

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement supérieur et de la Recherche Scientifique

Université A/Mira-Bejaia

Faculté de Technologie

Département ATE



## **MEMOIRE DE FIN D'ETUDE**

En vue d'obtention du diplôme de Master en Télécommunications

Spécialité : Réseaux et Télécommunications

**Thème**

**Etude Comparative des Techniques de Mitigation des Multitrajets  
dans les Récepteurs GNSS**

Présenté par :

M<sup>elle</sup> DERRASSE CHOUK Nabila.

M<sup>elle</sup> DJENANE Yesma.

Devant le jury composé de :

Mr A.Mekhmoukh	Président
Mr S.Berrah	Examineur
Mme S. Zitouni	Encadreur
Mr A.Khireddine	Co-Encadreur

Année universitaire 2019/2020

# Dédicaces

*Au nom d'Allah, le Tout Miséricordieux, le Très Miséricordieux*

*Je dédie ce modeste travail :*

*Aux deux personnes qui me sont les plus chères au monde, mon cher père et ma chère mère, auxquels je tiens à exprimer ma profonde gratitude de leurs soutiens incessants, de leur patience incommensurable, de leurs sacrifices inestimables, et surtout leur tendresse. Aucune dédicace ne saurait exprimer Nos respects et Nos considérations.*

*Que dieu prolonge vos jours dans la joie, la santé et la paix*

*Je vous aime très fort*

*A mes très chers frères*

*Hamid ,Mohemmed tyeb, Makhlouf*

*et sœurs*

*Besma,Hassiba*

*A ma binôme DJENANE Yesma*

*A tous mes amis*

*A toute la promotion Télécom.*

*Qui sont à jamais dans nos cœurs. Merci pour les bons moments qu'on a passé ensemble*

# Dédicaces

*Au nom d'Allah, le Tout Miséricordieux, le Très Miséricordieux*

*Je dédie ce modeste travail :*

*Aux deux personnes qui me sont les plus chères au monde, mon cher père et ma chère mère, auxquels je tiens à exprimer ma profonde gratitude de leurs soutiens incessants, de leur patience incommensurable, de leurs sacrifices inestimables, et surtout leur tendresse. Aucune dédicace ne saurait exprimer Nos respects et Nos considérations.*

*Que dieu prolonge vos jours dans la joie, la santé et la paix*

*Je vous aime très fort*

*A mon très cher frère Amirouche*

*et sœurs*

*Roza, Soussou , Amel ,Aya et Cylia*

*A mon petit neveu Ayoub*

*A toutes la famille Djenane et Rabahi*

*A ma binôme*

*DERRASSE CHOUK Nabila*

*A tous mes amis*

*A toute la promotion Télécom.*

*Qui sont à jamais dans nos cœurs. Merci pour les bons moments qu'on a passé ensemble*

# Remerciements

*Nous tenons à saisir cette occasion et adresser nos profonds remerciements et nos profondes reconnaissances à notre encadreur Madame **S. ZITOUNI**, enseignante 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 **Mr.Makhmoukh.A, Mr.Berrah.S et Mr.Khireddine.A** pour sa **présence** et 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.*

## Résumé

Avec le développement de nombreux systèmes de navigation, la nécessité de partager efficacement la bande spectrale allouée aux nombreux signaux des systèmes GNSS est exhibée, pour cela les chercheurs se sont penchés vers d'autres types de modulation qui présentent non seulement de très bonnes propriétés en terme de séparation spectrale, mais apportent aussi une meilleure précision et une robustesse accrue vis-à-vis des multitrajets. Néanmoins, l'utilisation de la modulation BOC rend l'acquisition et la poursuite plus complexe et ambiguë et surtout en présence de trajets multiples dans un environnement urbain. La détection et la poursuite du trajet direct (line of sight LOS) par le récepteur GNSS deviennent plus difficile et l'estimation du retard de propagation devient biaisée ce qui aboutit à une fausse localisation. Dans ce travail, nous avons présenté quelques approches proposées dans la littérature qui visent principalement à éliminer les pics secondaires de la fonction d'autocorrélation, soit en la modifiant pour en créer une nouvelle, comme c'est le cas dans la technique ASPeCT et PCF; ou bien jouer sur le nombre de corrélateurs implémenté et l'espacement du chip qui les sépare comme dans la N-EML et le HRC/SC. Ce mémoire a pour but de comparer entre ces méthodes qui sont caractérisées par leurs CF et DF, selon des critères différents tel que MEE, RAE et RMSE pour voir laquelle est plus performante.

**Mots-clés:** GNSS, BOC, Poursuite, Multitrajets, Pics secondaires.

## Abstract

With the development of many navigation systems, efficient Spectrum sharing is being more essential in order to allocate the numerous signals of the GNSS Systems. In fact, the researchers have looked towards another types of modulation which not only have very good properties in terms of spectral separation, but also provide better precision and increased robustness with respect to multipath. However, the use of the BOC modulation makes the acquisition and tracking more complex and ambiguous and especially in the presence of multipath in indoor environment. The detection and tracking of the direct path (LoS, line of sight) by the GNSS receiver become more difficult and the estimation of the propagation delay becomes biased which leads to a false localization. In this work, we have presented some approaches proposed in the literature which mainly aim to eliminate the secondary peaks of the autocorrelation function, either by modifying it to create a new one, as in the case of the ASPeCT and PCF technique; or play on the number of correlators implemented and the chip spacing between them as in N-EML and HRC/SC. The purpose of this of the dissertation is to compare these methods which are characterized by their CF and DF, according to different criteria such as MEE,RAE and RMSE to see which one is more efficient.

**Key-words:** GNSS, BOC, Tracking, Multipaths, Secondary peaks.

# Table de matières

Liste des figures.....	IV
Liste des tableaux.....	VII
Liste d'abréviations .....	VIII
Introduction générale.....	1

## Chapitre I Signal BOC et système de réception GNSS

I.1	Introduction.....	3
I.2	Le système GNSS .....	3
I.2.1	Principe de fonctionnement.....	4
I.2.2	Structure des signaux GNSS.....	5
I.2.2.1	Code PRN .....	6
I.2.2.2	Message de navigation .....	6
I.2.3	Signaux Galileo .....	7
I.2.3.1	Ondes porteuses.....	7
I.2.3.2	Code d'étalement PRN .....	7
I.2.3.3	Message de navigation .....	8
I.3	Le signal BOC .....	9
I.3.1	Principe de la modulation BOC.....	9
I.3.2	Densité spectrale de puissance des signaux BOC.....	11
I.3.3	Fonctions de corrélation des signaux BOC .....	13
I.3.4	Avantages et inconvénients de la modulation BOC par rapport à la BPSK.....	15
I.4	Système de réception GNSS .....	16
I.4.1	Architecture d'un récepteur GNSS .....	16
I.4.2	Processus d'acquisition .....	18
I.4.2.1	Acquisition des données de navigation.....	18
I.4.2.2	Acquisition des signaux et des mesures de code .....	19
I.4.3	Le circuit corrélateur .....	19
I.4.4	La boucle de poursuite de code DLL.....	20
I.4.4.1	La fonction discriminatoire.....	20
I.4.4.2	Boucle DLL cohérente.....	20
I.4.4.3	Boucle DLL non cohérente.....	21
I.4.5	La boucle de poursuite de phase PLL .....	21
I.5	Les sources d'erreurs.....	22
I.5.1	Les multitrajets.....	23
I.6	Conclusion .....	25
II.	Chapitre 2 :Etudes des techniques de poursuite .....	26

II.1	Introduction.....	26
II.2	N-EML: Narrow Early-Minus-Late.....	26
II.3	Double Delta Discriminator $\Delta\Delta$ .....	27
II.3.1	Corrélateur Double-delta $\Delta\Delta$ [11].....	27
II.3.2	Complex strobes [22].....	28
II.3.2.1	Structure de discriminateur .....	30
II.3.3	Corrélateur HRC [22] .....	30
II.3.4	Corrélateur Double-delta amélioré [22].....	31
II.4	ASPeCT : Autocorrelation Side-Peak Cancellation Technique [23] .....	32
II.5	PCF pseudo correlation function [24].....	36
II.6	BPSK-like [25].....	41
II.6.1	Méthode I (Fishman et al. Method) .....	41
II.6.2	Méthode II (Martin & al modified method) .....	42
II.7	Conclusion .....	43
III.	Chapitre III   Simulation et Evaluation Comparative.....	44
III.1	Introduction.....	44
III.2	Simulations et évaluations de la CF et DF .....	44
III.2.1	Fonction de corrélation CF .....	44
III.2.2	La fonction discriminatrice DF.....	45
III.2.2.1	En absence des Multitrajets .....	46
III.2.2.2	En présence des Multitrajets.....	48
III.3	Analyse comparative des performances .....	50
III.3.1	Enveloppe d'erreur de multitrajets MEE .....	50
III.3.2	Moyenne courante de l'erreur de multitrajets RAE .....	56
III.3.3	Racine carré de l'erreur moyenne quadratique RMSE.....	58
III.4	Conclusion .....	61
	<b>Conclusion générale</b> .....	60

