d'une fréquence  $f_0 = 1.023 \text{ MHz}$ ; les paramètres  $f_c$  et  $f_{sc}$  peuvent être aussi donnés par:

$$f_c = \frac{1}{T_c} \tag{II. 2}$$

$$f_{sc} = \frac{1}{2T_{sc}} \tag{II. 3}$$

Où  $T_c$  : La durée d'un chip du code d'étalement.

$T_{sc}$  : La demi-période de la sous-porteuse. La figure II.4 montre un exemple de génération d'un signal Galileo :

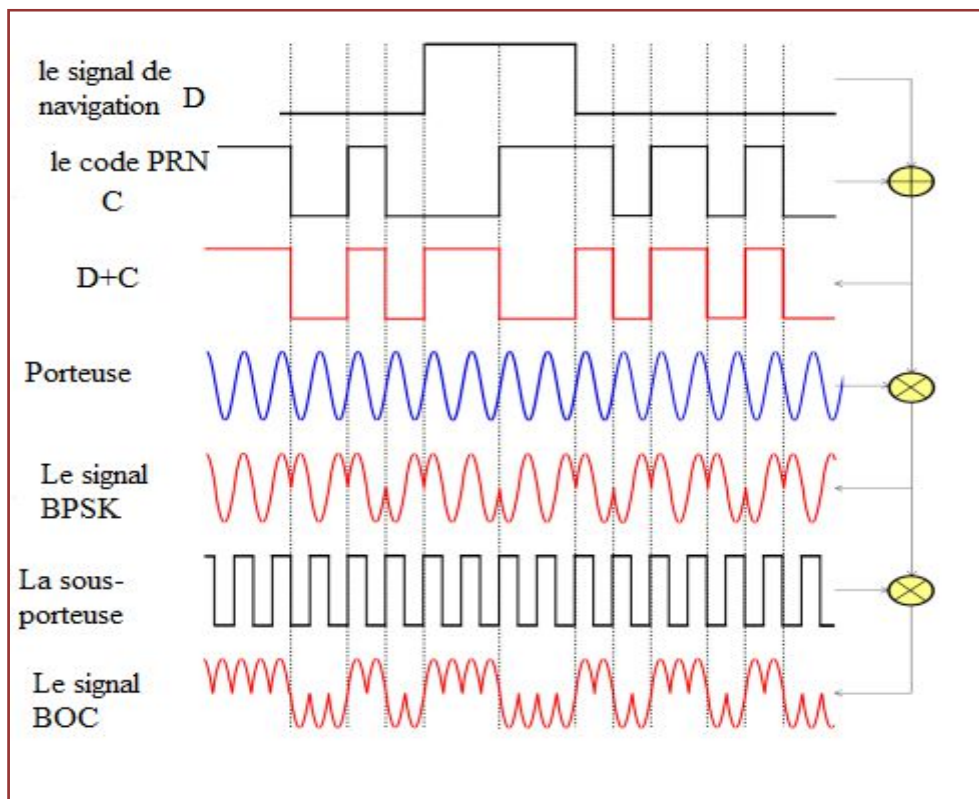


Figure II. 4: exemple d'un signal Galileo.[10]

Un signal BOC est noté par  $BOC(f_{sc}, f_c)$  ou bien  $BOC(m, n)$  ou par  $BOC(\alpha, \beta)$ .

On définit l'ordre de modulation BOC « M » par  $M = \frac{2f_{sc}}{f_c} = \frac{2m}{n}$ , ( $M \in N^*$ ).

Par exemple,  $M = 2$  représente les modulations comme  $BOC(1,1)$  et  $BOC(2,2)$ , tandis que  $M = 12$  représente les modulations comme  $BOC(6,2)$  et  $BOC(15,2.5)$ .

### II.3.3 Spectre de puissance de la modulation BOC

La modulation BOC actuellement utilisée dans Galileo est une modulation carrée de sous-porteuses, dans laquelle un signal est multiplié par une sous-porteuse rectangulaire. Suite à cette multiplication de sous-porteuse, le spectre du signal est divisé en deux parties. La plupart de l'énergie des signaux modulés par BPSK, tels que les codes GPS C / A, est concentrée autour de la fréquence porteuse, tandis que les signaux modulés par BOC présentent une faible énergie autour de la fréquence porteuse et deux lobes spectraux principaux plus éloignés de la porteuse [10], la figure II.5 présente l'énergie spectrale d'un signal BOC :

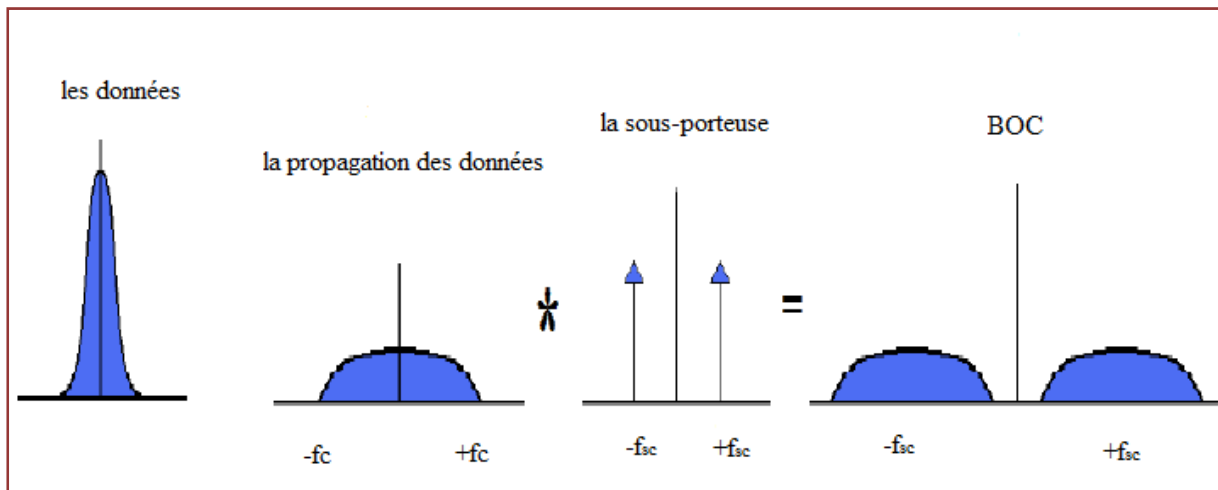


Figure II. 5: L'énergie spectrale d'un signal BOC[10].

### II.3.4 Les signaux modulés en SinBOC et CosBOC

La sous-porteuse BOC dispose de deux phases impliquant deux types de synchronisation entre la sous-porteuse et le code d'étalement: Une synchronisation sinus et une synchronisation cosinus. Ceci va engendrer deux variantes de modulation BOC, nommées SinBOC et CosBOC, et notées respectivement  $BOC_{set}$  et  $BOC_c$ .

La sous-porteuse peut être exprimée pour ces deux synchronisations comme suit [2]

$$x_{BOC_{S,C}}(t) = \text{sign}(\sin(2\pi f_{sc}t + \varphi_{S,C})) \quad (\text{II. 4})$$

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



La densité spectrale de puissance d'une modulation BOC peut changer selon deux critères : la parité du nombre  $M$  l'ordre de modulation et le type de synchronisation code PRN/sous-porteuse sinus ou cosinus.

Les formes d'onde de SinBOC et CosBOC est une séquence de +1 et -1, elle peut être donnée par [2]:

$$x_{BOC_S}(t) = p_{T_{sc}}(t) \otimes \sum_{i=0}^{M-1} (-1)^i \delta(t - iT_{sc}) \quad (\text{II. 5})$$

$$x_{BOC_C}(t) = p_{T_{sc}}(t) \otimes \sum_{k=0}^1 \sum_{i=0}^{M-1} (-1)^{i+k} \delta(t - iT_{sc} - kT_{sc}/2) \quad (\text{II. 6})$$

Où

$P(t)$  : est une fenêtre rectangulaire d'amplitude 1 et d'ouverture  $T_{sc}$ .

### II .3.5 DSP des signaux modulés en SinBOC et CosBOC

La DSP du signal BOC à spectre étalé est obtenue à partir de la relation [2]:

$$\bar{G}_{BOC}(f) \triangleq \frac{|X_{BOC}(f)|^2}{T_c} \quad (\text{II. 7})$$

Où le  $\triangleq$  est presque égale,

$X_{BOC}(f)$  est la transformé de Fourier de  $c(t)x_{BOC}(t)$ . Théoriquement, la DSP d'un signal modulé en SinBOC(m, n) normalisée en bande de base est donné par l'expression [2]:

$$\bar{G}_{BOC_S} = \begin{cases} f_c \left( \frac{\tan(\frac{\pi f}{2f_{sc}}) \sin(\frac{\pi f}{f_c})}{\pi f} \right)^2, & \frac{2f_{sc}}{f_c} \text{ paire} \\ f_c \left( \frac{\tan(\frac{\pi f}{2f_{sc}}) \cos(\frac{\pi f}{f_c})}{\pi f} \right)^2, & \frac{2f_{sc}}{f_c} \text{ impaire} \end{cases} \quad (\text{II. 8})$$

Pour un signal modulé en CosBOC (m, n), l'expression est [2] :

$$\bar{G}_{BOC_C} = \begin{cases} f_c \left( \frac{2\sin^2(\pi f/4f_{sc}) \sin(\pi f/f_c)}{\pi f \cos(\pi f/2f_{sc})} \right)^2, & \frac{2f_{sc}}{f_c} \text{ paire} \\ f_c \left( \frac{2\sin^2(\pi f/4f_{sc}) \cos(\pi f/f_c)}{\pi f \cos(\pi f/2f_{sc})} \right)^2, & \frac{2f_{sc}}{f_c} \text{ impaire} \end{cases} \quad (\text{II. 9})$$

### II.3.6 Fonctions de corrélation des signaux modulés en SinBOC et CosBOC

Les fonctions de corrélation théoriques des signaux BOC avec une largeur de bande infinie (idéale) sont calculées à partir de la transformé de Fourier des équations (2.8)et (2.9)[2] :

$$R_{BOC}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} G_{BOC}(f) e^{j2\pi f\tau} df \quad (\text{II. 10})$$

Plusieurs expressions ont été données pour les CFs des signaux BOC (m, n). D'après J.Winkel[12], la CF SinBOC(m,n) a été donnée par l'expression:

$$R_{BOC(m,n)}(\tau) = \sum_{M+1}^{M-1} (N - |k|) \left( 2\text{Tri}\left(\frac{\tau}{T_c} - 2k\right) - \text{Tri}\left(\frac{\tau}{T_c} - 2k - 1\right) - \text{Tri}\left(\frac{\tau}{T_c} - 2k + 1\right) \right) \quad (\text{II.11})$$

Ce modèle de la CF proposé prend en compte la limitation de la bande.

Où  $k = 1, \dots, (M - 1)$  et  $\tau$  exprime le changement de retard du code généré localement.

$\text{Tri}(\cdot)$  C'est la fonction triangle avec une ouverture  $[-T_c, T_c]$ .

En outre dans la référence [13] la CF SinBOC(m,n) est exprimée par :

$$R_{BOC(m,n)}(\tau) = \begin{cases} (-1)^{j-1} \left[ \frac{j+(M-j)(2j-1)}{M} + \frac{-1-2(M-j)}{M} \frac{\tau}{T_{sc}} \right], & \text{pour } 0 \leq |\tau| \leq MT_{sc} \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II. 12})$$

Avec  $j = \lceil |\tau| / T_{sc} \rceil$ ,  $M = \frac{2m}{n}$  et  $T_c = MT_{sc}$ .

### II.3.7 Avantages et inconvénients BOC

La modulation BOC offre certains avantages par rapport à la modulation PSK classique [10]:

- Leur principal avantage est la meilleure utilisation du spectre, ce qui rend la séparation des signaux GNSS plus facile. En particulier, un tel contenu haute fréquence peut améliorer la précision de suivi du signal dans les environnements bruités et à trajets multiples.
- Un symbole d'étalement BOC est un symbole d'étalement de fréquence plus élevée qu'un symbole d'étalement BPSK.

- Chacune des deux bandes latérales spectrales de signal BOC contient de manière redondante toutes les informations nécessaires pour déterminer la position et pour la démodulation de données. Ces bandes latérales distinctes peuvent être traitées séparément.
- Un autre avantage pour le traitement en bande latérale des modulations BOC est la prévention des interférences. Les circuits simples d'un récepteur peuvent détecter les brouillages dans une bande ; et peuvent reconfigurer le récepteur pour ne traiter que la bande latérale non perturbée.

L'inconvénient c'est Par rapport au code pseudo-aléatoire (PRN) modulé par BPSK classique, un PRN modulé par BOC, le signal présente des pics secondaires dans la fonction de corrélation. La largeur du lobe principal de la CF diminue (comparée à BPSK), mais des lobes secondaires apparaissent dans le spectre à deux intervalles, ce qui rend la CF «ambiguë».

## II .4 Modulation MBOC

Dans la première conception du signal Galileo L1 était BOC (1,1). Pour améliorer la performance du signal L1, la modulation a été changé pour une modulation MBOC [14].

### II .4.1 Densité Spectrale de Puissance MBOC

La modulation MBOC a été conçue pour les prochains signaux Galileo E1GPS L1 et pour qu'elle conserve un haut niveau de compatibilité en utilisant des récepteurs de BOC (1,1) ce qui rend la mise en œuvre des récepteurs plus simple.

La modulation MBOC est spécifiée par sa densité spectrale de puissance (DSP) qui est la somme linéaire des PSDs de  $BOC_S(n, n)$  et  $BOC_S(m, n)$ . La DSP normalisée du signal MBOC est donnée par[2]:

$$G_{MBOC}(f) = w_1^2 G_{BOC_S(n,n)}(f) + w_2^2 G_{BOC_S(m,n)}(f) \quad (\text{II. 13})$$

Où

Les paramètres  $w_1$  et  $w_2$ , avec la condition  $w_1^2 + w_2^2 = 1$ , représentent la puissance répartie entre les deux composants BOC [2], le spectre de puissance conçu pour définir la totalité des signaux GalileoE1 et GPS L1, est donné comme suit :

$$G_{MBOC}(f) = \left(\frac{10}{11}\right) G_{BOC_S(1,1)}(f) + \left(\frac{1}{11}\right) G_{BOC_S(6,1)}(f) \quad (\text{II. 14})$$

Où  $G_{BOC(m, n)}$  est la densité spectrale de puissance unifiée d'une modulation d'étalement BOC sinusoïdale. Il convient de noter que la définition ci-dessus correspond au cas idéal de bande passante infinie.

Deux implémentations dans le domaine temporel MBOC, correspondants aux canaux pilote et donné, ont été respectivement proposées pour les futures signaux civils, Il s'agit des modulations CBOC (Composite BOC) et TMBOC (Time-Multiplexed BOC) [2]

### II .4.2 Modulation CBOC (composite BOC)

Le signal CBOC est une combinaison linéaire des deux signaux  $BOC_S(n, n)$  et  $BOC_S(m, n)$ ., la sous-porteuse du CBOC est générée comme suit:

$$x_{CBOC(m,n,\zeta,\sigma_k)} = c(t) \cdot d(t) \gamma_k [\sqrt{1-\zeta} x_{BOC_S(n,n)}(t) + \sigma_k \sqrt{\zeta} x_{BOC_S(m,n)}(t)] \quad (\text{II. 15})$$

Où

- $c(t)$  et  $d(t)$  sont respectivement le code d'étalement PRN et le message de navigation.
- $\sqrt{1-\zeta}$  et  $\sqrt{\zeta}$ : Sont les coefficients de puissance qui définissent l'allocation de puissance avec  $\sqrt{1-\zeta} < \sqrt{\zeta}$ .
- $\zeta$  : Le facteur de pondération réel.
- $\gamma_k$ : Est la fraction d'allocation de puissance.
- $\sigma_k$ : Le paramètre  $\sigma_k$  implique la présence et le signe de la composante  $BOC_S(m, n)$

### II .4.3 Modulation TMBOC (Time-Multiplexed BOC)

Le signal TMBOC est un mode de multiplexage temporel spécifique entre les symboles d'étalement  $BOC_S(n, n)$  et  $BOC_S(m, n)$ . Il est divisé en blocs de  $N$  symboles. La sous-porteuse TMBOC est périodique, de période  $NT_c$ . On pose les deux blocs  $B_1$  et  $B_2$ , dans le bloc  $B_1$  de longueur  $L$  chips de code d'étalement, on emploie la composante  $BOC_S(n, n)$  et dans le bloc  $B_2$  de longueur  $L - N$  restant, on emploie la composante  $BOC_S(m, n)$  [2]. On définit le signal TMBOC par :

$$x_{TMBOC(m,n,\zeta)}(t) = \begin{cases} x_{BOC_S(n,n)}(t) \lfloor (t \bmod NT_c) / T_c \rfloor \in B_1 \\ x_{BOC_S(m,n)}(t) \lfloor (t \bmod NT_c) / T_c \rfloor \in B_2 \end{cases} \quad (\text{II. 16})$$

Où *mod* désigne l'opérateur modulo. Dans la modulation TMBOC, le paramètre  $\zeta$  est égale à  $1 - L/N = \text{length}(B_2)[2]$ .