**Bibliographie.**

## Liste des figures

Figure I.1:Phase d'opérationnalité des différents GNSS existants [1].	4
Figure I.2:structure des signaux GNSS [3].	5
Figure I.3: Bloc diagramme de générateur des signaux SinBOC et CosBOC [3].	10
Figure I.4:DSP des codes BOC(1,1) Galileo et C/A-GPS [11].	12
Figure I.5: DSP des codes BOC(1,1), BOC(4,1) et BOC(8,1) Galileo[11].	12
Figure I.6:CF des codes C/A-GPS et BOC(1,1) Galileo [11].	14
Figure I.7:CF du code BOC(m,n)-Galileo pour $p=1,2,4$ [11].	14
Figure I.8 :Schéma de fonctionnement des récepteurs GNSS [3].	17
Figure I.9 :Forme générale d'un corrélateur [11].	19
Figure I.10: Architecture d'une PLL générique [11].	22
Figure I.11 Représentations des différentes erreurs de propagation [3].	23
Figure I. 12:Phénomène des MPs.	24
Figure I.13:Reflexions spéculaire et diffuse [11].	25
Figure II.1: la courbe-s- du corrélateur étroit [20].	27
Figure II.2:concept générale de corrélateur $\Delta\Delta$ .	28
Figure II.3:Exemples de placement relatif des impulsions stroboscopique complexes sur les formes d'onde de référence conçu pour les sinBOC(1,1) avec une largeur d'impulsion stroboscopique $D<0.5\text{chip}$ [22].	29
Figure II.4 : Fonctions discriminatoires HRC normalisées, cohérente et non cohérente, de type dot-Product utilisant des complexe strobes=0.1chips ,une bande passante de pré-corrélation infinie.	31
Figure II.5:Fonction discriminatoire non cohérente de corrélateur stroboscopique de type dot-Product utilisant des complex-strobe.D=0.1 chip. Bande passante de precorrelation infinie.	32
Figure II.6 : Sine-BOC(n,n)/sine-BOC(n,n), sine-BOC(n,n)/PRN fonction de corrélation normalisée carée et fonction de corrélation modifiée d' ASPeCT sans filtre front-end.	33
Figure II.7 : Sine-BOC(1,1)/sine-BOC(1,1), sine-BOC(1,1)/PRN fonction de corrélation normalisée carée et fonction de corrélation modifiée d' ASPeCT avec un filtre double bande front-end 6 MHz. $\beta=1.4$ .	34
Figure II.8: La sortie du discriminateur proposé ASPeCT DP $\beta= 1$ et $\beta = 1.4$ pour un espacement avance retard de 0.2 chips et un filtre front end double bande de 6 MHz.	35
Figure II.9: L'architecture DLL adaptée à ASPeCT.	36
Figure II.10.: $\mathbf{Rss}'\mathbf{1}(\boldsymbol{\tau})$ et PCF $\mathbf{R}\boldsymbol{\tau}; \mathbf{k}$ pour le signal sine-BOC(n,n), $k=0.1$ et $k= 0.3$ , sans filter front-end. ...	38
Figure II.11: $\mathbf{Rss}'\mathbf{1}(\boldsymbol{\tau})$ et PCF $\mathbf{R}\boldsymbol{\tau}; \mathbf{k}$ pour le signal sine-BOC(2n,n), $k=0.1$ et $k= 0.3$ , sans filter front-end	38
Figure II.12: $\mathbf{Rss}'\mathbf{1}(\boldsymbol{\tau})$ et PCF $\mathbf{R}\boldsymbol{\tau}; \mathbf{k}$ pour sine-BOC(1.1), $k=0.1$ et $k= 0.3$ ,	39
Figure II.13: Nouvelle architecture DLL basée sur PCF.	39
Figure II.14:La courbe caractéristique du discriminateur PUDLL pour $M=2$ , avec $k=0.2$ , sans filtre front-end	40
Figure II.15 : Méthode 1 (Fishman & al)	41
Figure II.16: :Méthode 2(Martin & al modifiée)	42
Figure III.1 : La forme des CFs des différentes techniques de mitigation pour un signal sinBOC( 1,1).	44
Figure III.2 : La forme des CFs des différentes techniques de mitigation pour un signal sinBOC(10,5).	45
Figure III.3 : DF cohérente et non cohérente de EML standard, n-EML, HRC et ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard0.1 et $M=2$	46
Figure III.4 : DF cohérente et non cohérente de EML standard, n-EML, HRC et ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard0.1 et $M=4$	47
Figure III.5: DF cohérente et non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard 0.01 et $M=2$ .	47
Figure III.6: : DF cohérente et non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard0.01 et $M=4$	48
Figure III.7 : DF cohérente et non cohérente de n-EML,EML standard , HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard0.1 et $M=2$ en présence des MPs	49

<i>Figure III.8 : DF cohérente et non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard 0.1 et M=4 en présence des MPs</i> .....	49
<i>Figure III.9: DF cohérente et non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard 0.01 et M=2 en présence des MPs</i> .....	50
<i>Figure III.10: DF cohérente et non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard 0.01 et M=4 en présence des MPs</i> .....	50
<i>Figure III.11: MEE d'une boucle DLL cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard 0.1 et M=2 en présence des MPs</i> .....	52
<i>Figure III.12: MEE d'une boucle DLL non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard 0.1 et M=2 en présence des MPs</i> .....	52
<i>Figure III.13 : MEE d'une boucle DLL cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard 0.1 et M=4 en présence des MPs</i> .....	53
<i>Figure III.14: MEE d'une boucle DLL non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard 0.1 et M=4 en présence des MPs</i> .....	53
<i>Figure III.15: MEE d'une boucle DLL cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard 0.01 et M=2 en présence des MPs</i> .....	54
<i>Figure III.16 : : MEE d'une boucle DLL non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard 0.01 et M=2 en présence des MPs</i> .....	54
<i>Figure III.17 : MEE d'une boucle DLL cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard 0.01 et M=4 en présence des MPs</i> .....	55
<i>Figure III.18: MEE d'une boucle DLL non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard 0.01 et M=4 en présence des MPs</i> .....	55
<i>Figure III.19 : RAEs cohérent et non cohérent de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard 0.1 et M=2 en présence des MPs</i> .....	56
<i>Figure III.20: RAEs cohérent et non cohérent de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard 0.1 et M=4 en présence des MPs</i> .....	57
<i>Figure III.21: RAEs cohérent et non cohérent de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard 0.01 et M=2 en présence des MPs</i> .....	57
<i>Figure III.22: RAEs cohérent et non cohérent de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard 0.01 et M=4 en présence des MPs</i> .....	58
<i>Figure III.23: RMSEs cohérent et non cohérent de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard 0.1 et M=2 en présence des MPs</i> .....	59
<i>Figure III.24: RMSEs cohérent et non cohérent de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard 0.1 et M=4 en présence des MPs</i> .....	59
<i>Figure III.25: RMSEs cohérent et non cohérent de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard 0.01 et M=2 en présence des MPs</i> .....	60
<i>Figure III.26 : RMSEs cohérent et non cohérent de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard 0.01 et M=4 en présence des MPs</i> .....	60

## LISTE DES TABLEAUX

TAB. I.1 : Les différentes fréquences porteuses du système GALILEO.....	7
TAB. I.2 : Les différents codes GALILEO et les services associés.....	8

## LISTE D'ABREVIATION

<b>ACF</b>	Autocorrelation function.
<b>ASPeCT</b>	Autocorrelation Side Peak Cancellation Technique.
<b>BOC</b>	Binary Offset Carrier
<b>BPSK</b>	Binary Phase Shift Keying.
<b>C/A</b>	Coarse Acquisition.
<b>CDMA</b>	Code Division Multiple Access
<b>C- ELP</b>	Coherent-Early Late Processing.
<b>CF</b>	Correlation function.
<b>CS</b>	Commercial Service.
<b>DC-ELP</b>	Discriminator Coherent-Early Late Processing.
<b>DF</b>	Discrimination Function.
<b>DLL</b>	Delay Lock Loop.
<b>DNC- ELP</b>	Non Coherent-Early Late Processing.
<b>DSB</b>	Dual side bande.
<b>DSSS</b>	Direct Sequence Spread Spectrum.
<b>DSP</b>	Densité spectrale de puissance.
<b>FI</b>	Fréquences intermédiaires.
<b>GLONASS</b>	GLObalnaya Navigatsionnaya Spoutnikovaya Sistema.
<b>GNSS</b>	Global Navigation Satellite System.
<b>GPS</b>	Global Positioning System.
<b>HRC</b>	High resolution correlator.
<b>LOS</b>	Line Of Sight.
<b>LBS</b>	Location Based Services.
<b>MEE</b>	Multipath Error Envelope.
<b>N-EML</b>	Narrow Early-Minus-Late.
<b>OS</b>	open service.
<b>PCF</b>	Pseudo Correlation Function.
<b>PLL</b>	Phase Lock Loop.

<b>PRN</b>	Pseudo Random Noise.
<b>PSK</b>	Phase shift key.
<b>PUDLL</b>	Pcf-based Unambiguous DLL.
<b>RAE</b>	Running Average Error.
<b>RMSE</b>	Root Mean Square Error.
<b>SC</b>	Strobe Correlator.
<b>SSB</b>	Single side bande.
<b>SSL</b>	Single Side Lobe.

## Introduction générale

Depuis le Moyen Âge, le souci de se repérer et de connaître la position dans un milieu de vie a toujours été une nécessité et un défi à relever. En 1964, les Etats-Unis d'Amérique ont été les premiers à mettre sur pied le système satellitaire TRANSIT initialement destiné à un usage militaire, cependant les Américains ne sont pas les seuls à vouloir mettre en place un système de navigation. La Russie, les pays européens et la Chine font à leur tour des efforts pour développer leur propre système et s'assurer ainsi une autonomie vis-à-vis du système américain ce qui a donné naissance à plusieurs constellations qui se côtoient aujourd'hui, dont GALILEO est l'un parmi de ces systèmes de navigation et de positionnement par satellite GNSS [26].

Galileo est un système de navigation européen fournissant un service de positionnement sous contrôle civil. Chaque satellite Galileo diffuse des signaux qui sont traités par le récepteur afin de déterminer sa position. À la réception des signaux provenant d'un satellite, un dispositif est mis en place au niveau du récepteur permettant d'extraire le signal reçu du bruit, il s'agit d'effectuer à chaque fois le produit de corrélation entre le signal reçu et une réplique générée localement par le récepteur.

En effet, l'environnement urbain est caractérisé par la présence d'un grand nombre d'obstacles qui conduisent parfois à des erreurs de précision. Une attention particulière est donnée aux caractéristiques principales des effets de multitrajets qui sont une source d'erreur pénalisante en termes de précision sur les informations délivrées par le récepteur GNSS du fait de son caractère local et temporel. Au niveau du récepteur, les multitrajets affectent les mesures d'observations de la phase du code et de la porteuse et entraîne un biais sur l'estimé du retard de propagation du signal direct.

En absence de trajets multiples, les discriminateurs du récepteur poursuivent la phase du signal principal. Or, en présence des trajets multiples, le signal entrant dans le discriminateur est un signal composé du trajet multiple et du signal principal. La boucle poursuit donc un signal composite différent du signal principal. Le pic de corrélation présente alors une distorsion qui va impacter le discriminateur et donc les performances en poursuite. L'influence des multi-trajets peut être réduite grâce à une conception particulière de la modulation du signal. En effet, certaines modulations ont une meilleure résistance aux trajets multiples que d'autres. C'est par exemple le cas de la modulation BOC, qui est plus résistante aux trajets multiples que la modulation BPSK.

L'influence des trajets multiples comme source d'erreur a eu comme conséquence le développement de différentes techniques de réduction des erreurs causées par ce phénomène. L'objet de notre travail consiste à présenter certaines de ces techniques proposées dans la littérature scientifique ensuite faire une étude comparative entre ces dernières.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré au fonctionnement des systèmes GNSS ainsi que la structure de leurs signaux. Une partie de ce chapitre expose l'architecture et le principe des mesures des récepteurs Galileo. Il porte également sur la notion des multitrajets qui constitue l'une des sources d'erreurs majeurs qui affectent les signaux satellitaires.