#### II .4.4 Avantages de la modulation MBOC par rapport à la modulationBOC (1,1)

La modulation MBOC offre certains avantages par rapport à la modulation BOC, On cite quelques points[14]:

- MBOC aide à séparer en fréquence les nouveaux signaux à partir des signaux existant dans la bande L1, comme nous montre la figure (2.6).
- Le spectre de puissance est plus large donc le signal est plus résistant aux interférences.
- Le pic principal de la fonction de corrélation est plus étroit et fonctionne donc mieux en cas de trajets multiples.

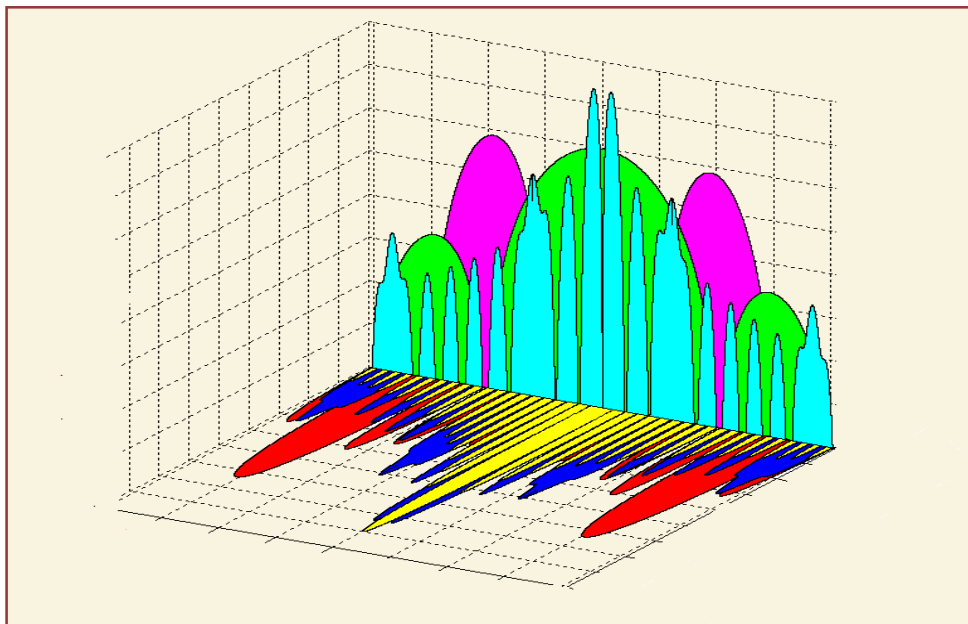


Figure II. 6: Occupation de la bande spectrale  $L1 - E1$  par les signaux GPS et Galileo[15]

## II .5 Conclusion

Avec la modernisation de nouveaux systèmes mondiaux de navigation par satellites (GNSS), tels que le Galileo européen, le Compass chinois et le GPS modernisé, des nouvelles techniques de modulations sont introduites.

Dans ce chapitre nous avons présenté ces techniques en passant par la modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying), utilisé par GPS, ainsi avec l'introduction de Galileo qui nécessite l'utilisation de la modulation BOC ( Binary Offset Carrier) qui sera mis en œuvre sous la forme d'une modulation de sous-porteuse sinus ou cosinus (SinBOC et CosBOC) pour une meilleure utilisation du spectre , ensuite pour améliorer la performance en termes de la résistance aux interférences et aux multitrajets, nous avons présenté la modulation MBOC (multiplexed BOC) qui affecte les propriétés spectrales du signal et d'acquisition et de suivi du récepteur.

Dans le prochain chapitre, nous allons voir l'acquisition et la poursuite du code des signaux au niveau des récepteurs GNSS.

# Chapitre III

**Acquisition et Poursuite des signaux  
GNSS et l'Influence des multitrajets**

## **III. Acquisition et Poursuite des signaux GNSS et l'Influence des multitrajets**

### **III.1 Introduction**

Les signaux GNSS parcourent environ 20 000 km pour arriver au niveau du récepteur. L'antenne les capte atténués, retardés et modifiés d'un certain nombre d'erreurs par divers phénomènes physiques liés à la traversée de l'ionosphère et de la troposphère [3]. Dans ce chapitre nous allons voir la description des signaux GNSS à la réception et les différents facteurs perturbants lors de la propagation puis nous décrivons la chaîne de réception avec l'architecture des modules utilisés. Ensuite en détaillant les processus de l'acquisition et de la poursuite du code des signaux reçus, pour distinguer les boucles à verrouillage de code (DLL) cohérentes et non-cohérentes et la boucle de poursuite de phase (PLL).

Une attention particulière est donnée aux effets de multitrajets qui sont une source d'erreurs gênantes en termes de précision sur les informations délivrées par le récepteur car les multitrajets au niveau de la réception, entraînent un biais d'erreur sur l'estimer du retard de propagation du signal direct. Enfin nous allons voir l'expression de signal reçu en présence des multitrajets et leurs impacts sur la poursuite des codes cohérente [2].

### **III.2 Puissance des signaux à 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, on écrit la puissance de signal reçu [15]:

$$P = P_e - P_{prop} - P_{atmo} \quad (\text{III. 1})$$

- $P$  : 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.
- $P_{atmo}$  : Les pertes atmosphériques.

Les puissances associées à la propagation du signal en espace libre s'expriment par :

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

Avec :

- $\lambda$  : La longueur d'onde du signal



- $R$  : La distance entre (satellite/récepteur).

### III.3 Facteur perturbants lors de la propagation et de la réception

Les signaux de navigations vont subir plusieurs dégradations dans l'espace libre et ils sont imposés à de nombreuses sources de perturbation causées en grande partie par l'atmosphère et l'environnement dans lequel évolue l'utilisateur. Les erreurs liées à l'effet Doppler, l'horloge et la traversée de l'atmosphère, représentent le poste d'erreur le plus gênant. Néanmoins, ils peuvent être modélisés et corrigés grâce à des systèmes de correction des mesures qui ont été développés pour améliorer les performances des systèmes de positionnement satellitaires, cependant, d'autres erreurs difficiles qui peuvent être réduites, mais rarement éliminées, sont celles dues aux interférences inter canaux, au bruit du canal et aux effets des multitrajets ou masquages[2, 15]. La figure III.1 illustre les différentes erreurs de propagation.

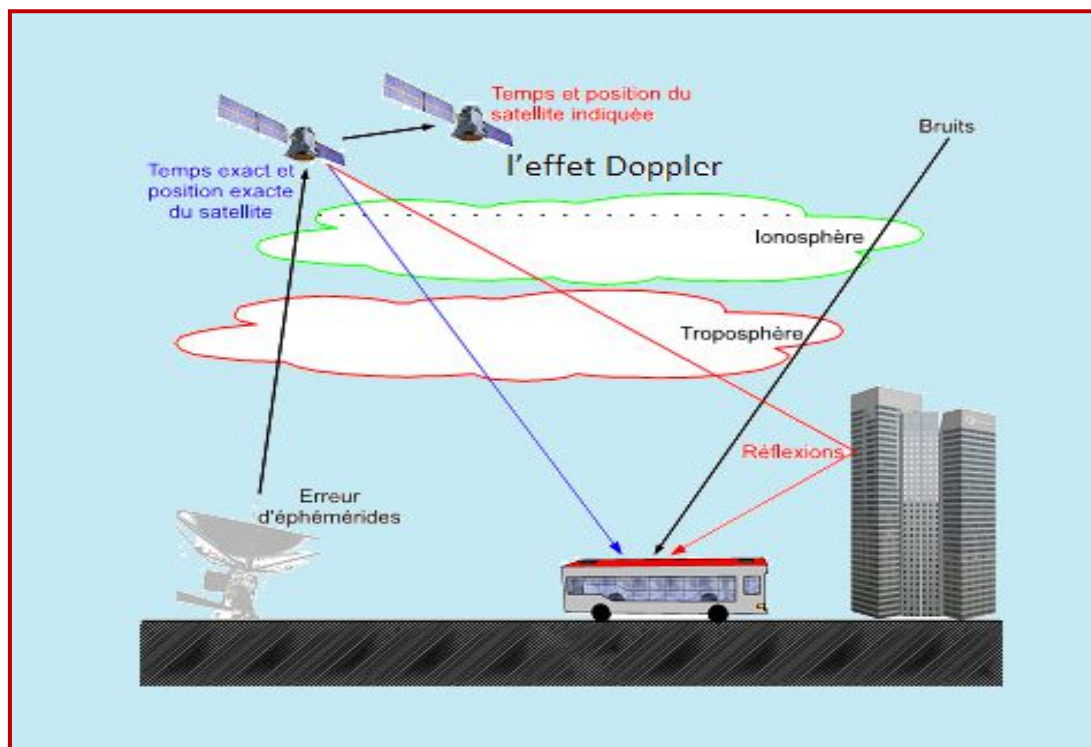


Figure III. 1 :Représentations des différentes erreurs de propagation [2].

#### III .3.1 . L'effet Doppler

C'est le phénomène de modification de fréquence de signal reçu produit par tout mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur. Dans le cadre du GNSS, les signaux

satellites sont affectés par l'effet Doppler résultant des mouvements relatifs entre le satellite et l'utilisateur.

La figure III.2 illustre l'effet Doppler qui varie la fréquence en imposant au récepteur de suivre ces variations.

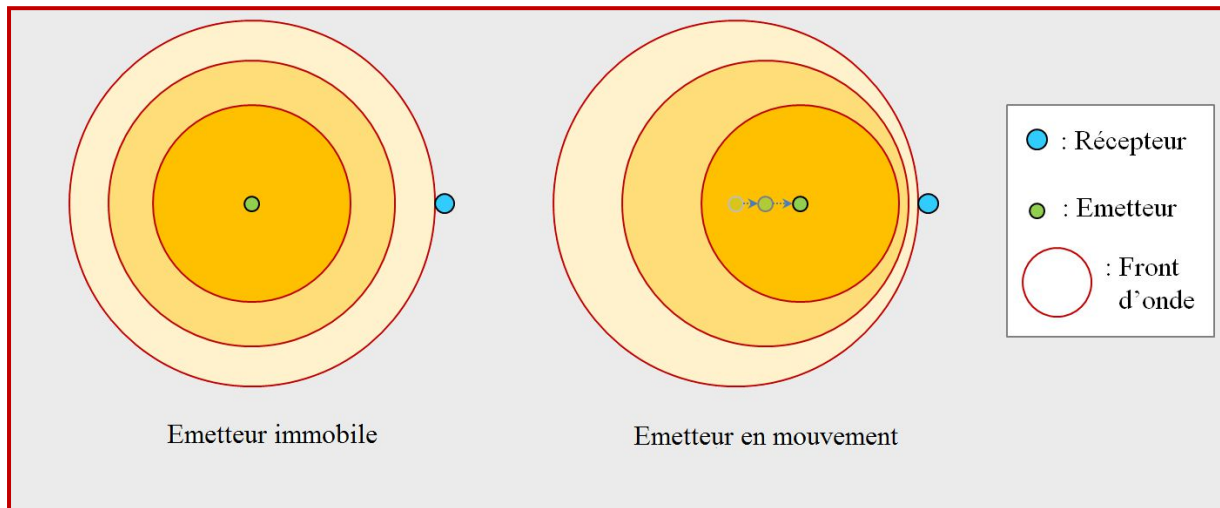


Figure III. 2 : L'effet Doppler[15].

### III .3.2 Effets atmosphériques

#### III .3.2.1 Effets troposphériques

C'est une couche basse de l'atmosphère située à une altitude entre 7 et 20 km de la surface de la terre contenant de la vapeur d'eau qui va ralentir la propagation du signal. Bien qu'il existe plusieurs modèles atmosphériques qui apportent des corrections mais ces derniers ne peuvent pas compenser totalement les dégradations qui dépendent essentiellement des conditions météorologiques (pression, température sèche, humidité) et de la hauteur du satellite [2, 15].

#### III .3.2.2 Effets ionosphériques

C'est une couche haute de l'atmosphère située à une altitude d'environ 50 à 1000 km, qui a la particularité de contenir des particules chargées dont la densité et la répartition sont instables au cours de la journée et dépendent de la région terrestre considérée ainsi que de

l'activité solaire. Cette caractéristique électronique de l'ionosphère perturbe la vitesse de propagation du signal et allonge le chemin parcouru par réflexion [2, 15].

### **III .3.3 Erreur d'horloge**

Les satellites doivent être équipés des horloges atomiques précises et ultrastables afin de contrôler tous les déroulements de temps et notamment la génération du signal. Les horloges du satellite et du récepteur sont parfaitement synchronisées pour déterminer précisément le temps de propagation et calculer la position du récepteur[2]. En effet, une différence de synchronisation des deux horloges sera interprétée comme une erreur sur la détermination de position. Une erreur d'une microseconde dans la mesure du temps de parcours du signal GPS entraîne une différence de 300 mètres en distance.

### **III .3.4 Bruits thermiques du récepteur**

Le bruit thermique du récepteur, principalement d'origine thermique, est l'effet de l'agitation des électrons des conducteurs du récepteur. Il constitue l'une des sources d'erreurs majeures qu'il est possible de filtrer dans certaines conditions. Son niveau conditionne également la capacité d'un récepteur à capter le signal provenant d'un émetteur. Si la puissance du signal est trop faible par rapport au bruit, le récepteur se trouvera incapable de le détecter [2].

### **III .3.5 Masquage**

Le masquage (shadowing en anglais), intervient lorsqu'il y a un obstacle entre un récepteur et un satellite GNSS. Ce phénomène empêche le récepteur de suivre efficacement l'évolution du satellite et recevoir le signal direct ou bien le signal LOS (Line Of Sight).

### **III .3.6 Réflexions**

Pendant la propagation, les signaux peuvent rencontrer une interface qui sépare deux milieux de propagation. Une réflexion apparaît dans le premier milieu de propagation et une réflexion dans le second[1]. Le phénomène est illustré par la figure III.3.

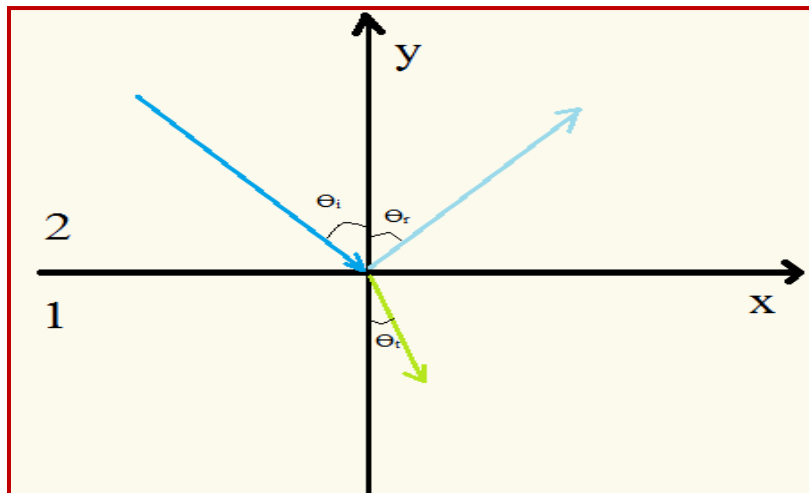


Figure III. 3 : La Réflexions[2].

La figure III.4 représente les schémas de différents états de réception d'un signal les plus fréquents. Le signal (a) est masqué par un obstacle .Le signal (b) représente une réception directe d'un signal LOS. Le signal (c) est reçu en multitrajets. Le signal (d) représente une réception par réflexion [2].

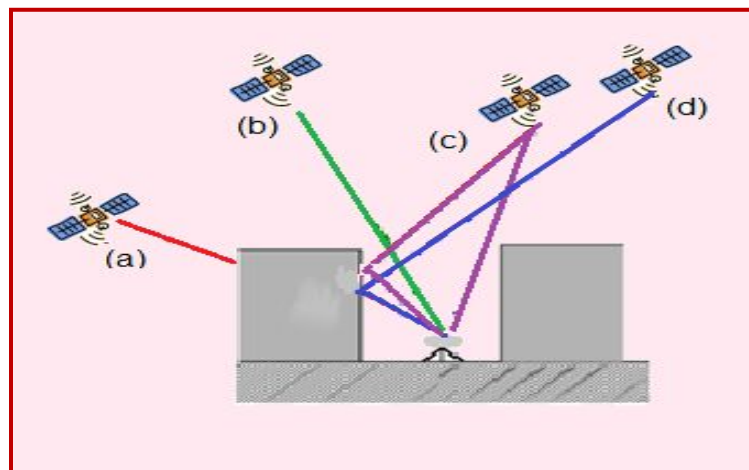


Figure III. 4: Différents états des signaux GNSS[2].

La réflexion du signal satellitaire sur une surface comporte deux composantes: l'une est spéculaire et l'autre est diffusé[2] :

#### a) Réflexion spéculaire

Lorsque l'onde électromagnétique est réfléchi sur une surface lisse, et engendre une seule réplique retardée du signal LOS, c'est la réflexion spéculaire.

### b) Réflexion diffusé

Lorsque l'onde électromagnétique est réfléchi sur une surface rugueuse en engendrant plusieurs répliques retardées. Ce phénomène de propagation est connu sous le nom de réflexion diffusée. La figure III.5 montre les formes de réflexion spéculaire et diffusée.

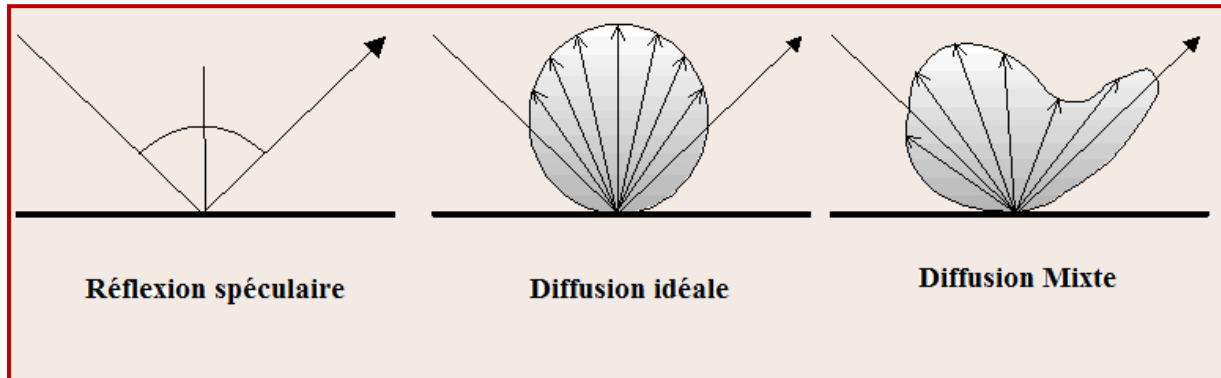


Figure III. 5: Les formes de réflexion spéculaire et diffusée [2].

### III .3.7 Les Multitrajets

Le phénomène de multitrajets est provoqué par la réflexion du signal sur (le sol, la mer, des toits, des bâtiments, des arbres,..., etc.) et les différents obstacles entourant le récepteur. À la réception, le signal reçu est un signal composite. Ce dernier est 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) [2, 15] de quelques centimètres à plusieurs mètres.

Les caractéristiques de ces multitrajets, leurs nombres, amplitudes, retards et déphasages, sont très variables et dépendent de l'environnement local. Alors, le retard d'un  $m^{\text{ième}}$  signal multitrajets d'une longueur  $d_m$  par rapport au trajet direct d'une longueur  $d_0$  peut s'exprimer par [2] :

$$\Delta\tau_m = \frac{d_m - d_0}{c} \quad (\text{III. 3})$$

Avec  $C$  la vitesse de la lumière, la figure suivante nous montre clairement ces paramètres :

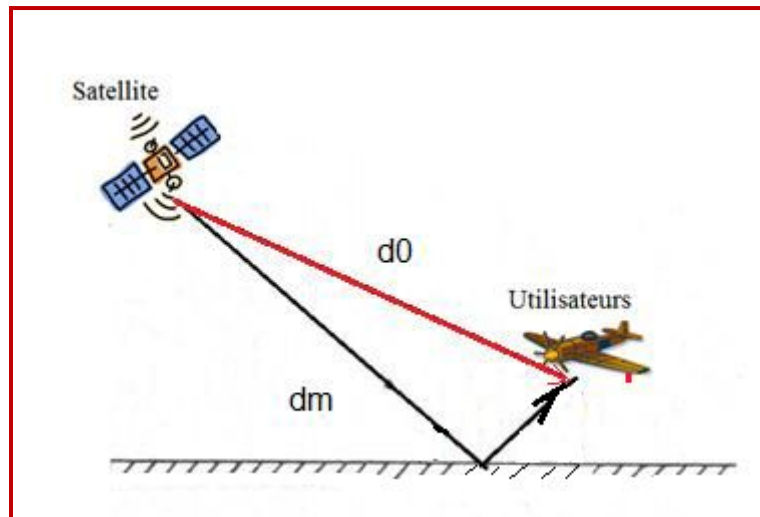


Figure III. 6:Le signal multitrajets en fonction des longueurs( $dm$ ,  $d0$ )[2]

### III.4 La réception des signaux GNSS

La fonction principale d'un récepteur GNSS est de recevoir divers signaux satellitaires contenant des données de navigation bien définies, et de différencier les signaux issus des différents satellites en vue, puis il doit également décoder le message de navigation pour déterminer la position du satellite, sa vitesse et les paramètres de l'horloge [1]. Enfin, il calcule le temps de propagation du signal et estime la position de l'utilisateur.

Pour ce là le récepteur doit effectuer plusieurs étapes pour extraire ces informations nécessaires.

#### III .4.1 Architecture d'un récepteur GNSS

Le récepteur GNSS peut être divisé en quatre blocs: Antenne, étage radiofréquence, traitement du signal et calcul de navigation.[2]La figure (III.7) montre le schéma de fonctionnement des opérations principales d'un récepteur GNSS.

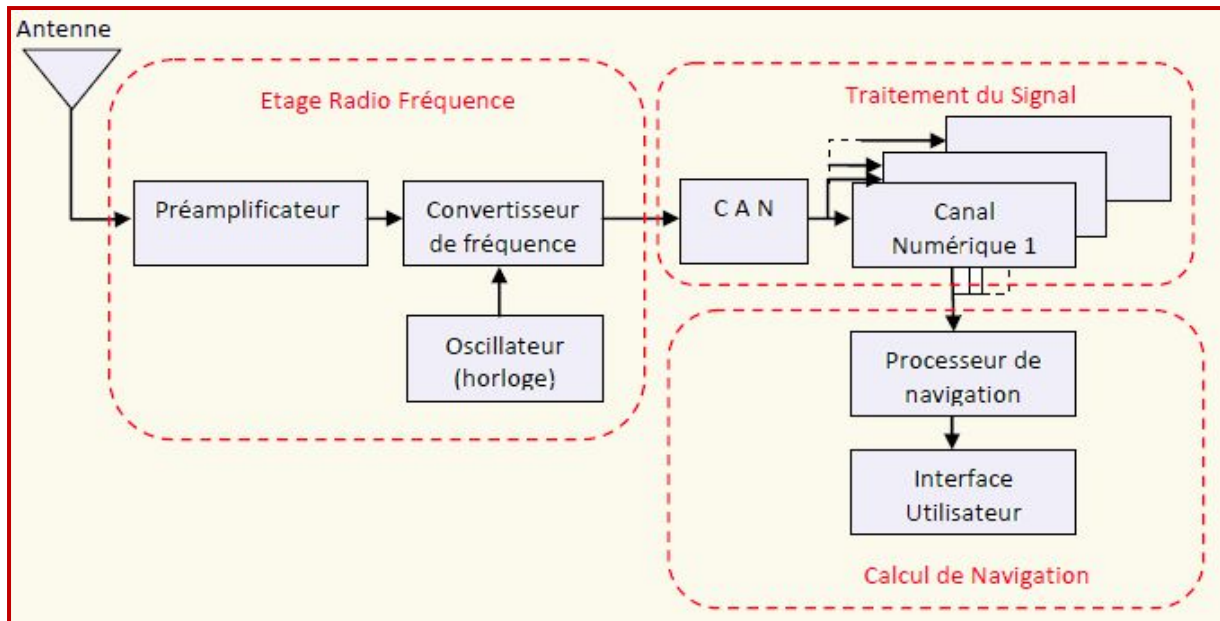


Figure III. 7:Architecture d'un récepteur GNSS[2]

### a) Antenne

L'antenne de réception reçoit et réunit les données de navigation véhiculées par les porteuses en polarisation circulaire droite pour accepter les signaux directs et rejeter les signaux parasites [2].

### b) Etage Radio Fréquence

Le signal reçu par l'antenne est filtré, amplifié et converti à une fréquence plus faible par l'étage radiofréquence pour permettre le traitement de signal de toutes les fréquences[2].

### c) Traitement du signal

Le signal doit être numérisé pour effectuer deux opérations, l'acquisition et la poursuite, l'objectif est de synchroniser la porteuse et les données codées par étalement de spectre puis les démoduler par la suite. Les acquisitions de phase et de code sont réalisées en parallèle[2].

### d) Calcul de navigation

Ce bloc utilise les données de navigation extraites via les processus de l'acquisition et de la poursuite, pour faire le calcul de navigation et déterminer la position, le temps et la vitesse d'un utilisateur.

### **III .4.2 Acquisition des signaux GNSS**

L'acquisition est un processus de détection des signaux en (temps /fréquence), pour fournir une idée sur la position de récepteur grâce à une première estimation approximative des paramètres du signal reçu qui sont modifiés par rapport à ceux du signal émis par le satellite. Son principe consiste à générer une réplique du code transmit qui doit être décalée jusqu'à ce qu'elle soit alignée sur le code reçu. L'alignement correct est identifié par la mesure de la puissance de sortie des corrélateurs (temps/fréquence). Les buts de l'acquisition sont [15]:

- Trouver les satellites en visibilité et détecter la présence d'un signal satellitaire dans l'ensemble des signaux captés par l'antenne.
- Estimer le retard du code et la fréquence Doppler de ces signaux afin d'initialiser les boucles de poursuite.

Il existe deux types d'acquisitions qui doivent être remplis afin que le récepteur puisse élaborer sa solution de navigation [2] :

- Acquisition des données de navigation où on distingue deux types de démarrage :  
« à froid » et « à chaud ».
- Acquisition des signaux et des mesures de code.

#### **III .4.2.1 Acquisition des données de navigation**

- a) démarrage à froid : le récepteur effectue sa recherche sur plusieurs codes et sur une grande plage de décalage Doppler possible, ce qui prend un temps environ 20 minutes parce qu'il ne dispose pas d'informations nécessaires pour acquérir les signaux.
- b) démarrage à chaud: le récepteur dispose des données de navigation mémorisées via des techniques dites LBS (Location Based Services) qui consistent à intégrer les récepteurs GPS avec un téléphone mobile, dans ce cas, le temps d'acquisition est de l'ordre de quelques dizaines de secondes [2].

#### **III .4.2.2 Acquisition des signaux et des mesures de code**

L'étape fondamentale pour réaliser le processus de navigation, consiste à détecter la présence du signal. 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 [5].

#### III .4.3 Poursuite des signaux GNSS

Le signal provenant par le satellite est reçu par l'antenne du récepteur. Il est amplifié ensuite converti en fréquence intermédiaire (FI) .Il est échantillonné, puis numérisé avant d'être traité par les canaux de réception. Le processus de poursuite permet l'affinement et l'estimation la plus précise du retard, de la fréquence et de la phase porteuse engendrée par les mouvements relatifs entre le satellite et le récepteur, après leur première estimation par le processus de l'acquisition. [2]. Un canal de réception consiste en deux boucles à verrouillage la PLL et la DLL, servant à démoduler respectivement la porteuse et le code du signal d'un satellite. Pour cela, on utilise une réplique locale du signal décomposé en deux éléments distincts, porteuse et code, que les boucles synchronisent en permanence avec le signal reçu. La figure III.8 illustre un schéma bloc fonctionnel du processus d'acquisition et de poursuite[16].

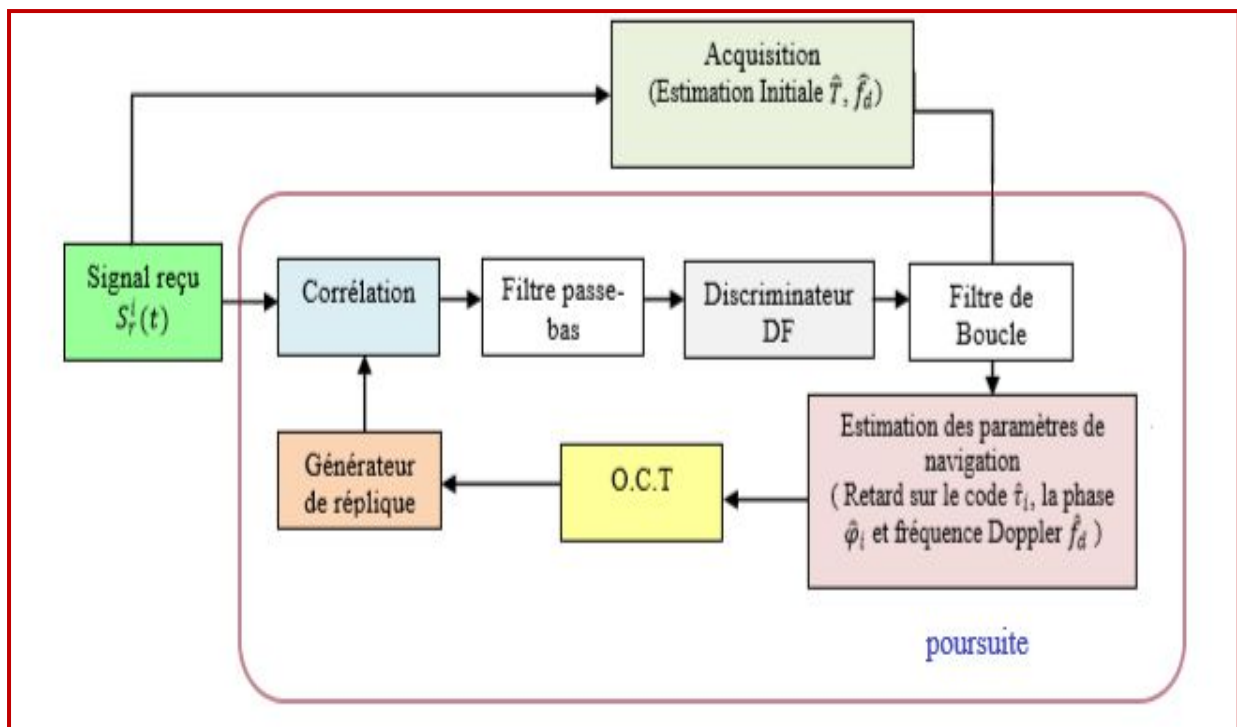


Figure III. 8 Schéma bloc du processus d'acquisition et de poursuite.[2]

En suppose que le signal en entrée du récepteur est tout simplement un code PRN en bande de base de la porteuse. La corrélation entre les deux signaux, reçu et local, est donnée par[2] :

$$R(\tau) = \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} s_r(t)c(t - \tau)dt \quad (\text{III. 4})$$

Où  $\tau$  est le retard entre les deux signaux

On pose que «  $\hat{\tau}$  » est le retard de code, pour le déterminer il faut la synchronisation qui correspond à la valeur de corrélation maximale. Deux codes de référence générés localement pour désétaler le signal reçu ont été associés :

- le code avance "E" (Early),  $c(t - \hat{\tau} - \Delta\tau/2)$ ,
- le code retard "L" (Late),  $c(t - \hat{\tau} + \Delta\tau/2)$ .

Les sorties des deux branches avance et retard d'une boucle de poursuite classique sont:

$$\int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} c(t - \tau)c\left(t - \hat{\tau} - \frac{\Delta\tau}{2}\right)dt = R(\tau - \hat{\tau} - \Delta\tau/2) \quad (\text{III. 5})$$

$$\int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} c(t - \tau)c\left(t - \hat{\tau} + \frac{\Delta\tau}{2}\right)dt = R(\tau - \hat{\tau} + \Delta\tau/2) \quad (\text{III. 6})$$

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  $\Delta\tau$ . La figure III.9 montre la corrélation parfaite entre un code reçu et deux répliques du code générés localement, l'une en avance et l'autre en retard par  $\frac{T_c}{2}$  par rapport au code reçu [2].



Figure III. 9: Corrélation parfaite entre le code reçu et local,  $R_E, R_L$  pour  $\frac{\Delta\tau}{2} = \frac{T_c}{2}$  [2].

Le générateur de code crée trois répliques qui permettent d'assurer la discrimination du code :

- Une réplique en avance de 0.5 chip qu'on appelle E (Early)
- Une réplique sans offset de phase qu'on appelle P (Prompt)
- Une réplique en retard de 0.5 chip qu'on appelle L (Late)

### III.4.3.1 La boucle de poursuite de code DLL

L'objectif de la DLL est de synchroniser le code local sur le code reçu . La boucle la plus utilisée c'est l'avance moins retard (ou Early minus Late) qu'on appelle aussi SDLL pour standard DLL .Le principe de fonctionnement des DLLs consiste à utiliser deux corrélateurs de codes indépendants, un en avance E et l'autre en retard L avec un espacement de chip  $\Delta\tau$  pour estimer «  $\hat{\tau}$  »[2].

Les sorties de ces deux corrélateurs sont moyennées par un filtre passe-bas . 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 (discrimination function) capable d'évaluer et extraire avec précision la valeur du retard à appliquer au code de référence, pour le synchroniser avec le code reçu.

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).