L'objet du deuxième chapitre est de présenter les techniques de mitigation et de correction de multitrajets qui existent déjà dans la littérature et qui ont pour but lever l'ambiguïté provoquée par les faux points de verrouillage dans la fonction d'autocorrélation du signal BOC. Dans les différentes sections de ce chapitre on verra en détails des techniques conventionnelles de l'annulation des pics secondaires et l'atténuation des multitrajets, comme EML, HRC/SC, ASPeCT, PUDLL et finalement la BPSK-Like, en présentant surtout leur principe et leur DF (Discriminator Function).

Enfin, dans le troisième chapitre, nous allons tracer la fonction de corrélation puis l'enveloppe d'erreur de multitrajets MEE,RAE et le RMSE de corrélateur étroit et standard, HRC ainsi que ASPeCT qui sont caractérisées par leurs DF cohérent et non cohérent Ensuite, nous allons faire une comparaison en terme de ces critères cités afin de choisir laquelle est plus efficace pour la mitigation des multitrajets.

## Chapitre I : Signal BOC et Système de Réception GNSS

### I.1 Introduction

De nos jours, la nécessité d'obtenir une position de plus en plus précise dans un délai de temps de plus en plus court à n'importe quel point de la terre ou de l'espace, nous oblige à utiliser des systèmes de navigation de plus en plus sophistiqués.

C'est au travers des récepteurs que les utilisateurs accèdent aux services de localisation et de toutes les autres applications. Quel que soit le type d'application recherchée que ce soit civil, militaire...etc. un récepteur spécifique, visible par l'utilisateur, est nécessaire.

Dans ce chapitre, nous allons présenter brièvement le principe de fonctionnement des systèmes GNSS ainsi que la structure de leurs signaux et plus particulièrement ceux de nouveau système Galileo. Ensuite, nous décrirons le signal BOC qui a permis l'existence du système Galileo et aussi la diversité et la séparation spectrale entre plusieurs signaux qui partagent la même bande de fréquence. Par la suite nous allons présenter en détail l'architecture et le principe des mesures des récepteurs Galileo ainsi que leurs principales tâches (les processus d'acquisition et de poursuite). Pour finir, nous définissons la notion des multitrajets qui constitue l'une des sources d'erreurs-majors qui affectent les signaux satellitaires.

### I.2 Le système GNSS

Le système global de positionnement par satellite, GNSS (pour Global Navigation Satellite System), constitue les systèmes de positionnement basés sur des signaux émis de satellites en orbite autour de la Terre et fournissant une couverture mondiale. Jusqu'en 2007, seul GPS conçu, développé et entretenu par le Département de la Défense des États-Unis constituait un GNSS opérationnel. Depuis, Glonass (URSS puis Russie) est arrivé lui aussi en phase opérationnelle. Deux autres systèmes sont actuellement en cours de développement : Galileo (Union Européenne) qui a été pleinement opérationnel en 2019 et le chinois Compass/Beidou (prévu en 2020) [1].

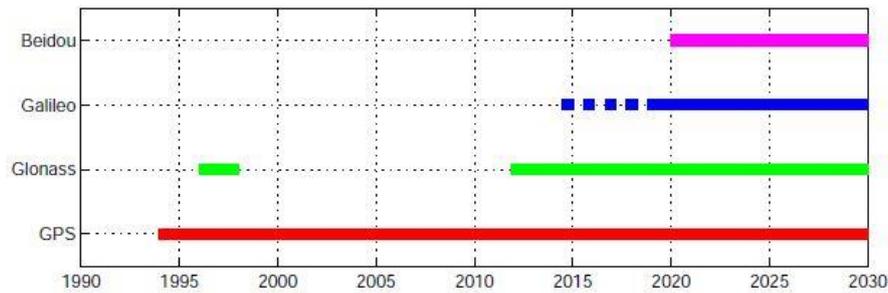


Figure I. 1:Phase d'opérationnalité des différents GNSS existants [1].

L'objectif d'un système global de positionnement par satellite est de fournir à un récepteur sa position, sa vitesse de déplacement et l'heure. Ce positionnement est réalisé de manière rapide, avec une précision d'une dizaine de mètres, n'importe quand, n'importe où sur la Terre, quels que soient les facteurs météorologiques et tout ça à un faible coût.

Les utilisations de ces systèmes sont principalement ; la navigation (piétonne, maritime, aérienne, et routière), la topométrie et la géodésie, la synchronisation du temps, la géophysique.

### I.2.1 Principe de fonctionnement

Les systèmes de radionavigations par satellite utilisent le principe de multilatération dans lequel la distance géométrique entre un récepteur au sol et un émetteur à bord d'un satellite s'obtient par mesure du temps de propagation d'un signal particulier émis par le satellite. Les quatre systèmes de positionnement par satellites (GPS, GLONASS, Galileo et Beidou) utilisent le même principe de fonctionnement : chaque satellite émet en permanence un signal transportant une information sur la position du satellite et l'heure précise de l'émission (déterminée par une horloge atomique ultra-précise embarquée dans le satellite). L'utilisateur est équipé d'un récepteur, qui mesure les instants de réception des signaux provenant des satellites dans son champ de visibilité.

La détermination de la position du récepteur consiste en la résolution d'une équation à quatre inconnues : la position géographique du récepteur (latitude, longitude), son altitude et le biais de l'horloge de mesure du récepteur. Il faut donc quatre satellites « visibles » pour déterminer une position (avec, en prime, un sous-produit disponible : la mesure précise du temps). Pour que le récepteur fonctionne sur toute la surface du globe (ou dans son voisinage : avions, satellites), il faut qu'il puisse « voir » en permanence au minimum 4 satellites et que la répartition géométrique des satellites positionnés au-dessus de lui soit la plus uniforme

possible. C'est ce qui explique le nombre important des satellites à placer sur orbite : 24 satellites représentent le minimum requis pour le GPS actuel et pour le GIONASS, et ce minimum sera de 30 pour les 4 systèmes futurs.

### I.2.2 Structure des signaux GNSS

De manière générale, les nouveaux signaux GNSS sont construits sur le même modèle du signal satellitaire. Ces signaux sont des signaux à spectre étalé par séquence directe (DSSS) dont la seule connaissance de la séquence d'étalement PRN (Pseudo Random Noise) est nécessaire au désétalement de signal à la réception. Le signal GNSS est constitué d'une porteuse sinusoïdale qui transporte un message de navigation et un code pseudo-aléatoire PRN modulés sur des bandes fréquentielles bien définies avec différentes techniques de modulation.

En effet, les nouvelles techniques de modulation modernes qui ont été adoptées pour les signaux rajoutent une nouvelle composante rectangulaire nommée « sous-porteuse », d'une fréquence multiple de la fréquence de la porteuse. Le signal GNSS comporte un message de navigation qui peut-être soit un signal data, soit un signal pilot. Ce dernier permet au récepteur de passer les problèmes de synchronisation avec le message de navigation, en offrant une meilleure robustesse à la réception [2]. La figure I.2 illustre la structure des signaux GNSS.

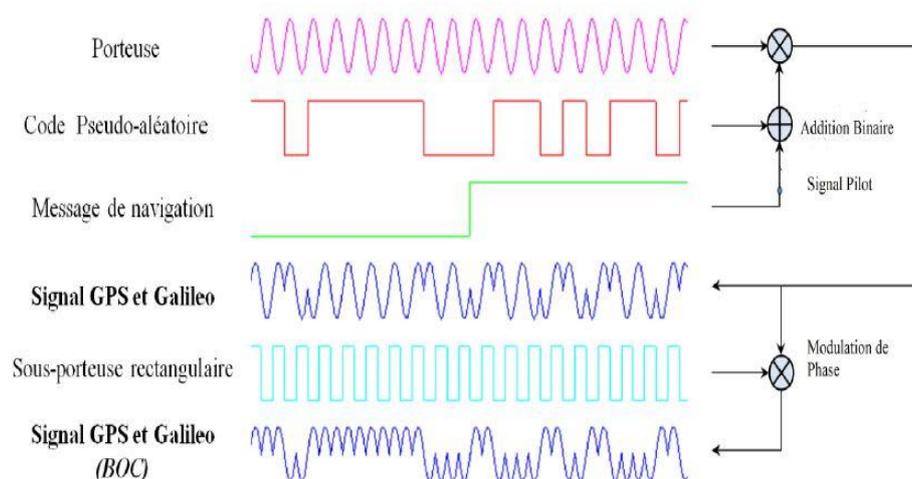


Figure I.2: structure des signaux GNSS [3]

### ***1.2.2.1 Code PRN***

Un système basé sur l'étalement de spectre consiste à transmettre un signal d'information avec un spectre beaucoup plus large que nécessaire cela peut être accompli en multipliant le signal d'information par une séquence spécifique, dite code d'étalement. Le signal obtenu possède une longueur plusieurs fois supérieure à celle du signal original. Cette technique s'appelle étalement de spectre par séquence directe (DS-SS).

Les codes PRN se composent d'éléments binaires appelés " bribes " (ou chips) qui prennent des amplitudes -1 et 1 et d'une durée  $T_c$  pour chacun. Un code PRN est périodique sur une période finie, appelée "séquence PRN", qui se répète tous les N chips [4]. Cette séquence est générée par un registre à décalage à rétroaction linéaire de n étages.

Les signaux de nouveaux systèmes GPS et Galileo sont conçus pour avoir plusieurs codes pseudo-aléatoires dont les caractéristiques et les méthodes de génération varient selon le service et l'application considérée [5 ,6].

### ***1.2.2.2 Message de navigation***

Il est modulé avec toutes les porteuses. Il contient des informations relatives à la constellation des satellites et les données nécessaires au récepteur pour pouvoir calculer sa position. Parmi ces données on distingue :

- ***Les éphémérides*** : servent à délivrer des informations sur la position des satellites avec une précision de l'ordre de 1 à 10 m.
- ***Les Almanachs*** : donnent des informations de positionnement et de l'état des satellites de la constellation sur plusieurs semaines.
- ***Les corrections d'horloge*** : permettent au récepteur de synchroniser son horloge par rapport au temps GPS.
- ***Les paramètres de corrections ionosphériques*** : c'est les paramètres de corrections des erreurs ionosphériques qui sont transmis par les satellites et appliquées par les récepteurs.

### I.2.3 Signaux Galileo

#### I.2.3.1 Ondes porteuses

Quatre porteuses sont utilisées par le système, toutes dérivées d'une fréquence fondamentale  $f_0 = 10,23 \text{ MHz}$  (la même que le GPS), appelée fréquence de référence. Deux de ces porteuses coïncident avec les porteuses de GPS : la porteuse E1 qui correspond à L1 et E5a, qui correspond à la future porteuse L5. Le tableau ci-dessous présente les différentes fréquences porteuses utilisées par le système GALILEO [1].

TAB I.1 : Les différentes fréquences porteuses du système GALILEO.

Porteuse	Facteur ( $f_0$ )	Fréquence[MHz]	Longueur d'onde[cm]
E1	154	1575,42	19
E6	125	1278,75	23.4
E5a	115	1176,45	25.5
E5b	118	1207,14	24.8

La figure résume les bandes de fréquence et les signaux associés au système Galileo.