### III.4.3.1.1 Boucle DLL cohérente

Le discriminateur le plus simple est C-ELP, il utilise deux corrélateurs E et L. La tension d'erreur non perturbée, notée  $DC-ELP(\Delta\tau)$ , s'écrit après normalisation:

$$D_{C-ELP}(\Delta\hat{\tau}) = R_E(\Delta\hat{\tau}) - R_L(\Delta\hat{\tau}) \quad (\text{III. 7})$$

Où

$R_E$  : sont les CFs entre le code reçu et le code de référence avancé par l'espacement de chip  $\Delta\tau$ .

$R_L$  : sont les CFs entre le code reçu et le code de référence retardé par l'espacement de chip  $\Delta\tau$ .

### III.4.3.1.2 Boucle DLL non cohérente

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  $DNC-ELP(\Delta\tau)$  est donnée par :

$$D_{NC-ELP}(\Delta\hat{\tau}) = R_E^2(\Delta\hat{\tau}) - R_L^2(\Delta\hat{\tau}) \quad (\text{III. 8})$$

Où

$R_E$  : sont les CFs entre le code reçu et le code de référence avancé par l'espacement de chip  $\Delta\tau$ .

$R_L$  : sont les CFs entre le code reçu et le code de référence retardé par l'espacement de chip  $\Delta\tau$ .

La différence entre ces deux DLLs est que la C-ELP utilise les informations délivrées par la boucle PLL pour construire sa fonction discriminatoire contrairement à la NC-ELP. Alors, l'avantage de la boucle NC-ELP est que les performances de la boucle DLL sont indépendantes de celles de la boucle PLL.

### III.4.3.1.3 La Fonction discriminatoire (DF)

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 eux forme un signal de

correction, noté  $D(\Delta\hat{\tau})$ , et nommé "tension d'erreur". Ce signal évalue le retard  $\hat{\tau}$  afin de permettre de mieux ajuster le code  $c(t - \hat{\tau})$  avec le signal reçu.

Quand le discriminateur de code détecte la condition  $D(\Delta\hat{\tau})=0$  pour  $\Delta\hat{\tau} = 0$  ( $\tau = \hat{\tau}$ ), l'asservissement est considéré comme parfait (passage par zéro), mais en cas  $D(\tau - \hat{\tau})$  n'est plus centré en zéro, on sait qu'il existe une erreur  $\Delta\hat{\tau}$  sur l'estimation du retard de propagation [2].

### III.4.3.2 Boucles de poursuite de phase PLL

La boucle de phase ou PLL s'occupe de la démodulation de la porteuse. Son principe consiste à multiplier le signal reçu par une référence variable générée localement (un signal sinusoïdal) et d'autre déphasé de  $\frac{\pi}{2}$ . On obtient ainsi deux valeurs de corrélation, dites en phase et en quadrature de phase, pour chaque décalage de code estimé. Les deux composantes passent par un filtre passe-bas et un discriminateur pour extraire et évaluer l'erreur de phase du signal [2].

## III.5 Influence des multitrajets

### III.5.1 Représentation d'un signal multitrajets

Le phénomène de multitrajets est l'une des causes importantes de la dégradation de la précision sur la position. Le signal reçu à l'entrée de l'étage du traitement de signal peut être exprimé en présence de multitrajets [1, 2] par :

$$s_r(t) = \sqrt{2P} \sum_{i=0}^M a_i d(t - \tau_i - k_i T_c) c(t - \tau_i - k_i T_c) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_i) + \eta(t) \quad (\text{III. 9})$$

Où :

- $P$ : Est la puissance du signal
- $a_i$ : Le coefficient d'amplitude, variant dans le temps en fonction du coefficient de réflexion, et affecte l' $i^{\text{ème}}$  composante du signal reçu,
- $d(t)$ : Le message de navigation et  $c(t)$  son code associé,
- $\Delta T_i = \tau_i + k_i T_c$ : 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,
- $\tau_i$ : Le retard relatif de  $i^{\text{ème}}$  composante du signal réfléchi par rapport au signal direct.
- $f_0$ : La fréquence intermédiaire.

- $\phi_i$  : La phase.
- $\eta(t)$ : Le bruit.

Pour simplifier, la dépendance temporelle des variables caractérisant les signaux reçus est négligée. Le signal direct est donné pour l'indice  $i = 0$  par:

$$s_{LOS}(t) = \sqrt{2P}a_0 d(t - \tau_0) c(t - \tau_0) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (\text{III. 10})$$

Dans le cas d'un multitrajets spéculaire, le signal peut être exprimé sous la forme:

$$s_r(t) = \sqrt{2P}a_0 d(t - \tau_0) c(t - \tau_0) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) + \sqrt{2P}a_1 d(t - \tau_1 - kT_c) c(t - \tau_1 - kT_c) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_1) + \eta(t) \quad (\text{III. 11})$$

### III.5.2 Représentation de la fonction de corrélation d'un signal multitrajets

La CF déformée en présence de multitrajets diffusé peut être exprimée comme [2]:

$$\hat{R}(\tau) = a_0 R_{LOS}(\tau - \tau_0) + \sum_{i=1}^N a_i \cos(\varphi_i - \hat{\varphi}_0) R_{LOS}(\tau - \tau_0 - \tau_i) \quad (\text{III. 12})$$

Et pour un multitrajets spéculaire, on obtient :

$$\hat{R}(\tau) = a_0 R_{LOS}(\tau - \tau_0) + a_1 \cos(\varphi_1 - \hat{\varphi}_0) R_{LOS}(\tau - \tau_0 - \tau_1) \quad (\text{III. 13})$$

### III.5.3 Impacte des multitrajets sur la performance de la DLL

La DLL utilise la corrélation du code pour aligner 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 CF se déforme et le pic principal se décale de signal LOS, ce qui cause ensuite la distorsion de la tension d'erreur et une translation du premier point de passage à zéro ou bien (le point de fonctionnement), donc une erreur de poursuite du code, plus fréquemment 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. De ce fait l'impact des multitrajets est plus significatif lorsque son retard est plus petit que la durée d'un

chip  $T_c$ . Donc à la réception, le niveau de décalage et la valeur de biais d'erreur sont dépendants des caractéristiques des multitrajets.

### III.5.4 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 (III.7), la tension d'erreur de la DLL C-ELP, en présence de multitrajets spéculaires, s'exprime comme suit [2]:

$$\hat{D}_{C-ELP}(\Delta\tau_m) = D_{C-ELP}(\tau_m) + \frac{a_1}{a_0} \cos(\Delta\varphi_m) D_{C-ELP}(\tau_m - \Delta\tau_m) \quad (\text{III. 14})$$

Avec:

- $\tau_m = \hat{\tau}_0 - \tau_0$  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.
- $\Delta\varphi_m = \varphi_1 - \hat{\varphi}_0$  représente la différence de phase relative du signal réfléchi par rapport au signal direct.

## III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit les caractéristiques des signaux GNSS à la réception et les différentes perturbations liées à la propagation (l'effet Doppler, aux bruits thermiques et multitrajets, ..., etc.). Pour cela, des techniques de réception et de corrélation 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). Après, nous avons vu l'influence des multitrajets sur les boucles de poursuite de code DLL cohérente, la DF et l'offset de code ont été présentées pour bien voir l'impact des multitrajets sur la performance de la DLL.

Dans le chapitre suivant, nous modéliserons analytiquement l'influence des Multitrajets spéculaires sur des signaux GNSS de type SinBOC et CosBOC, à la sortie de la DLL cohérente.

# Chapitre IV

**Etudes analytiques et modélisation de  
l'offset d'erreur moyen cohérent pour  
des signaux BOC**



## IV. Modélisation analytiques de l'offset d'erreur moyen cohérent pour les signaux BOC

### IV.1 Introduction

La modélisation analytique simplifie et résume plusieurs traitements grâce à sa souplesse en termes de calcul par rapport à la méthode spectrale qui nécessite des développements et des intégrales. Dans ce chapitre, nous étudions les modèles analytiques de CF, DF et les erreurs de poursuite pour une boucle de code cohérente proposés par [13, 17]. 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 BOC, SinBOC et CosBOC. Enfin, les résultats de simulations des modèles mathématiques proposés sont présentés et comparés aux résultats simulés.

### IV.2 Modèle analytique de la CF SinBOC

La CF  $\sinBOC(\alpha, \beta)$  est obtenue à partir de la définition de la corrélation comme suit [13]:

$$R_{BOC}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{BOC}(t) S_{BOC}(t - \tau) dt \quad (IV.1)$$

Où  $\tau$  est le décalage estimé par le récepteur.

La figure IV.1 illustre l'autocorrélation d'un signal  $\sinBOC(\alpha, \beta)$  pour  $\tau > 0$  avec un ordre de modulation  $M = 8[2]$ .

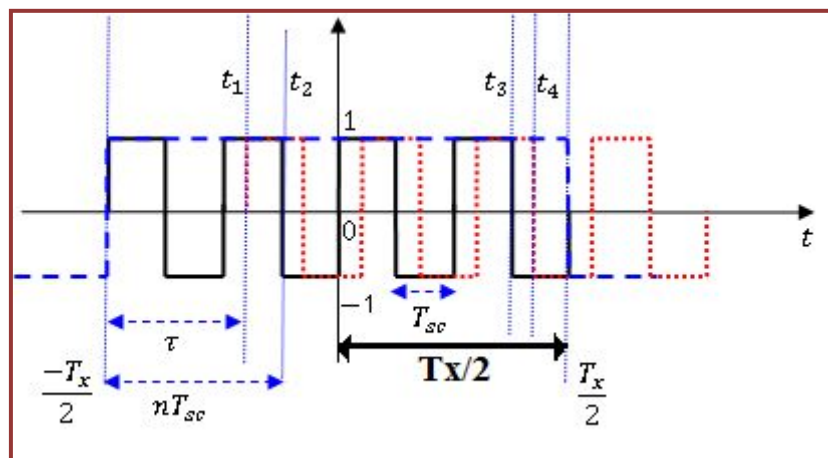


Figure IV. 1 : l'autocorrélation SinBOC pour  $M=8[2]$

Le modèle analytique de la CF normalisée d'un signal  $BOC_s(\alpha, \beta)$  est donné par l'équation[13, 17] :

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

Où

- $T_x = \frac{T_{C/A}}{\beta}$  : est la durée d'un chip du code C/A
- $T_{sc} = \frac{T_{C/A}}{2\alpha}$ .
- $1/T_{C/A} = 1.023 \times 10^6$  : est le taux de code C/A et  $M = \frac{2\alpha}{\beta} = \frac{T_x}{T_{sc}}$ .

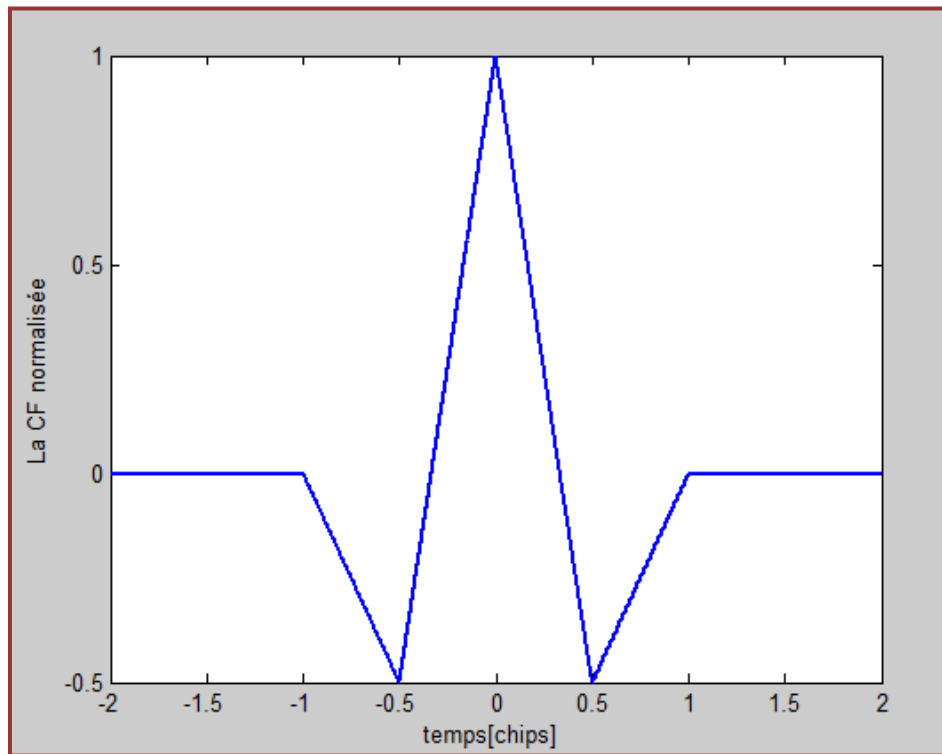


Figure IV. 2: La CF normalisée BOC (1 ,1).

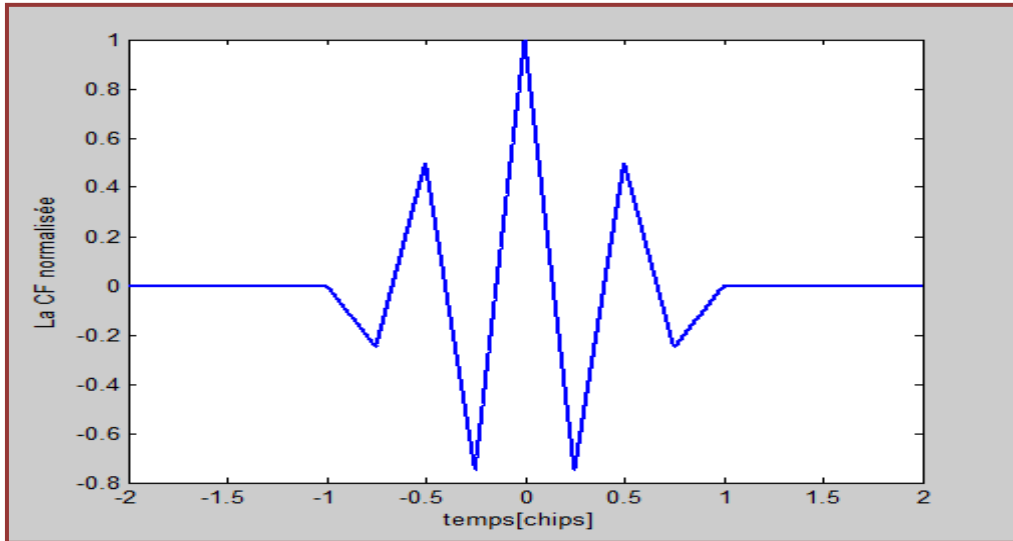


Figure IV. 3: La CF normalisée BOC (10,5).

### IV.3 Modèle analytique de la DF C-ELP pour un signal SinBOC

La DF de la DLL C-ELP est définie par l'équation suivante [2, 13] :

$$D_{C\_ELP}(\Delta\hat{\tau}) = R\left(\Delta\hat{\tau} - \frac{\Delta\tau}{2}\right) - R\left(\Delta\hat{\tau} + \frac{\Delta\tau}{2}\right) \quad (IV. 3)$$

La figure suivante nous montre la combinaison entre les deux CF avancée et retardée. C'est la DF C-ELP d'un signal modulé en  $\sin\text{BOC}(\alpha, \beta)$  avec  $M = 4$ . Les régions sont numérotées de  $-2M$  à  $2M$ .

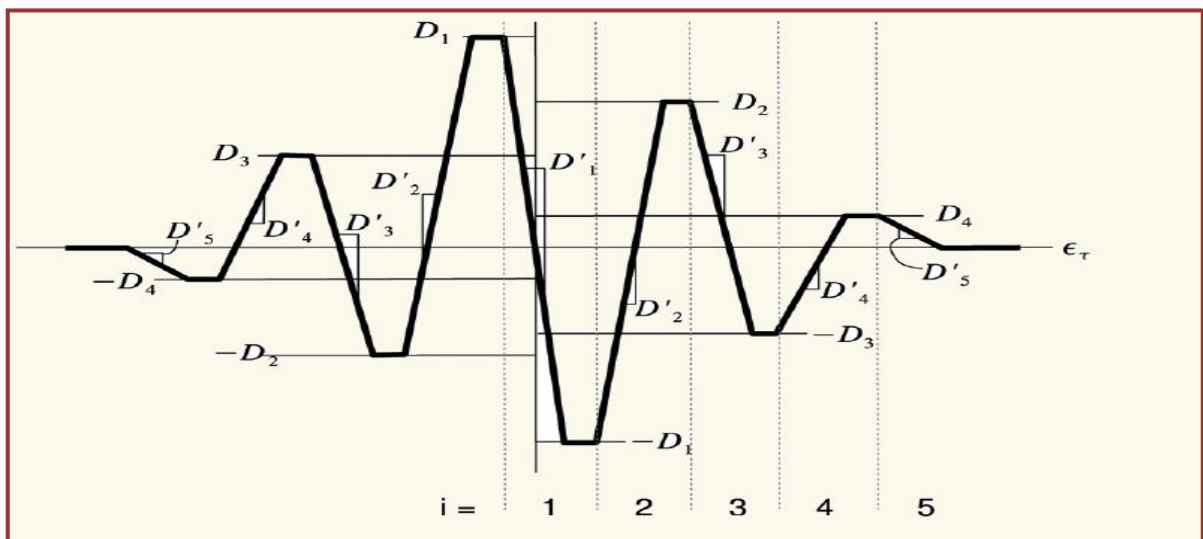


Figure IV. 4: La combinaison des courbes de la CF de code avance et retard avec les  $\hat{D}_i$  et les  $D_i$  de la DF C-ELP idéale pour un signal  $(\alpha, \beta)M = 4$ .