#### I.2.3.2 Code d'étalement PRN

Comme GPS, Galileo fonctionnera en mode CDMA pour un code donné, la version issue de chaque satellite sera différente et permettra donc de les différencier dix codes sont donc utilisés pour moduler les différentes porteuses du système.

Les différents codes sont en général issus de la combinaison de deux codes (un code primaire à haute fréquence, un code secondaire à basse fréquence) aboutissant donc en un code long donc plus robuste, mais aussi rapidement utilisable.

TAB. I.2: Les différents codes GALILEO et les services associés.

Porteuse	Code	Code primaire	Code secondaire	Service associé
E1	E1A	/	/	PRS
	E1B	4092	1	OS, CS, Sol
	E1C	4092	25	OS, CS, Sol
E6	E6A	/	/	PRS
	E6B	5115	1	CS
	E6C	5115	100	CS
E5a	E5a-I	10230	20	OS, CS
	E5a-Q	10230	100	OS, CS
E5b	E5b-I	10230	4	OS, CS, Sol
	E5b-Q	10230	100	OS, CS, Sol

Le tableau présente Les différents codes GALILEO et les services associés.

### 1.2.3.3 Message de navigation

GALILEO utilise quatre types de messages, chaque message est associé à un service bien défini, contenant les informations de positionnement [1] :

- *F/NAV* : c'est un message de navigation à accès libre, il contient toutes les informations nécessaires au positionnement, ce message est associé généralement au service ouvert.
- *I/NAV* : c'est un message d'intégrité qui permet d'assurer la fiabilité du système, il contient également les informations de positionnement, ce message est associé aux services OS, CS, Sol et il est porté sur les porteuses E5, E1.
- *C/NAV* : le message C/NAV est un message commercial associé au service CS
- *G/NAV* : message réglementé, contenant les informations d'intégrité et les informations nécessaires au positionnement, ce message est destiné aux applications militaires.

### I.3 Le signal BOC

Les signaux Galileo et GPS-modernisé ont des performances améliorées comparées aux signaux GPS ancienne génération. Parmi ces améliorations, l'introduction d'une modulation à double décalage fréquentiel « dite aussi modulation à offset binaire (pour Binary Offset Carrier « BOC » modulation) [7].

#### I.3.1 Principe de la modulation BOC

Ce type de modulation est utilisé par les nouveaux signaux de GPS de GALILEO et aussi de COMPASS. C'est une modulation caractérisée par l'ajout d'une sous-porteuse rectangulaire d'une fréquence  $f_{sc}$ . Cette dernière est multipliée par la porteuse du signal classique GNSS, dont la fréquence de la sous-porteuse, notée  $f_{sc}$ , est égale ou supérieure à la fréquence de la porteuse, notée  $f_c$ .

Suite à cette multiplication de sous porteuse, le spectre du signal est divisé en deux parties. Il est à noter que la modulation BOC est également connue comme une modulation à spectre divisé [8].

L'idée principale de la modulation BOC est de réduire l'interférence avec le signal classique modulé en BPSK. Les Signaux BPSK modulés (comme les codes C/A GPS) ont le plus de leur énergie spectrale concentrée autour de la fréquence porteuse, tandis que les nouveaux signaux à modulation BOC ont un peu d'énergie autour de la fréquence porteuse et deux lobes principaux spectraux plus loin de la porteuse, c.à.d. spectre partagé.

La modulation BOC, notée  $BOC(m, n)$  ou  $BOC(f_{sc}, f_c)$ , consiste à multiplier un signal BPSK codé par un signal PRN de taux  $f_c = n \times f_0$  par une sous-porteuse rectangulaire d'une fréquence  $f_{sc} = m \times f_0$  où  $f_0 = 1.023$  MHz et m et n sont des entiers positifs [9, 10].

$$f_c = \frac{1}{T_c} \text{ et } f_{sc} = \frac{1}{2T_{sc}} \quad (\text{I.1})$$

Où  $T_c$  est la durée d'un chip du code PRN,  $T_{sc}$  est la demi-période de la sous-porteuse. La modulation  $BOC(m, n)$  est caractérisée par un paramètre M appelé ordre de modulation, donné par :  $M = \frac{2m}{n}$ .

Un signal modulé en BOC peut être écrit comme suit :

$$S_{BOC}(t) = \sqrt{A} \cdot c(t) \cdot d(t) \cdot x(t) \cdot e^{j(2\pi f_p t + \varphi_p)} \quad (I.2)$$

Avec

$\sqrt{A}$  : Amplitude du signal complexe.

$d(t)$  : Les données de navigation.

$c(t)$  : Code d'étalement PRN.

$x(t)$  : Sous-porteuse rectangulaire.

$f_p$  et  $\varphi_p$  sont respectivement la fréquence et la phase de la porteuse.

En effet il existe deux types de synchronisation entre la sous-porteuse et le code d'étalement : une synchronisation sinus et une synchronisation cosinus qui va donner naissance à deux types de modulation ; la modulation sinus-BOC et cosinus-BOC, notées respectivement par  $BOC_s$  et  $BOC_c$ , et données par les expressions des sous porteuses suivantes [9] :

$$x_{BOC_s}(t) = \text{sign}[\sin(2\pi f_{sc} t)] \quad (I.3)$$

$$x_{BOC_c}(t) = \text{sign}[\cos(2\pi f_{sc} t)] \quad (I.4)$$

Où  $\text{sign}(\cdot)$  est l'opérateur signe. Le schéma bloc de génération des signaux BOC est donné dans la figure I.3.

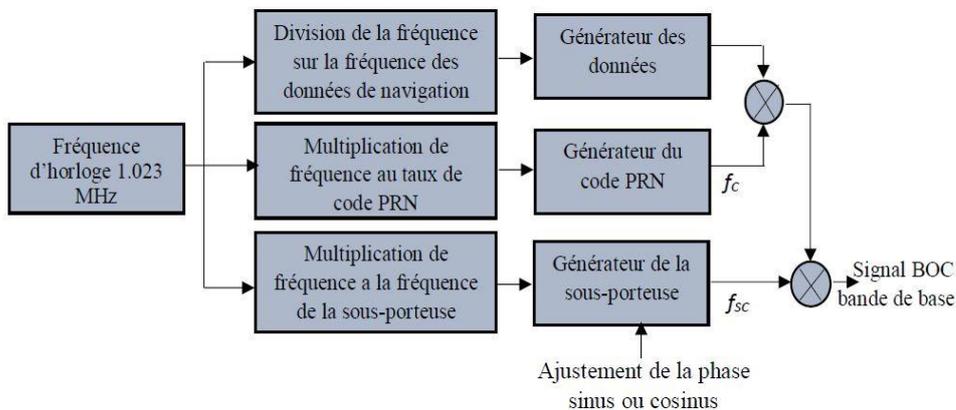


Figure I. 3: Bloc diagramme de générateur des signaux SinBOC et CosBOC [3].

La figure ci-dessus résume parfaitement tous ce qui est écrit en haut sur le principe de génération du signal BOC.

### I.3.2 Densité spectrale de puissance des signaux BOC

La DSP du signal BOC à spectre étalé est obtenue à partir de la relation [3],

$$\bar{G}_{BOC}(f) \triangleq \frac{|X_{BOC}(f)|^2}{T_C} \quad (I.5)$$

Où  $X_{BOC}(f)$  est la transformée de Fourier de  $c(t) \cdot x_{BOC}(t)$ . Théoriquement, la DSP d'un signal modulé en  $SinBOC(m, n)$  normalisée en bande de base a pour expression [3],

$$\bar{G}_{BOC_s} \begin{cases} f_c \left( \frac{\tan\left(\frac{\pi f}{2f_{sc}}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{\pi f} \right)^2, & \frac{2f_{sc}}{f_c} \text{ pair} \\ f_c \left( \frac{\tan\left(\frac{\pi f}{2f_{sc}}\right) \cos\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{\pi f} \right)^2, & \frac{2f_{sc}}{f_c} \text{ impair} \end{cases} \quad (I.6)$$

Pour un signal modulé en  $CosBOC(pn, n)$  et  $p \in N^*$ , elle est donnée par [3]

$$\bar{G}_{BOC_c} = \begin{cases} f_c \left( \frac{2\sin^2(\pi f / 4f_{sc}) \sin(\pi f / f_c)}{\pi f \cos(\pi f / 2f_{sc})} \right)^2, & \frac{2f_{sc}}{f_c} \text{ pair} \\ f_c \left( \frac{2\sin^2(\pi f / 4f_{sc}) \sin(\pi f / f_c)}{\pi f \cos(\pi f / 2f_{sc})} \right)^2, & \frac{2f_{sc}}{f_c} \text{ impair} \end{cases} \quad (I.7)$$

Les différentes formes des spectres de puissance des signaux GPS et Galileo ont été tracées sur la figure I.4 afin de montrer l'utilité de l'occupation spectrale des signaux modulés en BOC.

Comme l'illustre la figure, la DSP du code C/A-GPS est constituée d'un seul lobe principal et de plusieurs lobes secondaires. Contrairement, le code Galileo,  $BOC(1,1)$ , qui est le produit de ce même code avec une sous-porteuse à un spectre qui est symétrique avec deux lobes principaux ayant deux fréquences différentes et dont la différence est la fréquence de la sous-porteuse. Dans la DSP de signal  $BOC(m, n)$ , la somme du nombre des lobes principaux et celui des lobes secondaires (situés entre ces lobes principaux) est égale à  $M$ . Il est aussi égal à deux fois le rapport entre la fréquence de la sous-porteuse et le taux de chip du code  $PRN$ . Les points de passages par zéro de chaque lobe principal sont espacés de deux fois le taux de chip du code  $PRN$ , tandis que les points de passage par zéro de chaque lobe secondaire sont espacés de 1 fois le taux de ce même code [11]. En effet, plus que le paramètre  $M$  augmente plus que la distance entre les deux lobes principaux de la DSP augmente, c'est-à-dire, faire augmenter la bande passante qui est égale à deux fois la somme des fréquences de la sous-porteuse et du code  $PRN$ .