La formule analytique de la DF C-ELP pour un signal SinBOC est exprimée comme suit [13]

$$D_{C-ELP_{BOCS}}(\tau) = \begin{cases} \frac{(2\beta-8\alpha)}{T_{C/A}}\tau & \text{pour } 0 \leq \tau \leq \frac{\Delta}{2} \\ D_i & \text{pour } \frac{\Delta}{2} + (i-1)T_{sc} \leq \tau \\ & \text{et } \tau \leq -\frac{\Delta}{2} + iT_{sc} \\ D_{i-1} + D'_i \left( \tau - (i-1)T_{sc} + \frac{\Delta}{2} \right) & \\ \text{pour } -\frac{\Delta}{2} + (i-1)T_{sc} \leq \tau & \\ \text{et } \tau \leq \frac{\Delta}{2} + (i-1)T_{sc} & \\ D_M + (-1)^{M+1} \frac{\beta}{T_{C/A}} \left( \tau - T_X + \frac{\Delta}{2} \right) & \\ \text{pour } T_X - \frac{\Delta}{2} \leq \tau \leq T_X + \frac{\Delta}{2} & \\ 0 & \text{pour } \tau \geq \frac{\Delta}{2} + T_X \\ -D(-\tau) & \text{pour } \tau < 0 \end{cases} \quad (IV. 4)$$

Où

- $i = [(\tau + \Delta/2)/T_{sc}] = 1, \dots, M$ .
- Les  $\hat{D}_i$  : sont les pentes non nulles entre segments (horizontaux et verticaux). Ces segments sont espacés entre eux par une durée égale à  $T_{sc}$ .
- Les  $D_i$  : sont les amplitudes de la tension d'erreur pour laquelle la pente est nulle dans des régions repérées par  $i$ ,  $i = [(\tau + \Delta/2)/T_{sc}]$  où  $\Delta$  est l'espacement de chip entre les corrélateurs E et L de la DLL.

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

Pour déterminer les erreurs de poursuite du code pour une DLL, on doit résoudre par rapport à  $\tau_m$  l'équation de la tension d'erreur de la DLL cohérente en présence de multitrajets

Les solutions de l'équation (III.14) sont en fonction des variations de la tension d'erreur  $D(\tau_m)$  et les paramètres des multitrajets,  $a_m$ ,  $\Delta\tau_m$  et  $\varphi_m$  qui sont respectivement l'amplitude, le retard et la phase relatifs du signal multitrajets par rapport au signal direct [2, 13].

Le modèle analytique de l'erreur de l'offset de code C-ELP des signaux modulés en *SinBOC*( $\alpha, \beta$ ) en fonction du retard relatif  $\Delta\tau_m$  est donnée comme par [2] :

$$\tau_m = \begin{cases} \frac{A\Delta\tau_m}{1+A} \text{ pour } 0 \leq \Delta\tau_m \leq (1+A)\frac{\Delta}{2} \\ A \frac{\left(\frac{4}{\beta}-2k+1\right)}{2-8\frac{\alpha}{\beta}} \Delta(-1)^k \\ \text{pour } \Delta\tau_{t2,k} \leq \Delta\tau_m \leq \Delta\tau_{t1,k+1} \\ -A(-1)^k \\ \frac{\left(\frac{4}{\beta}-2k+3\right)\Delta + \left\{4(k-1)-8\frac{\alpha}{\beta}\right\}\left\{a_m + \frac{\Delta}{2} - (k-1)\frac{T_C/A}{2\alpha}\right\}}{-8\frac{\alpha}{\beta} + 2 + A(-1)^{k+1}\left\{-8\frac{\alpha}{\beta} + 4(k-1)\right\}} \\ \text{pour } \Delta\tau_{t1,k} \leq \Delta\tau_m \leq \Delta\tau_{t2,k} \\ \frac{A(-1)^M \left(-\Delta\tau_m + T_X + \frac{\Delta}{2}\right)}{-8\frac{\alpha}{\beta} + 2 - A(-1)^M} \\ \text{pour } \Delta\tau_{t,M} \leq \Delta\tau_m \leq T_X + \frac{\Delta}{2} \\ 0, \text{ ailleurs} \end{cases} \quad (IV. 5)$$

Où

$$A = a_m \cos \varphi_m$$

$a_m$  : L'amplitude du signal multitrajets par rapport au signal direct.

$\varphi_m$  : La phase relative du signal multitrajets par rapport au signal direct.

$$\Delta\tau_{t2,k} = \Delta A(-1)^k \frac{2(M-k)+1}{2-4M} + \frac{\Delta}{2} + (k-1)T_{sc}$$

$$\Delta\tau_{t1,k} = \Delta A(-1)^k \frac{2(M-k)+3}{2-4M} + \frac{\Delta}{2} + (k-1)T_{sc}$$

$$\Delta\tau_{t,M} = \Delta(-1)^M \frac{A}{-4M+2} - \frac{\Delta}{2} + T_X$$

La figure suivante nous montre le résultat de simulation de l'équation (IV.5), dans les deux cas  $\varphi_m = 0$  et  $\varphi_m = \pi$

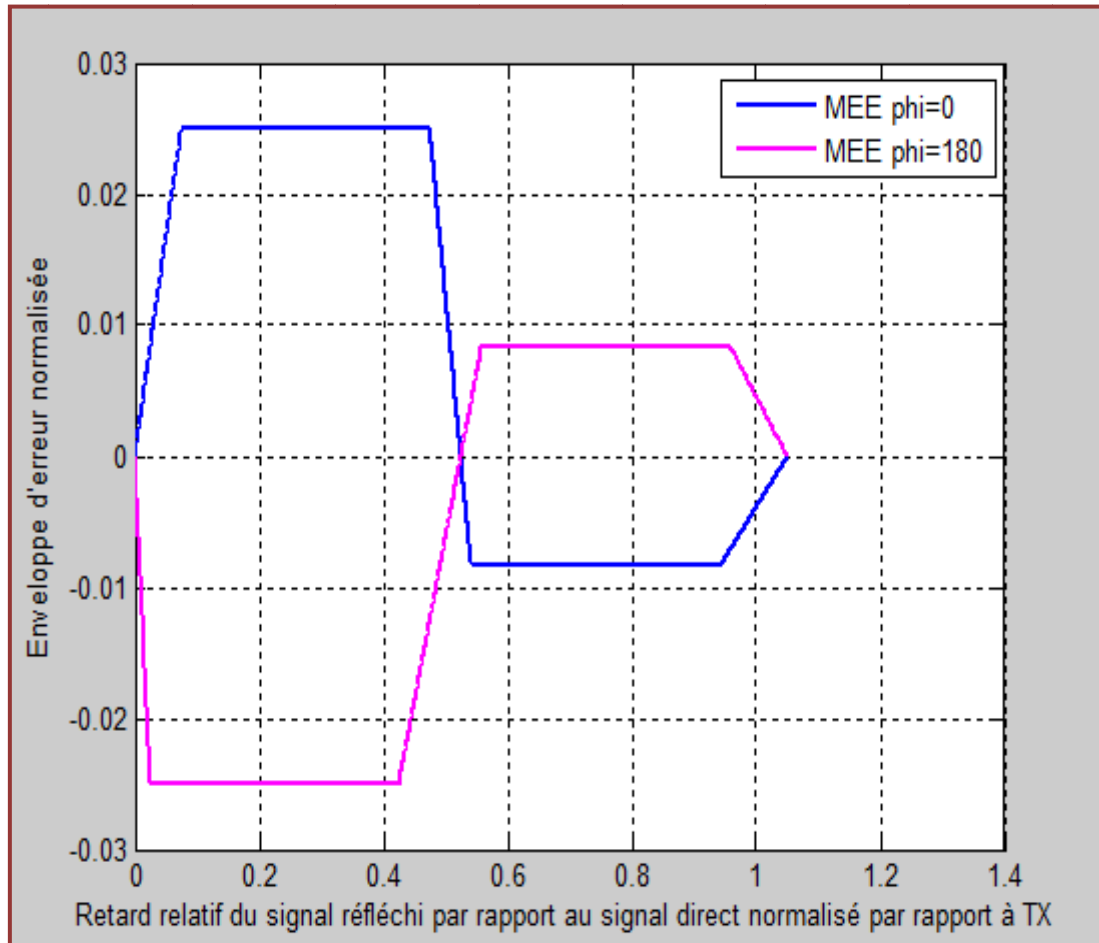


Figure IV. 5: Enveloppe d'erreur normalisée pour un signal modulé en SinBOC(1,1) dans les deux cas  $\varphi_m = 0$  et  $\varphi_m = \pi$ .

La figure IV.5 montre l'enveloppe d'erreur normalisé pour SinBOC(1,1) dans les deux cas  $\varphi_m = 0$  et  $\varphi_m = \pi$  en présence d'un multitrajet spéculaire avec  $A = 0.5$ .

Le tracé de l'enveloppe d'erreur représente les solutions  $\tau_m$  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.

#### IV.5 Modèle proposé pour l'offset d'erreur moyen cohérent pour les signaux SinBOC :

La moyenne courante de l'erreur de multitrajets, noté RAE, est un autre critère fiable pour analyser les performances de multitrajets. Ce paramètre est la somme commutative des valeurs absolues maximales de l'enveloppe d'erreur. Une petite valeur moyenne maximale

définie une bonne performance de trajets multiples [2, 18]. Son expression est donnée comme suit :

$$RAE(\tau_m) = \frac{1}{2\tau_m} \int_{\tau_{m1}}^{\tau_{m2}} |MEE(\tau_m)|_{\varphi=0} + |MEE(\tau_m)|_{\varphi=\pi} d\tau_m \quad (IV. 6)$$

Pour calculer cette moyenne, les enveloppes d'erreur de  $(\varphi_m = 0^\circ)$  et  $(\varphi_m = 180^\circ)$  doivent être divisées en sous-régions, comme nous montre la figure suivante ; dans chaque sous-région les valeurs  $MEE(\tau_m)|_{\varphi = 0^\circ}$  et  $MEE(\tau_m)|_{\varphi = 180^\circ}$  sont prises en respectant l'équation (IV.5).

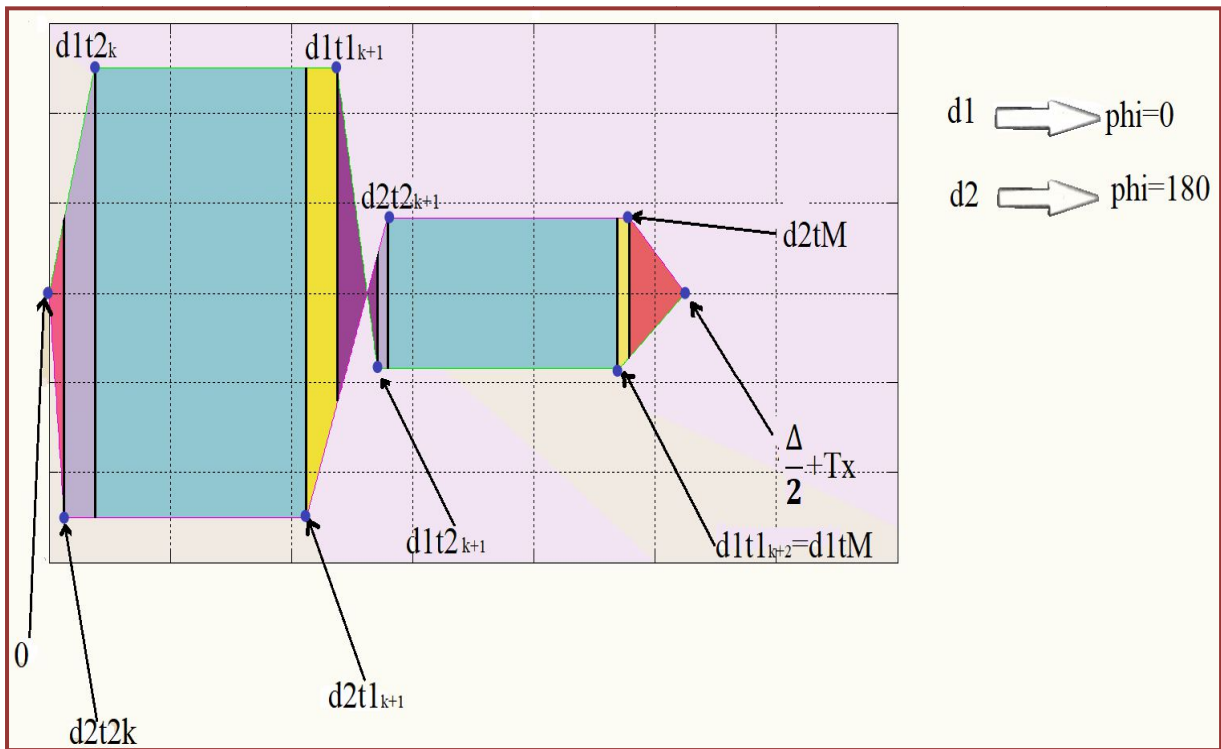


Figure IV. 6: Différentes zones d'enveloppe d'erreur SinBOC (1.1).

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

$$d1_{t1,k1} = a_m(-1)^{2k}\Delta \frac{2(M-k)+1}{4M-2} - \frac{\Delta}{2} + kT_{sc}$$

$$d1_{t1,k2} = -a_m(-1)^{2k}\Delta \frac{2(M-k)-1}{4M-2} - \frac{\Delta}{2} + (k+1)T_{sc}$$

$$d1_{t2,k} = a_m(-1)^{2k}\Delta \frac{2(M-k)+1}{4M-2} + \frac{\Delta}{2} + (k-1)T_{sc}$$

$$d1_{t2,k1} = -a_m(-1)^{2k}\Delta \frac{2(M-k)-1}{4M-2} + \frac{\Delta}{2} + kT_{sc}$$

$$d1_{t,M} = (-1)^{M+1} \frac{a_m}{4M-2} - \frac{\Delta}{2} + T_x$$

$$d2_{t1,k1} = -a_m(-1)^{2k}\Delta \frac{2(M-k)+1}{4M-2} - \frac{\Delta}{2} + kT_{sc}$$

$$d2_{t2,k1} = a_m(-1)^{2k}\Delta \frac{2(M-k)-1}{4M-2} + \frac{\Delta}{2} + kT_{sc}$$

$$d2_{t2,k} = -a_m(-1)^{2k}\Delta \frac{2(M-k)+1}{4M-2} + \frac{\Delta}{2} + (k-1)T_{sc}$$

$$d2_{t,M} = (-1)^{M+1} \frac{(-a_m)}{4M-2} - \frac{\Delta}{2} + T_x$$

En appliquant l'équation (IV.6) et en respectant les intervalles de la figure IV.6, nous avons abouti à calculer et proposer le modèle analytique de la moyenne courante de l'erreur des multitrajets pour n'importe quelle valeur de M.



$$\left. \begin{aligned}
 & \text{pour } 0.001 \leq \tau_m \leq d_{2t2k} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{d_m=0.001}^{d_{2t2k}} \left[ \left| \frac{\alpha_m(-1)^{k+1}\tau_m}{1 + \alpha_m(-1)^{k+1}} \right| + \left| \frac{\alpha_m(-1)^k\tau_m}{1 + \alpha_m(-1)^k} \right| \right] \\
 & \text{avec } k=1 \\
 & \text{pour } d_{2t2k} \leq \tau_m \leq d_{1t2k} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{2t2k}}^{d_{1t2k}} \left[ \left| \frac{\alpha_m(-1)^{k+1}\tau_m}{1 + \alpha_m(-1)^{k+1}} \right| + \left| \frac{\alpha_m(-1)^{2k}\Delta(2M - 2k + 1)}{-4M + 2} \right| \right] \\
 & \text{avec } k=1 \\
 & \text{pour } d_{1t2k} \leq \tau_m \leq d_{2t1k1} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{1t2k}}^{d_{2t1k1}} \left[ 2 \left| \frac{\alpha_m(-1)^{2k}\Delta(2M - 2k + 1)}{-4M + 2} \right| \right] \\
 & \text{avec } k=1 \\
 & \text{pour } d_{2t1k1} \leq \tau_m \leq d_{1t1k1} \quad \left[ \left| \frac{\alpha_m(-1)^{2p}\Delta(2M - 2p + 3)}{-4M + 2} \right| + \right. \\
 & \quad \left. \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{2t1k1}}^{d_{1t1k1}} \left| \frac{\alpha_m(-1)^{2p}(\Delta(2M - 2p + 3) + 4((p - 1) - M)(\tau_m + \frac{\Delta}{2} - (p - 1)T_{sc}))}{-4M + 2 + \alpha_m(-1)^{2p}4((p - 1) - M)} \right| \right] \\
 & \text{avec } p=k+1 \\
 & \text{pour } d_{1t1k1} \leq \tau_m \leq d_{1t2k1} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{1t1k1}}^{d_{1t2k1}} \left[ \left| \frac{\alpha_m(-1)^{2p}(\Delta(2M - 2p + 3) + 4((p - 1) - M)(\tau_m + \frac{\Delta}{2} - (p - 1)T_{sc}))}{4M - 2 + \alpha_m(-1)^{2p}4((p - 1) - M)} \right| + \right. \\
 & \quad \left. \left| \frac{\alpha_m(-1)^{2p}(\Delta(2M - 2p + 3) + 4((p - 1) - M)(\tau_m + \frac{\Delta}{2} - (p - 1)T_{sc}))}{-4M + 2 + \alpha_m(-1)^{2p}4((p - 1) - M)} \right| \right] \\
 & \text{avec } p=k+1 \\
 & \text{pour } d_{1t2k1} \leq \tau_m \leq d_{2t2k1} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{1t2k1}}^{d_{2t2k1}} \left[ \left| \frac{\alpha_m(-1)^{2p}\Delta(2M - 2p + 1)}{-4M + 2} \right| + \right. \\
 & \quad \left. \left| \frac{\alpha_m(-1)^p(\Delta(2M - 2p + 3) + 4((p - 1) - M)(\tau_m + \frac{\Delta}{2} - (p - 1)T_{sc}))}{-4M + 2 + \alpha_m(-1)^{2p}4((p - 1) - M)} \right| \right] \\
 & \text{avec } p=k+1 \\
 & \text{pour } d_{2t2k1} \leq \tau_m \leq d_{1t1k2} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{d_m=d_{2t2k1}}^{d_{1t1k2}} \left[ 2 \left| \frac{\alpha_m(-1)^{2p}\Delta(2M - 2p + 1)}{-4M + 2} \right| \right] \\
 & \text{avec } p=k+1 \\
 & \text{pour } d_{1tM} \leq \tau_m \leq d_{2tM} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{1tM}}^{d_{2tM}} \left[ \left| \frac{-\alpha_m(-1)^{2k}\Delta(2M - 2k + 1)}{-4M + 2} \right| + \left| \frac{\alpha_m(-1)^{2k}(\Delta(2M - 2k + 3) + 4((k - 1) - M)(\tau_m + \frac{\Delta}{2} - (k - 1)T_{sc}))}{-4M + 2 + \alpha_m(-1)^{2k}4((k - 1) - M)} \right| \right] \\
 & \text{avec } k=M+1 \\
 & \text{pour } d_{2tM} \leq \tau_m \leq T_x + \Delta/2 \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{2tM}}^{T_x + \Delta/2} \left[ 2 \left| \frac{\alpha_m(-1)^{2k}(-\tau_m + T_x + \Delta/2)}{-4M + 2 - \alpha_m(-1)^{2k}} \right| \right] \\
 & \text{pour } \tau_m \geq T_x + \frac{\Delta}{2} \\
 & 0
 \end{aligned} \right\} RAE(\tau_m)$$

(IV. 7)

Résultats de simulation

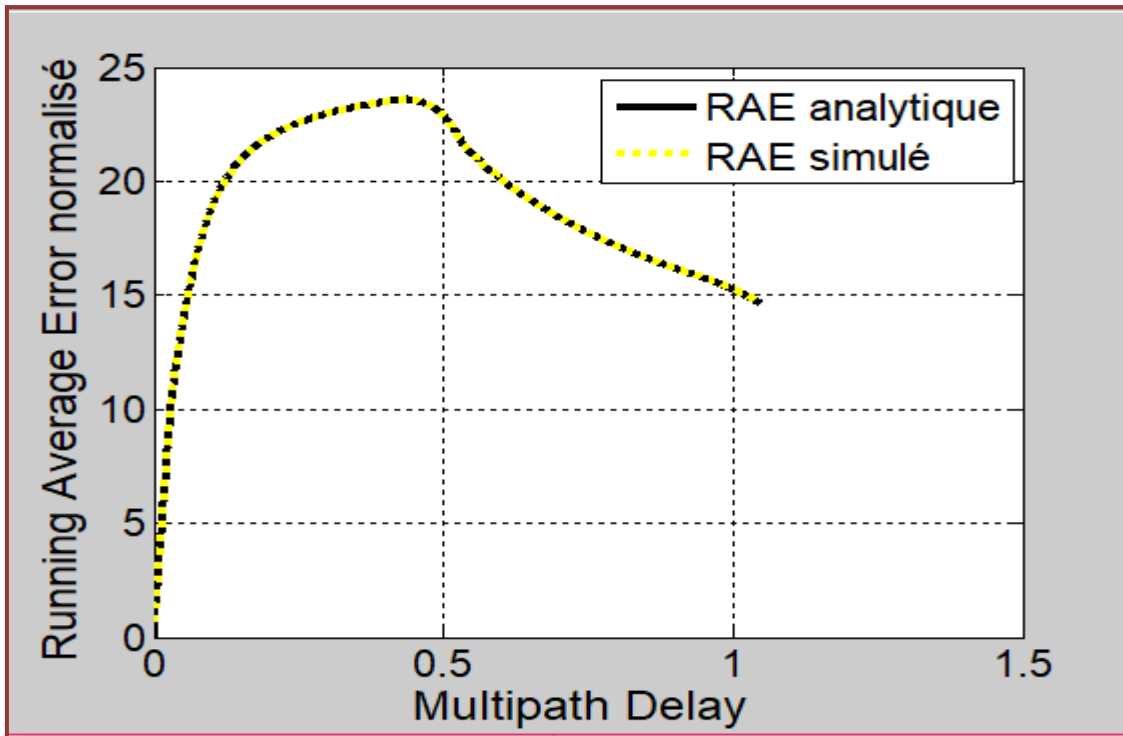


Figure IV. 7: Résultat de simulation de modèle analytique de RAE proposé SinBOC(1.1).

✓ SinBOC pour  $M=1$

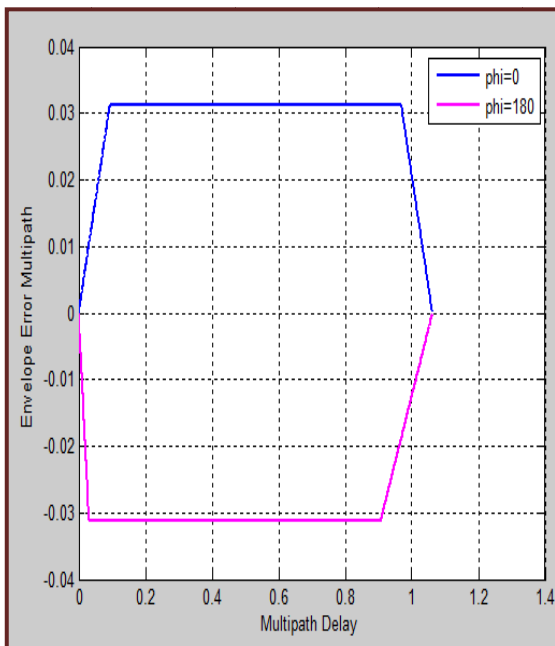


Figure IV. 8: MEE pour SinBOC(1,2)

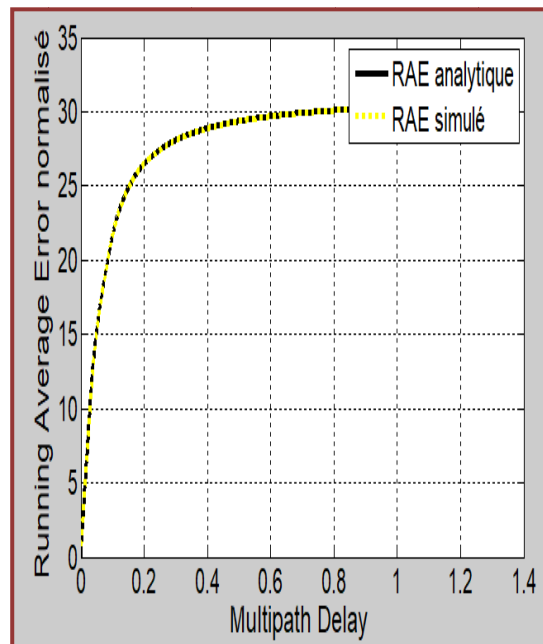


Figure IV. 9: RAE pour SinBOC(1,2)

✓ SinBOC pour  $M=8$

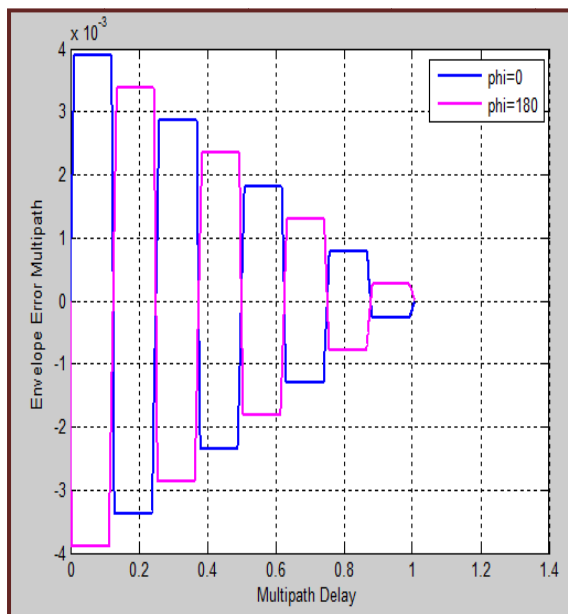


Figure IV. 10: MEE pour SinBOC (10,2,5)

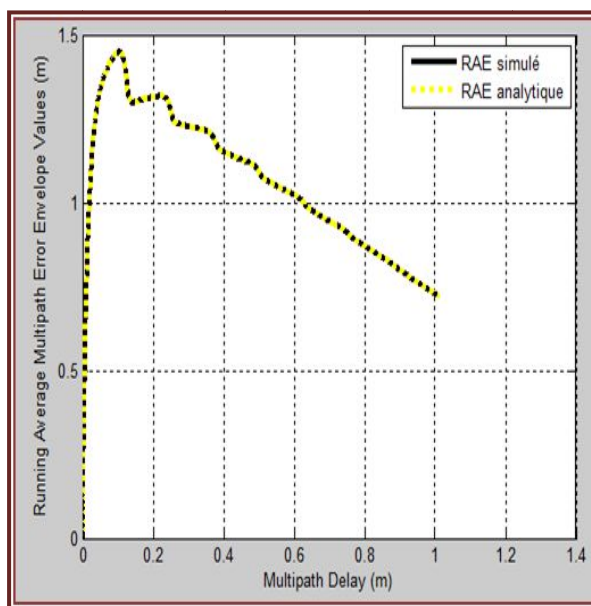


Figure IV. 11: RAE pour SinBOC (10,2,5)

✓ SinBOC pour  $M=15$

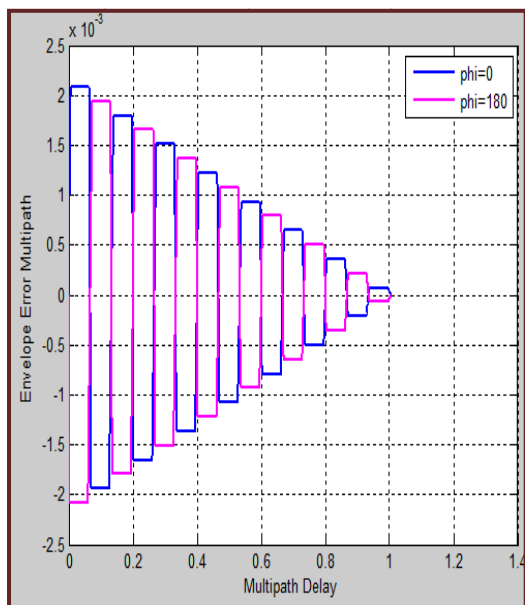


Figure IV. 12: MEE pour SinBOC(15,2)

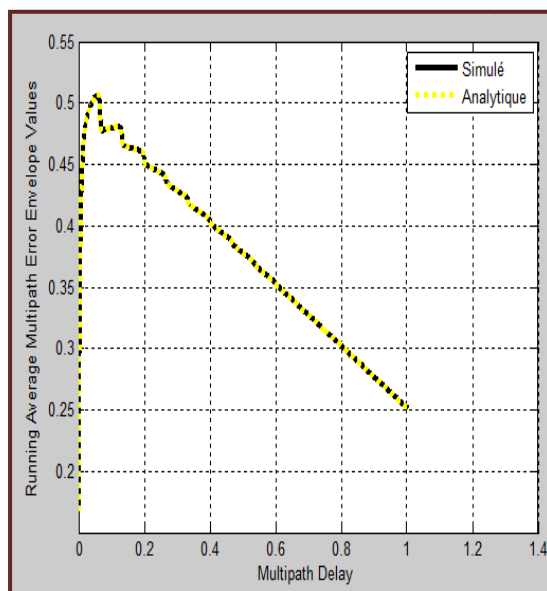


Figure IV. 13: RAE pour SinBOC(15,2)

Les figures IV.7, IV.9, IV.11 et IV.13 nous montrent les résultats de simulation de l'équation analytique de RAE proposée, comparée avec le modèle numérique simulé. Nous constatons que les deux modèles sont identiques pour n'importe quelle valeur de M.

## IV.6 Modèle proposé pour l'offset d'erreur moyen cohérent pour les signaux CosBOC

En suivant le même processus que celui de SinBOC ; en commençant par l'expression de MEE du signal CosBOC donnée, ensuite dériver des intervalles et les régions de variation (voir la figure IV. 14) pour qu'on puisse obtenir notre modèle proposé tout en appliquant l'équation(IV.6).

L'expression analytique de la MEE du signal CosBOC est donnée comme suit pour  $\Delta\tau < \frac{T_x}{8M}$  chip[2]

$$\tau_m = \begin{cases} \frac{A}{1+A} \Delta\tau_m & \text{pour } 0 \leq \Delta\tau_m \leq (1+A) \frac{\Delta\tau}{2} \\ A\Delta\tau (-1)^{k+1} \frac{3+2(M-k)}{2+4M} & \text{pour } \Delta\tau_{t2,k-1} \leq \Delta\tau_m \leq \Delta\tau_{t3,k} \\ A(-1)^{k-1} \frac{(1-2(M-k))\Delta\tau + 4(\Delta\tau_m - \frac{\Delta\tau}{2}) - (2k-1)T_{sc}/2}{-2-4M+A4(-1)^{k-1}} & \text{pour } \Delta\tau_{t3,k} \leq \Delta\tau_m \leq \Delta\tau_{t4,k} \\ A\Delta\tau (-1)^{k+1} \frac{-1+2(M-k)}{2+4M} & \text{pour } \Delta\tau_{t4,k} \leq \Delta\tau_m \leq \Delta\tau_{t5,k+1} \\ A(-1)^{k-1} \frac{(1+2(M-k))\Delta\tau + 4(M-k)(\Delta\tau_m - \frac{\Delta\tau}{2}) - kT_{sc}}{-2-4M+A4(-1)^{k-1}(M-k)} & \text{pour } \Delta\tau_{t5,k+1} \leq \Delta\tau_m \leq \Delta\tau_{t2,k} \text{ et } k \neq M \\ A(-1)^{M+1} \frac{\Delta\tau_m - MT_{sc} - \frac{\Delta\tau}{2}}{2+4M+A(-1)^{M+1}} & \text{pour } \Delta\tau_{t6,M} \leq \Delta\tau_m \leq MT_{sc} + \frac{\Delta\tau}{2} \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (IV. 8)$$

Où :

$$\Delta\tau_{t1,k} = (1+A) \frac{\Delta\tau}{2}$$

$$\Delta\tau_{t2,k} = A(-1)^k \frac{1+2(M-k)}{2+4M} + \frac{\Delta\tau}{2} + kT_{sc}$$

$$\Delta\tau_{t3,k} = A\Delta\tau (-1)^{k-1} \frac{3+2(M-k)}{2+4M} - \frac{\Delta\tau}{2} + (2k-1) \frac{T_{sc}}{2}$$

$$\Delta\tau_{t4,k} = A\Delta\tau (-1)^{k-1} \frac{-1+2(M-k)}{2+4M} + \frac{\Delta\tau}{2} + (2k-1) \frac{T_{sc}}{2}$$

$$\Delta\tau_{t5,k} = A(-1)^k \frac{1 + 2(M - k)}{2 + 4M} - \frac{\Delta\tau}{2} + (k - 1)T_{sc}$$

$$\Delta\tau_{t6,M} = \frac{A\Delta\tau(-1)^M}{2 + 4M} - \frac{\Delta\tau}{2} + MT_{sc}$$

Le résultat de simulation de l'enveloppe d'erreur est donné par la figure suivante:

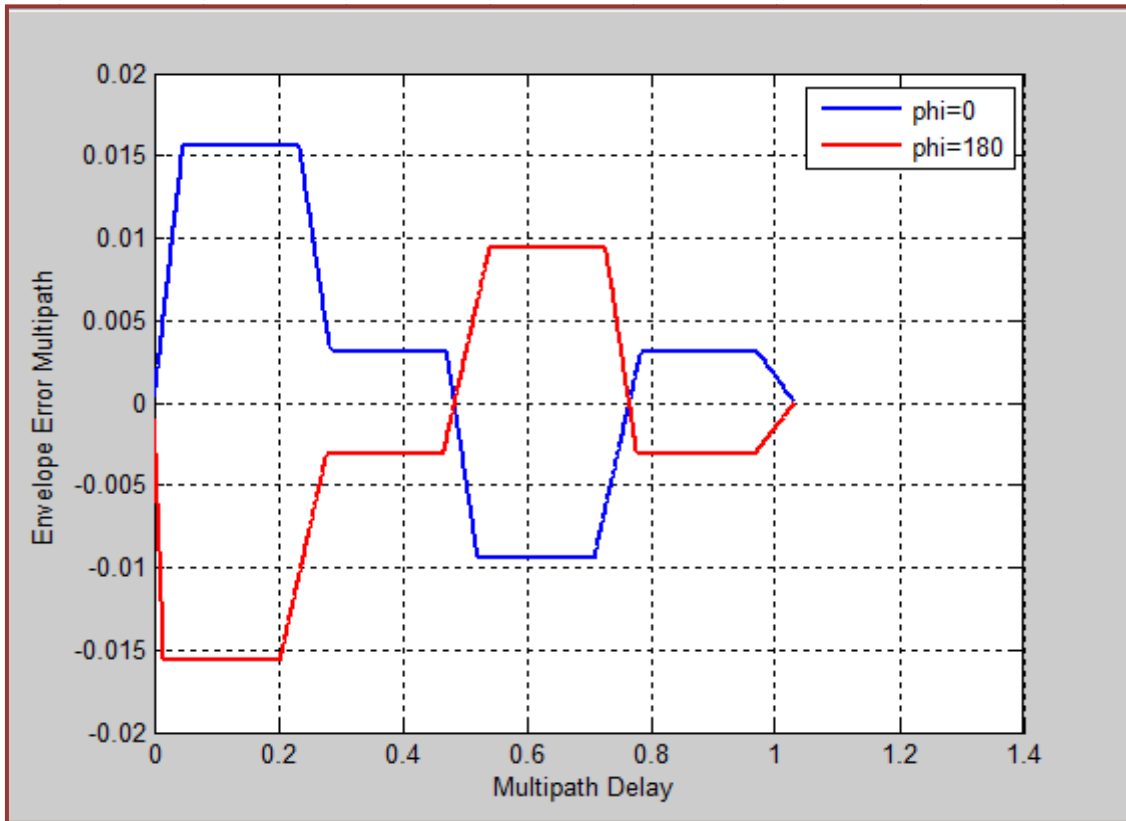


Figure IV. 15: Résultat de simulation de MEE CosBOC (1,1)

Pour obtenir les intervalles de variation du RAE, on divise cette enveloppe à des régions de la manière suivante :

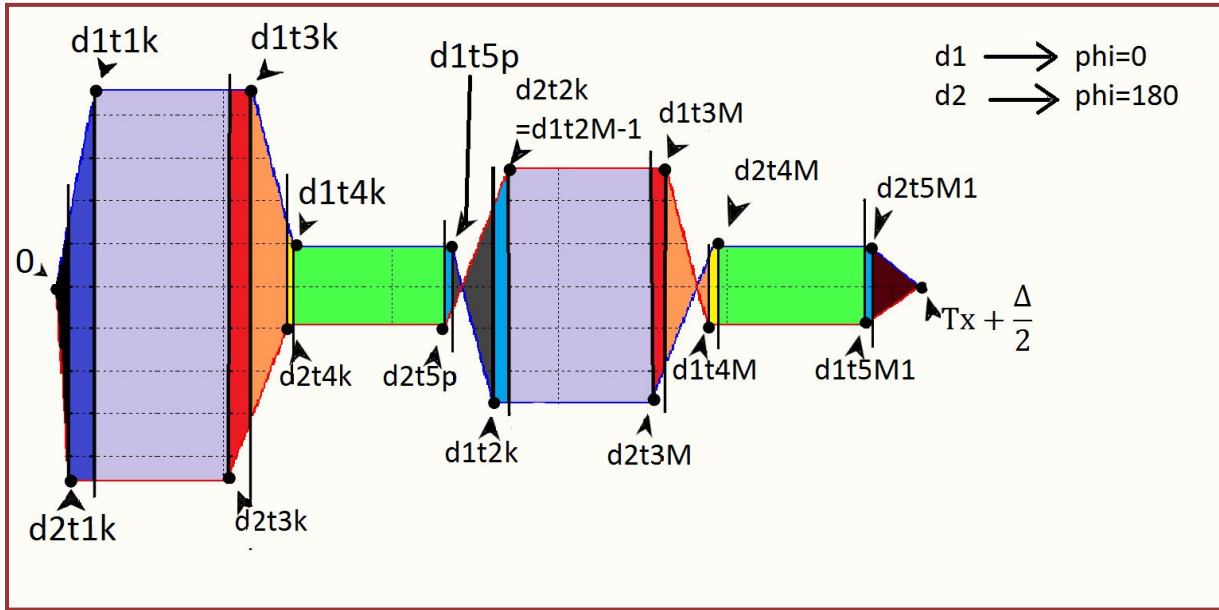


Figure IV. 16: Les différentes zones de l'enveloppe d'erreur CosBOC.

Les intervalles sont obtenus à partir des intersections des segments et l'expression de l'enveloppe d'erreur:

$$d1_{t1k} = (1 + am) \frac{\Delta}{2}$$

$$d2_{t1k} = (1 - am) \frac{\Delta}{2}$$

$$d1_{t2k} = \alpha_m (-1)^k \Delta \frac{1 + 2(M - k)}{4M + 2} + \frac{\Delta}{2} + kT_{sc}$$

$$d2_{t2k} = -\alpha_m (-1)^k \Delta \frac{1 + 2(M - k)}{4M + 2} + \frac{\Delta}{2} + kT_{sc}$$

$$d1_{t3k} = \alpha_m (-1)^{k-1} \Delta \frac{2(M - k) + 3}{4M + 2} - \frac{\Delta}{2} + (2k - 1) \frac{T_{sc}}{2}$$

$$d2_{t3k} = -\alpha_m (-1)^{k-1} \Delta \frac{2(M - k) + 3}{4M + 2} - \frac{\Delta}{2} + (2k - 1) \frac{T_{sc}}{2}$$

$$d1_{t4k} = \alpha_m (-1)^{k-1} \Delta \frac{2(M - k) - 1}{4M + 2} + \frac{\Delta}{2} + (2k - 1) \frac{T_{sc}}{2}$$

$$d2_{t4k} = -\alpha_m(-1)^{k-1}\Delta \frac{2(M-k)-1}{4M+2} + \frac{\Delta}{2} + (2k-1)\frac{T_{sc}}{2}$$

$$p=k+1$$

$$d1_{t5p} = \alpha_m(-1)^p\Delta \frac{2(M-p)+1}{4M+2} - \frac{\Delta}{2} + (p-1)T_{sc}$$

$$d2_{t5p} = -\alpha_m(-1)^p\Delta \frac{2(M-p)+1}{4M+2} - \frac{\Delta}{2} + (p-1)T_{sc}$$

$$d1_{t3M} = \alpha_m(-1)^{M-1}\Delta \frac{2(M-M)+3}{4M+2} - \frac{\Delta}{2} + (2M-1)\frac{T_{sc}}{2} = \alpha_m(-1)^{M-1}\Delta \frac{3}{4M+2} - \frac{\Delta}{2} + (2M-1)\frac{T_{sc}}{2}$$

$$d2_{t3M} = -\alpha_m(-1)^{M-1}\Delta \frac{2(M-M)+3}{4M+2} - \frac{\Delta}{2} + (2M-1)\frac{T_{sc}}{2} = -\alpha_m(-1)^{M-1}\Delta \frac{3}{4M+2} - \frac{\Delta}{2} + (2M-1)\frac{T_{sc}}{2}$$

$$d1_{t4M} = \alpha_m(-1)^{M-1}\Delta \frac{-1}{4M+2} + \frac{\Delta}{2} + (2M-1)\frac{T_{sc}}{2}$$

$$d2_{t4M} = -\alpha_m(-1)^{M-1}\Delta \frac{-1}{4M+2} + \frac{\Delta}{2} + (2M-1)\frac{T_{sc}}{2}$$

$$d1_{t5M1} = \alpha_m(-1)^{M+1}\Delta \frac{2(M-(M+1))+1}{4M+2} - \frac{\Delta}{2} + ((M+1)-1)T_{sc} = \alpha_m(-1)^{M+1}\Delta \frac{-1}{4M+2} - \frac{\Delta}{2} + MT_{sc}$$

$$d2_{t5M1} = -\alpha_m(-1)^{M+1}\Delta \frac{2(M-(M+1))+1}{4M+2} - \frac{\Delta}{2} + ((M+1)-1)T_{sc} = -\alpha_m(-1)^{M+1}\Delta \frac{-1}{4M+2} - \frac{\Delta}{2} + MT_{sc}$$

En appliquant l'équation (IV.6), nous avons abouti à un modèle analytique de RAE du signal CosBOC pour différentes valeurs de M :

$$\begin{aligned}
& \text{pour } 0.001 \leq \tau_m \leq d_{2t_{1k}} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=0.001}^{d_{2t_{1k}}} \left[ \left| \frac{\alpha_m \tau_m}{1+\alpha_m} \right| + \left| \frac{-\alpha_m \tau_m}{1-\alpha_m} \right| \right] \\
& \text{pour } d_{2t_{1k}} \leq \tau_m \leq d_{1t_{1k}} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{2t_{1k}}}^{d_{1t_{1k}}} \left[ \left| \frac{\alpha_m \tau_m}{1+\alpha_m} \right| + \left| \frac{\alpha_m (-1)^k \Delta (2M-2k+3)}{4M+2} \right| \right] \\
& \text{pour } d_{1t_{1k}} \leq \tau_m \leq d_{2t_{3k}} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{1t_{1k}}}^{d_{2t_{3k}}} \left[ 2 \left| \frac{\alpha_m (-1)^{k+1} \Delta (2M-2k+3)}{4M+2} \right| \right] \\
& \text{pour } d_{2t_{3k}} \leq \tau_m \leq d_{1t_{3k}} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{2t_{3k}}}^{d_{1t_{3k}}} \left[ \left| \frac{\alpha_m (-1)^{k+1} \Delta (2M-2k+3)}{4M+2} \right| + \right. \\
& \quad \left. \left| \frac{\alpha_m (-1)^k (\Delta(2(k-M)+1) + 4(\tau_m - \Delta/2 - (2k-1)(T_{sc}/2)))}{-4M-2+4\alpha_m (-1)^k} \right| \right] \\
& \text{pour } d_{1t_{3k}} \leq \tau_m \leq d_{2t_{4k}} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{1t_{3k}}}^{d_{2t_{4k}}} \left[ \left| \frac{\alpha_m (-1)^{k-1} (\Delta(2(k-M)+1) + 4(\tau_m - \Delta/2 - (2k-1)(T_{sc}/2)))}{-4M-2+4\alpha_m (-1)^{k-1}} \right| + \right. \\
& \quad \left. \left| \frac{\alpha_m (-1)^k (\Delta(2(k-M)+1) + 4(\tau_m - \Delta/2 - (2k-1)(T_{sc}/2)))}{-4M-2+4\alpha_m (-1)^k} \right| \right] \\
& \text{pour } d_{2t_{4k}} \leq \tau_m \leq d_{2t_{4k}} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{2t_{4k}}}^{d_{2t_{4k}}} \left[ \left| \frac{\alpha_m (-1)^{k-1} (\Delta(2(k-M)+1) + 4(\tau_m - \Delta/2 - (2k-1)(T_{sc}/2)))}{-4M-2+4\alpha_m (-1)^{k-1}} \right| + \right. \\
& \quad \left. \left| \alpha_m (-1)^k \Delta \frac{(2M-2k-1)}{4M+2} \right| \right] \\
& \text{pour } d_{1t_{4k}} \leq \tau_m \leq d_{2t_{5p}} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{1t_{4k}}}^{d_{2t_{5p}}} \left[ 2 \left| \frac{\alpha_m (-1)^{k+1} \Delta (2M-2k-1)}{4M+2} \right| \right] \\
& \text{pour } d_{2t_{5p}} \leq \tau_m \leq d_{1t_{5p}} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{2t_{5p}}}^{d_{1t_{5p}}} \left[ \left| \frac{\alpha_m (-1)^{k+1} \Delta (2M-2k-1)}{4M+2} \right| + \right. \\
& \quad \left. \left| \frac{\alpha_m (-1)^k (\Delta(2M-2k+1) + 4(M-k)(\tau_m - \Delta/2 - kT_{sc}))}{-4M-2+4\alpha_m (-1)^k (M-k)} \right| \right] \\
& \text{pour } d_{1t_{5p}} \leq \tau_m \leq d_{1t_{2k}} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{1t_{5p}}}^{d_{1t_{2k}}} \left[ \left| \frac{\alpha_m (-1)^{k-1} (\Delta(2M-2k+1) + 4(M-k)(\tau_m - \Delta/2 - kT_{sc}))}{-4M-2+4\alpha_m (-1)^{k-1} (M-k)} \right| + \right. \\
& \quad \left. \left| \frac{\alpha_m (-1)^k (\Delta(2M-2k+1) + 4(M-k)(\tau_m - \frac{\Delta}{2} - kT_{sc}))}{-4M-2+4\alpha_m (-1)^k (M-k)} \right| \right] \\
& \text{pour } d_{1t_{2k}} \leq \tau_m \leq d_{2t_{2k}} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{1t_{2k}}}^{d_{2t_{2k}}} \left[ \left| \frac{\alpha_m (-1)^k \Delta (2M-2k-5)}{4M+2} \right| + \right. \\
& \quad \left. \left| \frac{\alpha_m (-1)^k (\Delta(2M-2k+1) + 4(M-k)(\tau_m - \Delta/2 - kT_{sc}))}{-4M-2+4\alpha_m (-1)^k (M-k)} \right| \right] \\
& \text{pour } d_{2t_{2k}} \leq \tau_m \leq d_{2t_{3M}} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{2t_{2k}}}^{d_{2t_{3M}}} \left[ 2 \left| \frac{\alpha_m (-1)^{k+1} \Delta (2M-2k+3)}{4M+2} \right| \right] \\
& \text{pour } d_{2t_{3M}} \leq \tau_m \leq d_{1t_{3M}} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{2t_{3M}}}^{d_{1t_{3M}}} \left[ \left| \frac{\alpha_m (-1)^{k+1} \Delta (2M-2k+3)}{4M+2} \right| + \right. \\
& \quad \left. \left| \alpha_m (-1)^k \frac{(\Delta(2(k-M)+1) + 4(\tau_m - \Delta/2 - (2k-1)(T_{sc}/2)))}{-4M-2+4\alpha_m (-1)^k} \right| \right]
\end{aligned}$$

RAE( $\tau_m$ ) =



$$\begin{aligned}
 & \text{pour } d_{2t_{3M}} \leq \tau_m \leq d_{1t_{4M}} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{2t_{3M}}}^{d_{1t_{4M}}} \left[ 2 \left| \alpha_m (-1)^k \frac{\Delta(2(k-M)+1) + 4(\tau_m - \Delta/2 - (2k-1)(T_{sc}/2))}{+4M+2+4\alpha_m(-1)^k} \right| \right] \\
 & \text{pour } d_{1t_{4M}} \leq \tau_m \leq d_{2t_{4M}} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{1t_{4M}}}^{d_{2t_{4M}}} \left[ \left| \alpha_m (-1)^{k-1} \frac{\Delta(2(k-M)+1) + 4(\tau_m - \Delta/2 - (2k-1)(T_{sc}/2))}{-4M-2+4\alpha_m(-1)^{k-1}} \right| + \right. \\
 & \quad \left. \left| \alpha_m (-1)^k \Delta \frac{(2M-2k-1)}{4M+2} \right| \right] \\
 & \text{pour } d_{2t_{4M}} \leq \tau_m \leq d_{1t_{5M1}} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{d_{2t_{4M}}}^{d_{1t_{5M1}}} \left[ 2 \left| \frac{\alpha_m (-1)^k \Delta(2M-2k-1)}{4M+2} \right| \right] \\
 & \text{pour } d_{1t_{5M1}} \leq \tau_m \leq d_{2t_{5M1}} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{1t_{5M1}}}^{d_{2t_{5M1}}} \left[ \left| \frac{\alpha_m (-1)^{k+1} \Delta(2M-2k-1)}{4M+2} \right| + \right. \\
 & \quad \left. \left| \frac{\alpha_m (-1)^k (\Delta(2M-2k+1) + 4(M-k)(\tau_m - \Delta/2 - kT_{sc}))}{-4M-2+4\alpha_m(-1)^k(M-k)} \right| \right] \\
 & \text{pour } d_{2t_{5M1}} \leq \tau_m \leq T_x + \frac{\Delta}{2} \quad \frac{1}{2\tau_m} \sum_{\tau_m=d_{2t_{5M1}}}^{T_x + \frac{\Delta}{2}} \left[ 2 \left| \frac{\alpha_m (-1)^{M+1} (\tau_m - T_x - \Delta/2)}{4M+2+\alpha_m(-1)^{M+1}} \right| \right] \\
 & \quad \text{pour } \tau_m \geq T_x + \Delta/2 \\
 & \quad 0 \\
 & \quad (IV. 9)
 \end{aligned}$$