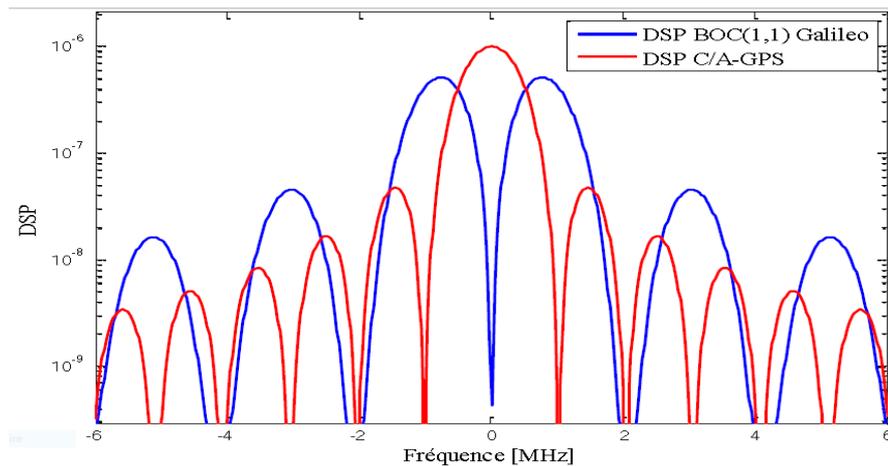


Figure 1.4: DSP des codes  $BOC(1,1)$  Galileo et C/A-GPS [11].

Par exemple, le spectre de la modulation  $BOC(8,1)$  a six lobes secondaires qui sont situés entre les lobes principaux (voir figure (I.5)). Contrairement, le spectre de la modulation  $BOC(4,1)$  a deux lobes secondaires entre les deux lobes principaux, tandis que le spectre de la modulation  $BOC(1,1)$  a zéro lobe secondaire situé entre les deux lobes principaux. [11]

Les maximums des lobes principaux se situent à des fréquences inférieures à la fréquence de la sous-porteuse à cause des interactions cohérentes entre les bandes latérales supérieures et inférieures. On voit que, grâce à l'insertion de la sous-porteuse rectangulaire par rapport au signal GPS C/A. Celle-ci permet la diversité et la séparation spectrale entre plusieurs signaux qui partagent la même bande de fréquence. De ce fait, l'interaction entre les services est minimisée.

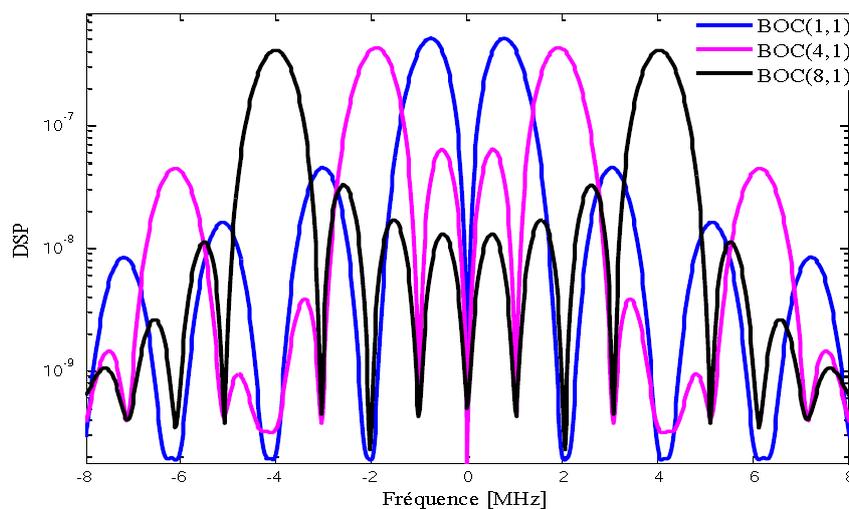


Figure 1.5: DSP des codes  $BOC(1,1)$ ,  $BOC(4,1)$  et  $BOC(8,1)$  Galileo[11].

### I.3.3 Fonctions de corrélation des signaux BOC

Pour une modulation BOC idéale avec une largeur de bande infinie, la CF consiste en un jeu de segments de ligne connectés avec des points de passage par zéro multiples et des pics multiples. Le nombre de pics négatifs et des pics positifs dans la CF est égal à  $2M - 1$ . De plus, les pics sont séparés d'une durée  $T_s = \frac{T_c}{M} \text{ chip}$ . Si on considère que  $l$  est l'indice du pic de la CF normalisée (avec  $l=0$  indique le pic principal,  $l=1$  étant l'indice du premier pic situé à droite par rapport au principal, ..., etc.), la valeur du  $l^{\text{ième}}$  pic est donnée par [12],

$$l^{\text{ième}}_{pic} = \frac{(-1)^l (M - |l|)}{M} \quad (I.8)$$

pour  $l = 0, 1, \dots, M$ . Le point de passage par zéro le plus proche du pic principal se situe à un retard. Ce retard est donné par  $\tau_{1^{er} zero}$  [3]

$$\tau_{1^{er} zero} = \frac{\pm 1}{(4f_{sc} - f_c)} \quad (I.9)$$

Les CFs des signaux GPS ancienne génération et  $BOC(1,1)$  Galileo sont données respectivement [13] par

$$R_{C/A-GPS} = \begin{cases} a_0 \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c}\right) & \text{for } -T_c \leq \tau \leq T_c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (I.10)$$

$$R_{BOC(1.1)-Galileo} = \begin{cases} a_0 \left(-1 + \frac{|\tau|}{T_c}\right) & \text{for } -T_c \leq \tau \leq -\frac{T_c}{2} \\ a_0 \left(1 - 3\frac{|\tau|}{T_c}\right) & \text{for } \frac{-T_c}{2} \leq \tau \leq \frac{T_c}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (I.11)$$

Avec :

$a_0$ : l'amplitude du signal.

$T_c$ : durée d'une bribe du code PRN. Ces deux CFs sont illustrées sur la figure (I.6).

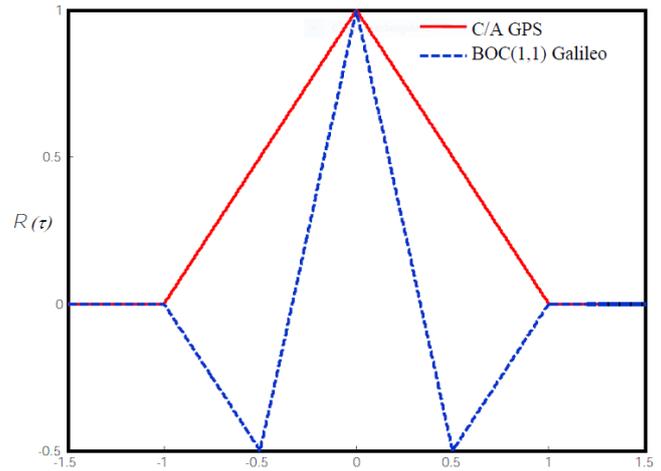


Figure 1.6: CF des codes C/A-GPS et BOC(1,1) Galileo [11]

La CF des codes GPS a une forme d'une fonction triangulaire de largeur  $2T_c$ . Cette fonction n'a aucun pic secondaire, contrairement aux codes nouvelle génération GPS et Galileo qui ont une CF triangulaire avec deux pics secondaires.

Pour le cas général, la CF des codes  $BOC(m,n)$  est donnée par l'expression de l'équation suivante [14]:

$$R_{BOC(m,n)}(\tau) = \begin{cases} (-1)^{k+1} \left( \frac{1}{p} (-k^2 + 2kp + k - p) - (4p - 2k + 1) \frac{|\tau|}{T_c} \right) & \text{pour } |\tau| \leq T_c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.12)$$

Où  $p = \frac{m}{n} = 1, 2, 4, \dots$ ,  $k = \left\lfloor \frac{2p|\tau|}{T_c} \right\rfloor$

La figure (I.7) illustre la CF du signal BOC pour différentes valeurs de  $p$ ,  $p = \{1, 2, 4\}$ .

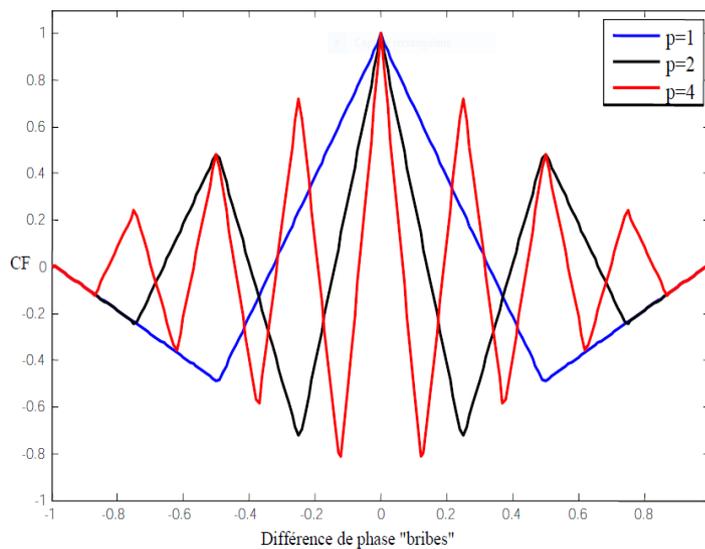


Figure 1. 7: CF du code BOC(m,n)-Galileo pour  $p=1,2,4$  [11]

Comme l'illustre la figure I.7, le nombre de pics secondaires, (positifs ou négatifs) est en fonction des valeurs de  $m$  et de  $n$ . Ces trois CFs (BOC(1,1), BOC(2,1) et BOC(4,1)) sont calculées sur de très grandes largeurs de bande. Pour le signal BOC(4,1),  $M=8$  et comme prévu, la CF a 15 pics, c.à.d.  $(2M-1)$ . Les pics sont séparés par 0.25 (normalisée par rapport à  $T_c$ ) et les premiers pics situés avant et après le pic principal ont une valeur de -0.81. Le point de passage par zéro le plus proche du pic principal se situe à approximativement -0.0658 (normalisée par rapport à  $T_c$ ). Pour la modulation BOC (2,1),  $M$  est égale à 4 et la CF a 7 pics. Les pics sont séparés de 0.25 et les premiers pics situés avant et après le pic principal ont une valeur de -0.7228. Le point de passage par zéro le plus proche du pic principal se situe à approximativement 0.1409 [11].

Plusieurs expressions ont été données pour les CFs des signaux BOC( $m,n$ ). D'après J.Winkel [15], la CF SinBOC( $m,n$ ) a été donnée par l'expression:

$$R_{BOC(m,n)}(\tau) = \sum_{k=-M+1}^{M-1} (N - |k|) \left( 2Tri\left(\frac{\tau}{T_c} - 2k\right) - Tri\left(\frac{\tau}{T_c} - 2k - 1\right) - Tri\left(\frac{\tau}{T_c} - 2k + 1\right) \right) \quad (I.13)$$

Où  $k = 0, 1, \dots, M - 1$  et  $\tau$  exprime le changement de retard du code généré localement.  $Tri(\cdot)$  étant la fonction triangle avec une ouverture de  $[-T_c, T_c]$ . Ce modèle proposé de la CF prend en compte la limitation de la bande. [3]

### I.3.4 Avantages et inconvénients de la modulation BOC par rapport à la BPSK

La modulation BOC offre des avantages pertinents par rapport à la modulation BPSK classique [10] :

- Meilleure utilisation du spectre, ce qui rend la séparation des signaux GNSS plus facile et une meilleure précision de poursuite du signal dans les environnements bruités et à trajets multiples.
- Un symbole d'étalement BOC a une fréquence plus élevée qu'un symbole d'étalement BPSK.

- Chacune des deux bandes spectrales latérales 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.

Malheureusement, ce type de modulation présente un inconvénient majeur qui est lié à la présence des pics secondaires dans les CFs. Ces derniers peuvent causer un problème d'ambiguïté au niveau de la réception et plus spécialement au niveau des boucles de poursuite de code. L'objet de notre travail est de faire une étude comparative entre les techniques standards de cancellation des pics secondaires, proposées dans la littérature.

## **I.4 Système de réception GNSS**

Un récepteur GNSS est une combinaison de matériels et de logiciels capable de recevoir les signaux GNSS de plusieurs satellites et puis faire un traitement pour obtenir une position utile, une vitesse, et des informations sur la synchronisation [16].

### **I.4.1 Architecture d'un récepteur GNSS**

Le récepteur GNSS, basé sur les techniques d'étalement de spectre, nécessite plusieurs éléments essentiels pour réaliser ses fonctions principales. Il peut être divisé en quatre blocs ; Antenne, étage radiofréquence, traitement du signal et calcul de navigation. Les fonctions des deux premiers blocs sont généralement les mêmes dans tous les récepteurs par contre les blocs restants sont souvent spécifiques, et dépendent du type de l'application dans laquelle

le récepteur est destiné à être utilisé. La figure I.8 montre un schéma de fonctionnement des opérations principales d'un récepteur GNSS. Nous détaillons ces blocs dans ce qui suit [3].

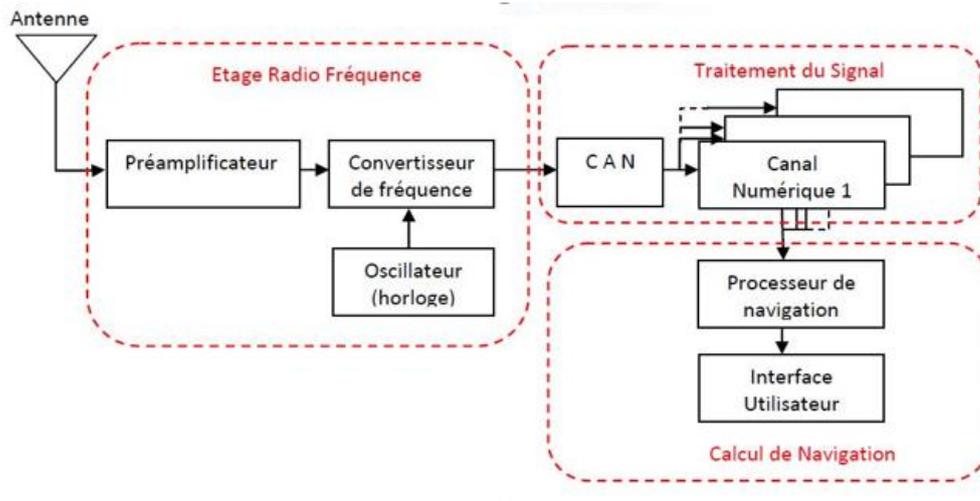


Figure 1.8 : Schéma de fonctionnement des récepteurs GNSS [3].

### a. Antenne

Le récepteur reçoit plusieurs signaux provenant de plusieurs satellites (au moins quatre). La première tâche consiste donc à capter ces signaux à l'aide d'une antenne. Cette dernière transforme les ondulations électromagnétiques des signaux se propageant dans l'espace en ondulations d'un courant électrique se propageant le long du câble de sortie de l'antenne. Les signaux peuvent provenir de toutes les directions au-dessus de l'horizon. Afin d'optimiser les performances de réception, certaines antennes sont conçues pour recevoir des signaux uniquement en provenance de ces directions au-dessus de l'horizon, et ainsi éliminer les signaux parasites qui proviennent de directions situées en dessous de l'horizon (on parle d'antenne à champ de réception hémisphérique) [16].

### b. Etage radio fréquence

L'étage radiofréquence est le responsable de la radio fréquence (RF) et du traitement de signal de toutes les fréquences intermédiaires (FI), La puissance des signaux reçus au sol étant très faible. Il est nécessaire de les amplifier avant de pouvoir les traiter. C'est la fonction du **préamplificateur**, qui est directement intégré à la base de l'antenne de réception, La fréquence des signaux reçus est trop élevée pour permettre de traiter le signal directement afin d'en extraire la mesure de distance et les données. La fonction du **mixeur** est de ramener ces oscillations à une fréquence plus faible, souvent appelée fréquence intermédiaire IF [16].

### c. Traitement de 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.

#### **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.

### **I.4.2 Processus d'acquisition**

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 [17] :

- 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 [3] :

- 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.

#### ***I.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 [3].

### 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 [3].

#### I.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 [11].

#### I.4.3 Le circuit corrélateur

C'est l'élément essentiel dans la boucle de code DLL [18]. En effet, le signal d'entrée est multiplié par sa réplique qui est décalée de l'estimation du retard de propagation estimé par les circuits d'acquisition code-porteuse.

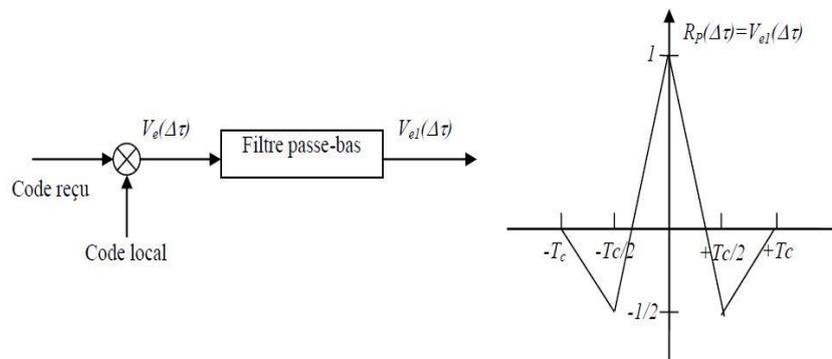


Figure I.9 : Forme générale d'un corrélateur [11].

Comme l'illustre la figure (I.9), le signal en sortie du multiplieur est filtré par un filtre passe bas corrélateur de durée d'intégration  $T_1$  beaucoup plus grande que la durée d'un chip  $T_c$ . On construit ainsi la CF entre le code local et le code reçu. Cependant, la sortie du corrélateur n'est en elle-même pas suffisante pour poursuivre le code, étant donné que l'on n'a aucune information concernant le signe de l'erreur commise sur le retard du signal reçu. Par contre, en combinant plusieurs corrélateurs, on peut mettre en place une fonction discriminatrice capable d'évaluer avec précision la valeur du retard à appliquer au code local, pour qu'il soit

synchronisé avec le code reçu. C'est en fait le principe de fonctionnement de la boucle à verrouillage de code, que nous allons décrire dans ce qui suit.

#### I.4.4 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 DLL pour une DLL standard, notée EML. 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 « $\hat{\tau}$ » [3]. 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 permet d'évaluer 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).

##### I.4.4.1 La fonction discriminatoire

La boucle de code est construite de telle manière qu'elle utilise un circuit d'une 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  $D(\tau - \tau')$  n'est plus centré en zéro, on sait qu'il existe une erreur  $\Delta\hat{\tau}$  sur l'estimation du retard de propagation [3].

##### I.4.4.2 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 (pour Coherent-Early Late Processing), s'écrit après normalisation:

$$D_{C-ELP}(\Delta\hat{\tau}) = R_E(\Delta\hat{\tau}) - R_L(\Delta\hat{\tau}) \quad (1.14)$$

Où

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

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

#### ***1.4.4.3 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 (pour DLL Non Coherent-Early Late Processing) est donnée par :

$$D_{NC-ELP}(\Delta\hat{\tau}) = R_E^2(\Delta\hat{\tau}) - R_L^2(\Delta\hat{\tau}) \quad (1.15)$$

Où

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

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

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.

#### **1.4.5 La boucle de poursuite de phase PLL**

La boucle de poursuite de phase utilise une boucle à verrouillage de phase permettant la démodulation de la porteuse et l'amélioration de la précision du retard de phase (due aux multitrajets) et de fréquence (due à l'effet Doppler) qui ont été déjà estimés dans l'acquisition.

Une architecture générique de la PLL est présentée sur le schéma de la figure (I.10). Comme l'illustre cette figure, le signal d'entrée, filtré par l'étage de mise-en-forme, est en premier lieu multiplié par une réplique du code d'étalement venant de la boucle DLL.

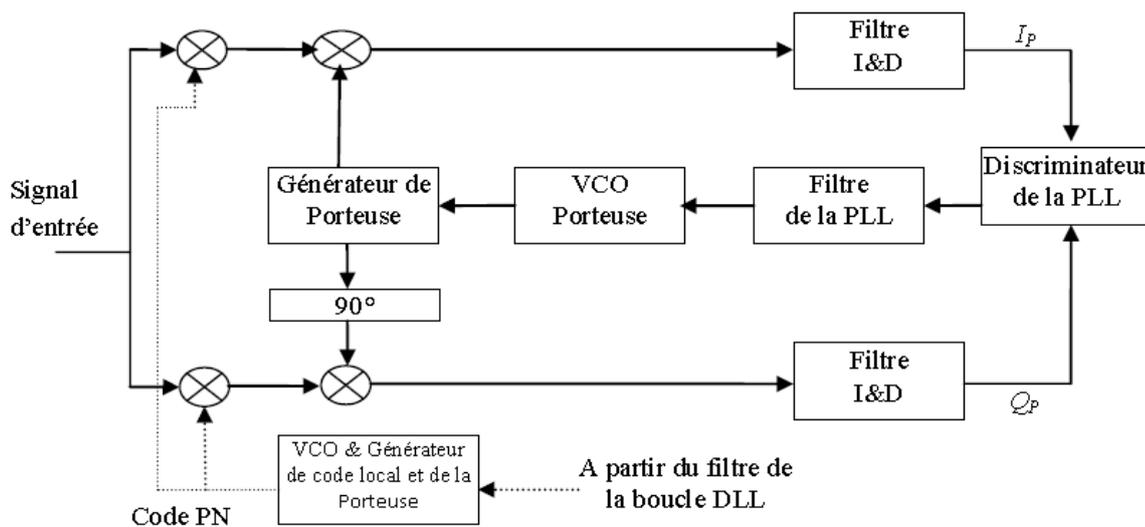


Figure I.10 : Architecture d'une PLL générique [11]

Le signal est alors divisé en deux branches. Une branche est multipliée par une porteuse locale qui est en phase, et l'autre par une porteuse locale qui est en quadrature (décalé de  $90^\circ$ , par rapport à la réplique de la porteuse en phase). Ceci permet la suppression de la porteuse et le suivi des variations de phase dues au changement du temps de propagation du signal entre le satellite et le récepteur. Pour réaliser ceci, la PLL utilise un discriminateur de phase pour évaluer l'erreur de phase demeurant après la multiplication par la porteuse locale. Ce discriminateur emploie les valeurs en phase et en quadrature de phase de la CF prompt ( $IP$  et  $QP$ ) obtenue par l'utilisation d'un intégrateur. Comme on a déjà dit, le discriminateur est extrêmement important dans la conception des boucles PLL. Pour améliorer son exactitude, l'évaluation de l'erreur de phase obtenue à partir du discriminateur est alors filtrée par un filtre passe-bas. Ce filtre doit supprimer autant de bruit que possible (qui pourrait être décalé dans la fréquence à cause de la dynamique du signal). Le filtre de la PLL transforme l'erreur de phase en une erreur de fréquence qui commande à son tour la fréquence de la porteuse par le biais d'un VCO (pour Voltage Controlled Oscillator). En effet, le VCO produit une porteuse locale, prenant en considération l'erreur du discriminateur pour donner une plus petite erreur de phase à la prochaine étape [11].