Le résultat de simulation du modèle RAE CosBOC est illustré dans les figures suivantes :

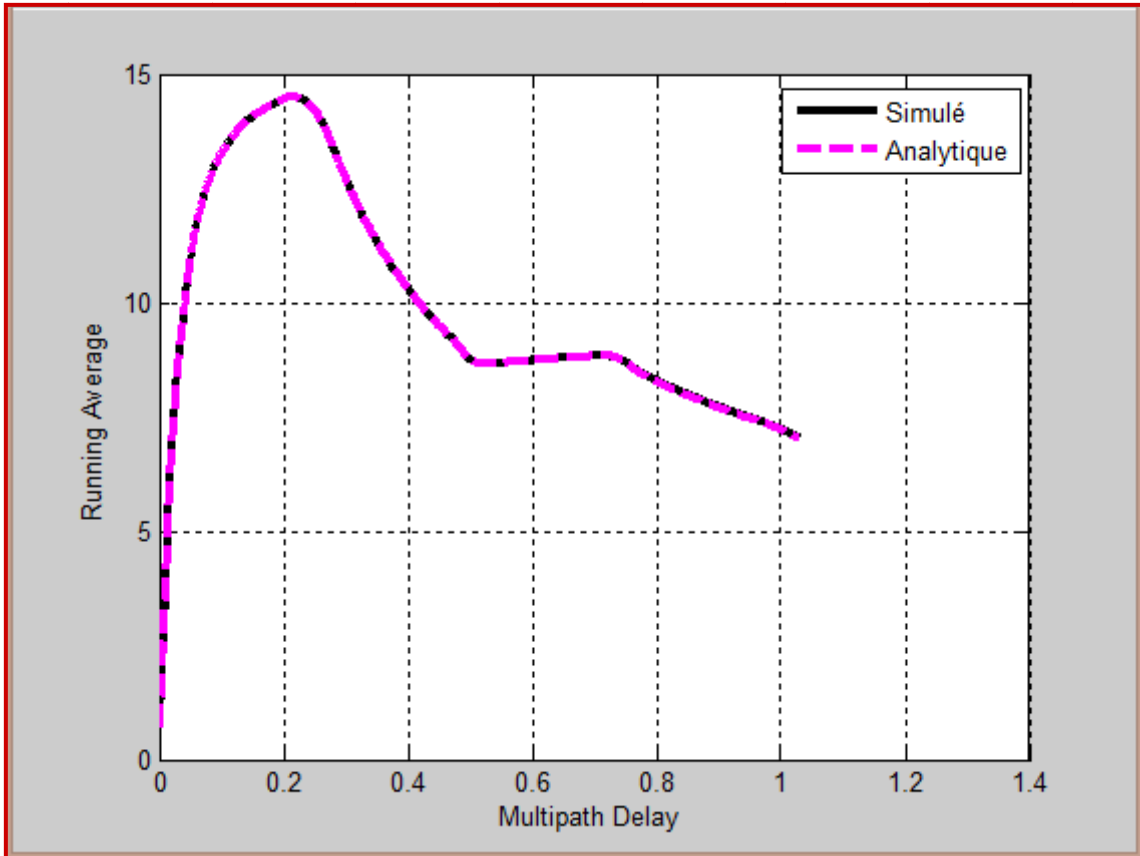


Figure IV. 17: Résultat de simulation de RAE CosBOC(1,1) proposé.

✓ CosBOC pour  $M=1$

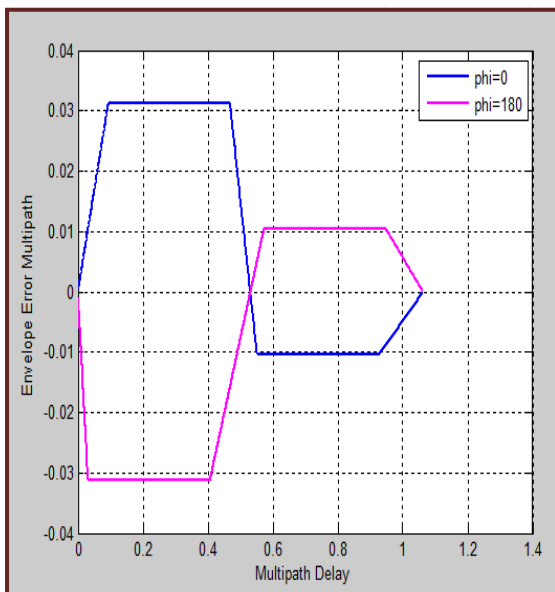


Figure IV. 18: MEE pour CosBOC(1,2)

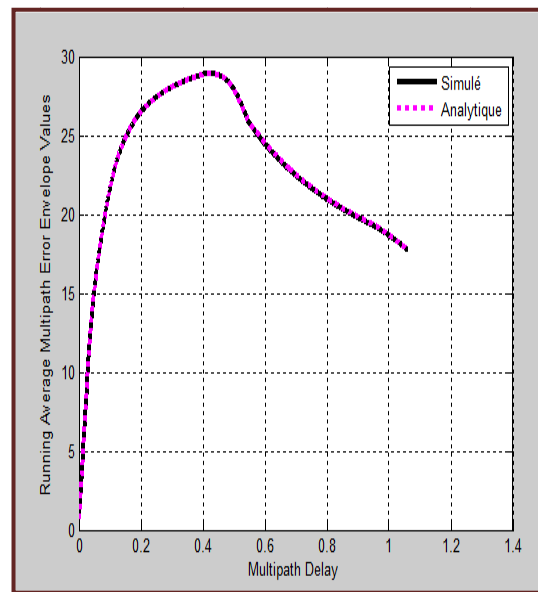


Figure IV. 19: RAE pour CosBOC (1,2)

✓ CosBOC pour  $M=8$

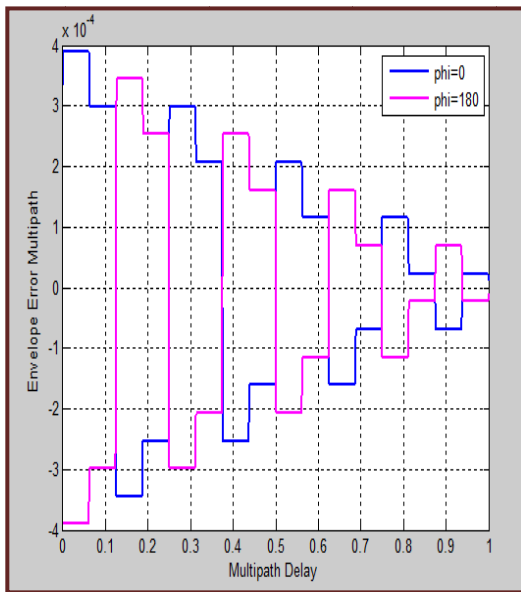


Figure IV. 20: MEE pour CosBOC (10,2.5)

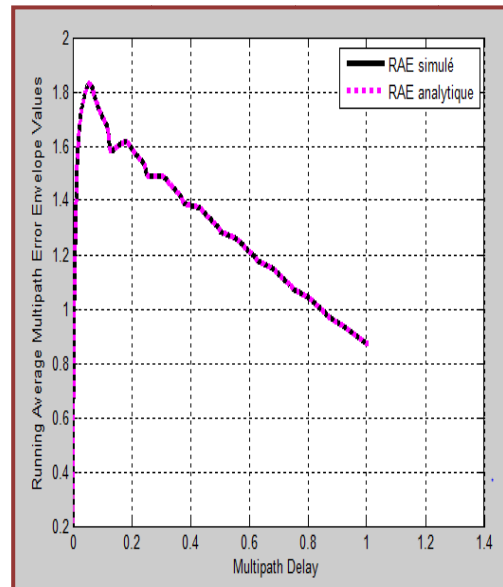


Figure IV. 21: RAE pour CosBOC (10,2.5)

✓ Cos BOC pour  $M=15$

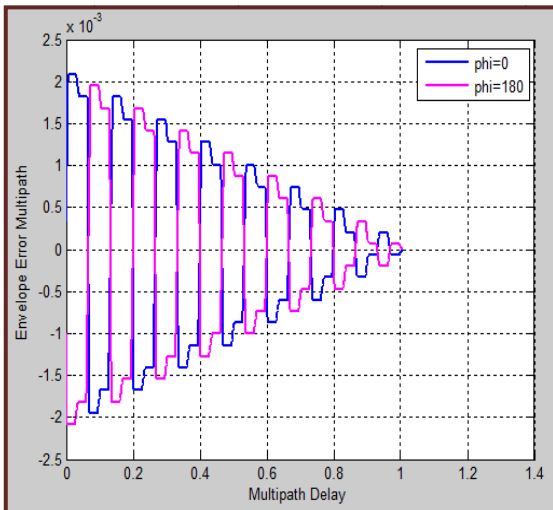


Figure IV. 22: MEE pour CosBOC(15,2)

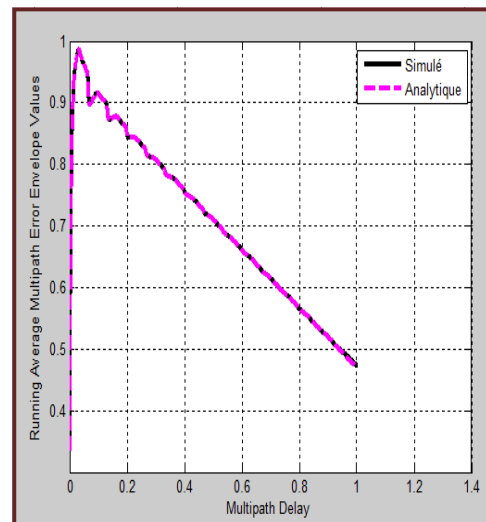


Figure IV. 23 : RAE pour CosBOC(15,2)

Comme l'illustrent toutes ces figures, les résultats analytiques coïncident avec les résultats simulés pour des différentes valeurs de  $M$  ce qui prouve l'efficacité et l'exactitude des modèles proposés.

## **IV.7 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons étudié les modèles analytiques de la CF, DF et MEEs données par [13, 17]. Par la suite, nous avons proposé des modèles analytiques de la moyenne courante des erreurs de poursuite des multitrajets spéculaire (RAEs) d'une configuration DLL cohérente avec des espacements de chip étroits pour les signaux satellitaires SinBOC et CosBOC pour différentes valeurs de  $M$ . 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 Cosinus 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

---

## Conclusion Générale

L'importance et l'utilité des systèmes GNSS ont motivé la continuation des recherches pour avoir une meilleure précision de positionnement et minimiser les effets de toutes les sources d'erreurs existantes, notamment celles des multitrajets, pour cela plusieurs méthodes ont été étudiées et proposées.

Ce travail se focalise sur l'étude analytique des erreurs moyennes et la proposition des modèles mathématiques simplifiés pour donner une vision à leurs états actuels et pouvoir les minimiser afin d'avoir de meilleures performances en termes de précision aux nouveaux signaux satellitaires.

Le premier chapitre résume l'ensemble des systèmes de radiolocalisation par satellites, les notions de base qu'il faut connaître sur les systèmes GNSS et leurs caractéristiques ainsi que les sources d'erreurs de positionnement.

Dans le deuxième chapitre ; nous avons présenté les caractéristiques des techniques de modulation des systèmes GNSS telles que BPSK utilisée par le GPS classique, les deux variantes de la modulation BOC utilisées par Galileo SinBOC et CosBOC, et la modulation MBOC.

Le troisième chapitre introduit les différentes perturbations liées à la propagation comme l'effet Doppler, bruits thermiques et multitrajets, ainsi que 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. Une attention particulière est donnée à l'influence des multitrajets sur les boucles de poursuite de code DLL cohérente, la DF et l'offset de code pour bien voir leurs impacts sur la poursuite des codes.

Le dernier chapitre réside sur l'étude des modèles analytiques de CF, DF et les erreurs de poursuite pour une boucle de code cohérente proposés par [13, 17]. Ensuite, nous avons 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 SinBOC et CosBOC en utilisant les différentes valeurs de M et des espacements de chip étroits entre corrélateurs, dans l'intervalle  $\Delta\tau < \frac{T_x}{8M}$  chip. Les résultats de simulation des modèles RAE proposés coïncident avec ceux des résultats numériques, en utilisant MATLAB.

Suites possibles à notre travail, le développement et la proposition de nouveaux modèles de RAE pour le reste des intervalles entre corrélateur, ainsi que pour les signaux MBOC.

# Bibliographie

## Bibliographie

- [1]. Thèse , NAHIMANA, Donnay Fleury. *Impact des multitrajets sur les performances des systèmes de navigation par satellite: contribution à l'amélioration de la précision de localisation par modélisation bayésienne*. 2009. Thèse de doctorat. Ecole centrale de Lille.
- [2]. Thèse ,Sihem Zitouni., *Développement des Technique d'Amélioration de la Précision de Localisation dans les Systèmes de Navigation par Satellites en Appliquant des Méthodes de Modulation Efficaces*, 2015, Université de bejaia
- [3]. Thèse, Marais, Juliette., *Positionner par satellite dans les environnements transports. Impact du canal de propagation sur les performances de localisation GNSS*,2017.
- [4]. Article, LAHAYE, Renaud et LADET, Sylvie. *Les principes du positionnement par satellite: GNSS. Le Cahier des Techniques de l'INRA*, 2014, p. 9-18
- [5]. Thèse,Khaled, R., *Etude et Amélioration des Performances des boucles de poursuite de code dans les Récepteurs de Navigation Galileo en Présence de Trajectoires Multiples*,2018.
- [6]. Thèse,ZHU, G., *Trajectory-aided GNSS Land Navigation Application to Train Positioning* 2014.
- [7]. Thèse,HEIRIES, V., *optimisation d'une chaîne de réception pour signaux de radionavigation à porteuse à double décalage (BOC) retenus pour les systèmes GALILEO et GPS modernisé*, 2007, l'université de Toulouse
- [8]. Thèse,BOURDEAU, A., *Approches avancées de navigation par signaux GNSS en environnement urbain utilisant un modèle 3D*, 2013.
- [9]. Thèse,CHARBONNIERAS, C., *Mesure d'intégrité par l'exploitation des signaux de navigation par satellites*, 2017.
- [10]. Thèse, Ilie, Iurie. *Récepteur hybride GPS/Galileo: Simulation et analyse de robustesse avec le filtre FADP*. Diss. École de technologie supérieure, 2004.
- [11]. Journal, MON, A. Khine Myint, TUN, B. Pan Thu, et SHUKLA, C. Mr Atul P. *Study and Analysis on Binary Offset Carrier (BOC) Modulation in Satellite Navigation Systems*. IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE), 2016.
- [12]. Article, COTE, Francois D., PSAROMILIGKOS, Ioannis N., et GROSS, Warren J. *GNSS modulation: A unified statistical description*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, vol. 47, no 3, p. 1814-1836.
- [13]. Article, HARRIS, R. Benjamin et LIGHTSEY, E. Glenn. *A general model of multipath error for coherently tracked BOC modulated signals*. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2009, vol. 3, no 4, p. 682-694
- [14]. Article,TEUNISSEN, P. J. G. *GNSS ambiguity resolution for attitude determination: theory and method*. In : *Proceedings of the International Symposium on GPS/GNSS*. 2008..
- [15]. Thèse,ROCHE, S., *Méthodes de poursuite de phase pour signaux GNSS multifréquence en environnement dégradé*, 2013.
- [16]. Thèse,Vervisch-Picois, A., *Etude de systèmes de positionnement en intérieur utilisant des mesures de phase du code ou de phase de la porteuse de signaux de navigation par satellites*
- [17]. Article, ZITOUNI, Sihem, ROUABAH, Khaled, ATTIA, Salim, et al. *Comments on "A general model of multipath error for coherently tracked BOC modulated signals"*. Wireless personal communications, 2013, vol. 70, no 4, p. 1397-1407.
- [18]. Book, SUN, Jiadong, JIAO, Wenhai, WU, Haitao, et al. (ed.). *China Satellite Navigation Conference (CSNC) 2013 Proceedings: Satellite Navigation Signal System, Compatibility & Interoperability• Augmentation & Integrity Monitoring• Models & Methods*. Springer Science & Business Media, 2014.