## I.5 Les sources d'erreurs.

Les signaux satellitaires se propagent dans l'espace libre et ils sont subits à de nombreuses sources de perturbation causées en grande partie par l'atmosphère et l'environnement dans lequel évolue l'utilisateur, comme les représente la figure I.11. Les erreurs liées à l'effet Doppler, l'horloge et la traversée de l'atmosphère, représentent le poste d'erreur le plus

important. Néanmoins, ils peuvent être modélisés et par conséquent corrigés. Ainsi, en complément ou alternative de ces modèles, des systèmes de correction des mesures ont été développés pour améliorer les performances des systèmes de positionnement satellitaires.

Cependant, d'autres erreurs difficiles à appréhender 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. Les erreurs de multitrajets sont locales, varient d'un milieu à l'autre et changent au cours de temps. De plus, il paraît complexe d'anticiper leur impact sur l'erreur de pseudo-distance car ils peuvent avoir un caractère aléatoire.

Tous ces facteurs engendrent des erreurs, affectent la précision des mesures de pseudo-distance et de pseudo-vitesse. Mais nous dans ce travail nous allons nous intéresser seulement aux erreurs dues aux multitrajets qu'on va découvrir en détail dans la section qui suit.

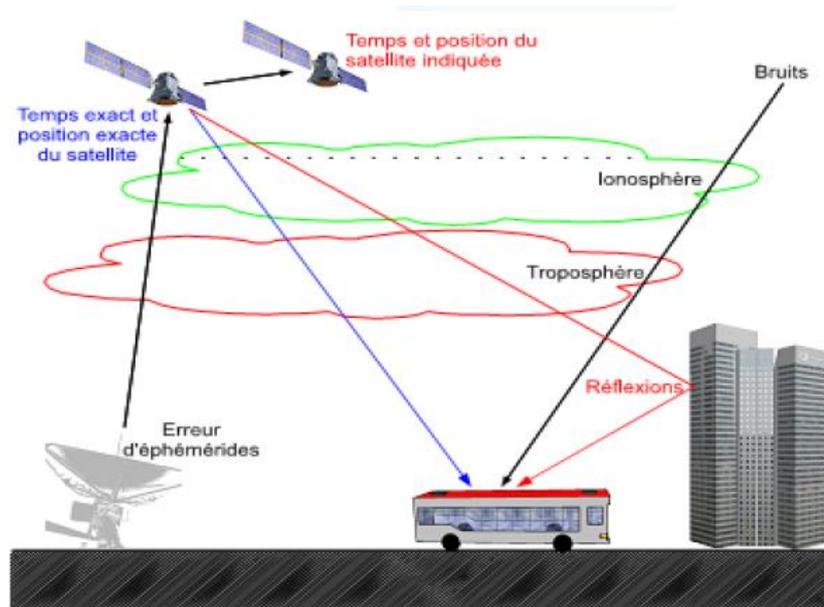


Figure I.11 Représentations des différentes erreurs de propagation [3].

### I.5.1 Les multitrajets

Le phénomène de multitrajets est causé par différentes surfaces réfléchissantes (le sol, la mer, des toits, des bâtiments, des arbres,...,etc.) et des obstacles entourant le récepteur, qui perturbent la propagation des signaux satellitaires. En effet, ces signaux peuvent subir des réflexions, des diffractions ou être complètement bloqués.



*Figure 1.12: Phénomène des MPs.*

En fait, La réflexion du signal satellitaire sur une surface comporte deux composantes : l'une est spéculaire et l'autre est diffuse ; chacune de ces composantes peut cependant être observée séparément dans des configurations particulières de réceptions [3].

#### a. Réflexion spéculaire

Elle se produit lorsque l'onde électromagnétique est réfléchi sur une surface lisse, et engendre une seule réplique retardée du signal LOS multiplié par un coefficient d'amplitude relative. Ce coefficient dépend de la constitution de la surface réfléchissante et du gain de l'antenne dans la direction du signal incident. Ce phénomène de propagation est connu sous le nom de multitrajets spéculaires [3].

#### b. Réflexion diffuse

La deuxième modélisation de la réflexion est celle rencontrée en présence d'un grand nombre de réflexions : l'enveloppe du signal reçu suit alors la loi de Rayleigh et le signal MP reçu est modélisé par une somme continue ou discrète d'un grand nombre de répliques ayant chacune un retard différent par rapport au signal direct. L'énergie totale du signal reçu est alors dispersée sur une durée beaucoup plus grande que la période chip. La raison physique du choix de la distribution de Rayleigh provient du fait qu'il n'y a pas de réflecteur dominant et que les phases des signaux réfléchis sont uniformément distribuées sur  $[0, 2\pi]$  [11].

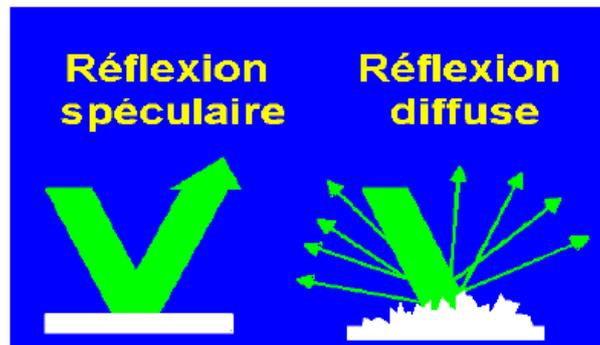


Figure I.13: Réflexions spéculaire et diffuse [11]

À la réception, le signal reçu est non seulement le signal LOS souhaité, mais plutôt 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 et la phase, et qui ont des puissances différentes par rapport au signal LOS. Le décalage de phase dépend des conditions géométriques et temporelles, alors que ce code dépend des caractéristiques du signal. La puissance des signaux multitrajets est en fonction des propriétés électromagnétiques de la surface réfléchissante (généralement plus faible que le signal LOS). La superposition de deux trajets ayant la même phase peut produire un multitrajet fort par rapport au trajet direct.

Typiquement, ces signaux à trajets multiples déforment le signal reçu et sa fonction de corrélation CF et entraînent un biais sur l'estimé du retard de propagation du signal direct lors du processus de l'acquisition et de la poursuite du signal reçu. Ce biais se traduit par des erreurs d'estimation des distances satellite/utilisateur de quelques centimètres à plusieurs mètres. Les caractéristiques de ces multitrajets, leurs nombres, amplitudes, retards et déphasages, sont très variables et dépendent dans une large mesure de l'environnement local [3].

## I.6 Conclusion

Nous avons exploré dans la première partie de ce chapitre, le principe de fonctionnement du système de navigation par satellite Galileo, ainsi que la structure des signaux GNSS et plus particulièrement ceux de système GALILEO basé principalement sur l'implémentation du signal BOC. Nous avons vu aussi dans ce chapitre le principe système de réception qui analyse les signaux reçus pour estimer leurs temps de vol qui est souvent accompagné des erreurs dues principalement aux multitrajets.

## II. Chapitre 2 : Etudes des techniques de poursuite

### II.1 Introduction

En tant que source d'erreur dominante dans le domaine des applications du positionnement avec haute précision, les multitrajets ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherche pour ces dernières années. Un certain nombre des techniques de traitement du signal ont été proposées pour détecter et atténuer les erreurs de trajets multiples sur les mesures de portée et de phase.

Ces méthodes visent aussi à lever l'ambiguïté provoquée par les faux points de verrouillage dans la fonction d'autocorrélation du signal BOC. Il s'agit d'une catégorie des algorithmes basés sur l'idée de supprimer les pics latéraux de l'enveloppe de corrélation tout en maintenant la forme pointue du pic principal. Cependant, la plupart de ces techniques sont consacrées au sine-BOC(n,n), qui est utilisée pour les signaux civils de Galileo.

Dans un premier lieu, nous allons présenter la première approche à laquelle les chercheurs ont basé sur la réduction de l'espacement de chip entre corrélateurs, comme le N-EML. Ensuite, nous allons présenter le  $\Delta\Delta$  conventionnel avec ses deux type HRC (High Resolution Correlator) et SC (Strobe Correlator) qui sont basés sur deux paire de corrélateurs et aussi sa version améliorée non ambiguë  $E_{\Delta\Delta}$ . On continue avec une autre class de discriminateur de la boucle DLL, une version modifiée du discriminateur DP (Dot-Product) normalisé qui se base sur la CF d'ASPeCT (Autocorrelation Side-Peak Cancellation Technique) modifiée, tout en présentant la fonction discriminatrice de chacune de ces méthodes. Dans la section suivante, on enchaîne avec une autre approche innovante et sans ambiguïté appelée PUDLL (Pcf-based Unambiguous DLL). Cette dernière supprime complètement les pics secondaires de la CF tout en conservant ses pointes principales aiguës. Pour finir, nous introduisons ici une version modifiée d'une méthode de type BPSK qui réduit la complexité du récepteur et est valable pour les deux ordres pairs et impairs de signal BOC.

### II.2 N-EML: Narrow Early-Minus-Late

La première approche pour réduire les effets des trajets multiples est la technique de corrélation étroite. Cette technique a été introduite dans les récepteurs GPS par NovAtel Inc.

N-EML est la technique la plus populaire en raison de sa mise en œuvre simple et ses performances de poursuite robustes contre les faux verrouillages. Le nEML utilise un

espacement plus étroit entre les corrélateurs (généralement moins de 0.2) que la technique classique EML. Cela permet finalement de réduire l'erreur de poursuite dans la présence de bruit et de trajets multiples [19].

Le choix de l'espacement des corrélateurs dépend de la largeur de bande du filtre front-end du récepteur ainsi que de la fréquence d'échantillonnage associée. Il est donné par la relation [3] :

$$\Delta\tau \geq \frac{f_{chip}}{BW} \quad (\text{II.1})$$

Où  $f_{chip}$  est le taux de chip du code et  $BW$  est la bande passante d'un filtre front-end. La bande passante du filtre est inversement proportionnelle à l'espacement de chip.

La figure ci-dessous montre le meilleur cas d'une bande passante double side de 24 MHz et avec un espacement de -0.05 chips/+0.05 chips. On voit que la courbe-s présente un point de poursuite stable et deux-points instables à +0.5 et - 0,5 chips du centre.

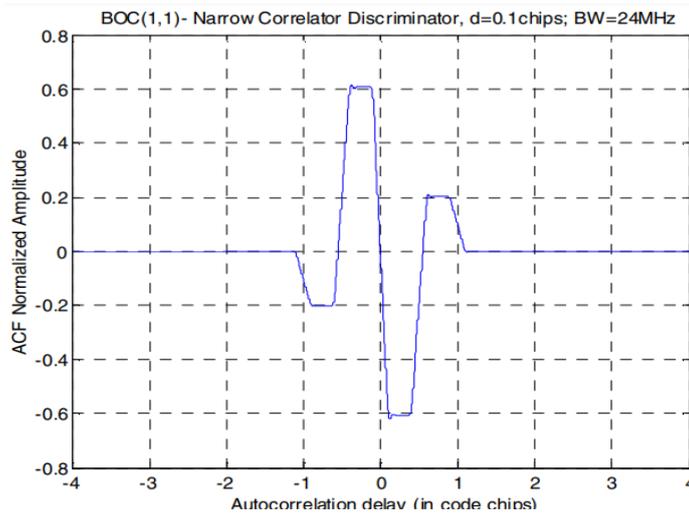


Figure II.1: la courbe-s- du corrélateur étroit [20].

## II.3 Double Delta Discriminator $\Delta\Delta$

### II.3.1 Corrélateur Double-delta $\Delta\Delta$ [11]

Le terme  $\Delta\Delta$  est une expression générale pour des discriminateurs de code spéciaux qui sont formés par deux paires de corrélateurs au lieu d'une seule paire. Le concept général de la poursuite par ce type de corrélateur est décrit en détail dans [21]. Il existe plusieurs types de corrélateurs. Les meilleurs en termes de précision sont le SC et la HRC. Les discriminateurs de code de ces deux structures peuvent être conçus en formant une combinaison linéaire de quatre corrélateurs, deux avances (E1 ; E2) et deux retards (L1 ; L2)

au lieu de deux dans le cas des corrélateurs classiques. Ou l'espace supposé entre  $E_1$  et  $L_1$  est égale à  $d$  et l'espace entre  $E_2$  et  $L_2$  égale à  $2d$ .

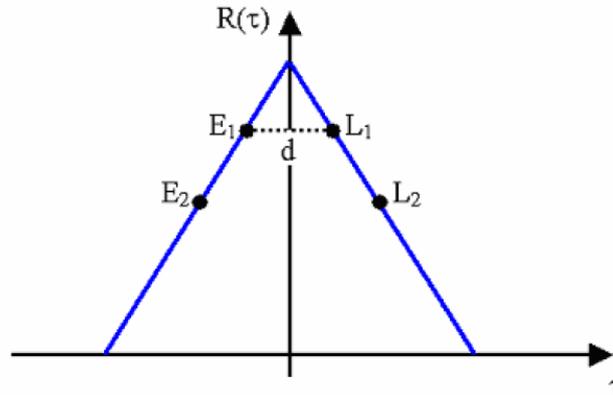


Figure II.2: concept générale de corrélateur  $\Delta\Delta$ .

En général, plusieurs codes discriminatoires peuvent être mis en place en formant différentes combinaisons de ces 4 corrélateurs. Dans [MCGRAW et BRAASCH 1999], la combinaison suivante était utilisé pour construire le code discriminatoire  $D_{HRC}$ ,

$$D_{HRC} = (E_1 - L_1) - \frac{1}{2}(E_2 - L_2) \quad (\text{II.2})$$

Les différences  $(E_1 - L_1)$  et  $(E_2 - L_2)$  peuvent être interprétées comme étant des corrélateurs étroit alors l'équation précédente s'écrit comme suit :

$$D_{HRC} = \text{Narrow}(d) - \frac{1}{2}\text{Narrow}(2d) \quad (\text{II.3})$$

Un autre type de corrélateur qui peut être formé à partir des combinaisons précédentes est appelé corrélateur stroboscopique, noté corrélateur SC, qui diffère de HRC d'un facteur de 0.5, son expression est donnée par :

$$\begin{aligned} D_{Strobe} &= 2\text{Narrow}(d) - \text{Narrow}(2d) & (\text{II.4}) \\ &= 2 \cdot (E_1 - L_1) - (E_2 - L_2) \\ &= 2 \cdot D_{HRC} \end{aligned}$$

### II.3.2 Complex strobes [22]

Puisque la suppression complète de l'ambiguïté de poursuite n'est pas possible par ces techniques, car la plupart d'entre elles ne parviennent pas à atténuer l'existence des faux points de verrouillage stables sur leur fonction discriminatoire, cela a motivé les chercheurs

à introduire une autre nouvelle forme d'onde, de sorte que l'ambiguïté de poursuite ainsi que les multitrajets soient atténués à la fois.

Cette nouvelle forme d'onde de référence est conçue pour la sine-BOC(n, n), a été proposé par les auteurs dans [Wu 2011] en utilisant des stroboscopes complexes qui a donné lieu à un nouveau "corrélateur double delta amélioré" qu'on verra par la suite.

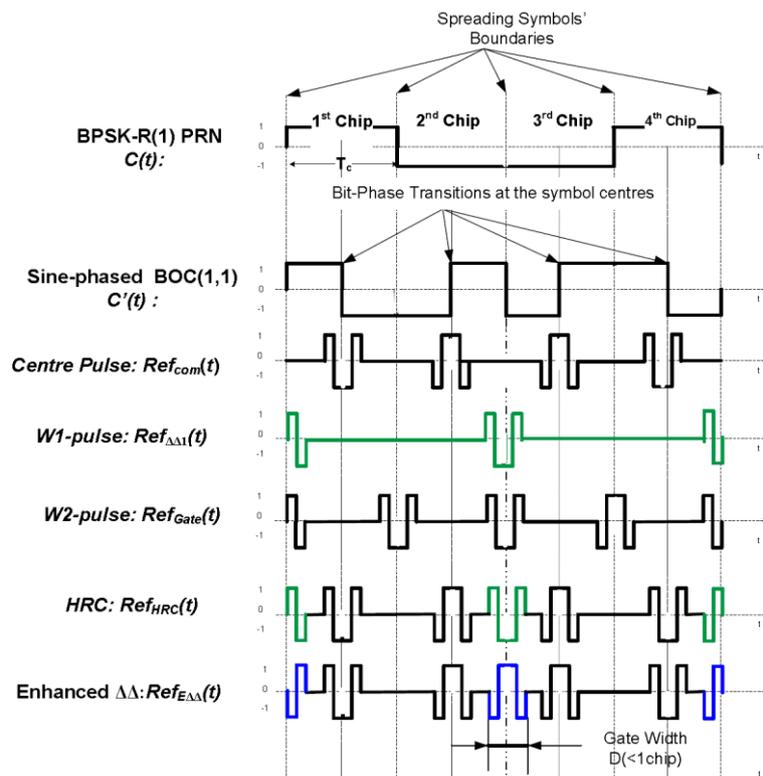


Figure II.3: Exemples de placement relatif des impulsions stroboscopiques complexes sur les formes d'onde de référence conçues pour les sinBOC(1,1) avec une largeur d'impulsion stroboscopique  $D < 0.5 \text{ chip}$  [22].

Dans la figure II.3, les principales formes d'onde de référence utilisant des stroboscopes complexes adaptés à sinBOC (1,1) sont présentés ainsi que les formes d'ondes d'étalement GNSS correspondante. Nous définissons ici qu'une strobe pulse est une fonction symétrique normalisée par  $T_C$  avec une valeur non nulle dans la durée de la largeur de porte  $D (< 0.5 \text{ chip})$ .

Pour ceux qui utilisent des stroboscopes complexes, "W1-pulse", "W2-pulse" et "centre-pulse" sont trois formes d'onde de base communément sélectionnées pour la mise en forme des corrélateurs stroboscopiques, en référence à la figure II.3. Les expressions mathématiques et dérivations ont été fournies dans les précédentes publications des auteurs Wu et al [Wu 2008 ; Wu 2010a ; Wu et Dempster 2010b]

Le "W1-pulse" a des strobos impulsions uniquement alignées symétriquement par rapport aux transitions de la phase du bit se produisant au niveau des limites de la forme d'onde d'étalement (à des nombres entiers multiples de 1chip) [Nunes 2007] ; tandis que l'impulsion "W2" s'aligne sur toutes les limites des symboles d'étalement sans tenir compte l'existence des transitions de la phase de bit [Nunes 2007].

Le "Centre-pulse" est unique pour les BOC (1,1) en phase sinusoïdale et se synchronise à toutes les transitions de la phase de bit se produisant aux centre des symboles d'étalement (À des nombres entiers impairs multiples de 0.5 chip).

### II.3.2.1 Structure de discriminateur

Les corrélateurs stroboscopiques peuvent être implémentés dans les deux structures discriminatoires cohérentes et non-cohérentes. Dans ce qui suit, un discriminateur non-cohérent se réfère au type "dot-Product ". un discriminateur cohérent  $D_{co}(\tau)$ , peut être généré par :

$$D_{co}(\tau) = s(t) * Ref(t + \tau) \quad (II.5)$$

Où  $s(t)$  est le signal GNSS reçu et le  $Ref(t + \tau)$  est la forme d'onde de référence adaptée avec un retard arbitraire  $\tau$  en chips.

La fonction du discriminateur non-cohérent "dot-Product" correspondante, notée  $D_{Dp}(\tau)$ , est alors le  $D_{co}(\tau)$  et une ACF de la forme d'onde d'étalement (par exemple, la forme d'onde sinBOC(1,1)) :

$$D_{Dp}(\tau) = I_{BP}(\tau)I_{BB}(\tau) + Q_{BP}(\tau)Q_{BB}(\tau) \quad (II.6)$$

Où  $I_{BP}$  et  $Q_{BP}$  sont les composantes in-phase et out-phase respectivement de  $D_{co}(\tau)$ .  $I_{BB}$  et  $Q_{BB}$  sont les corrélateur prompt in-phase et out-phase représentant l'ACF.

L'expression de la fonction discriminatoire de type dot-Product est :

$$\bar{D}_{Dp}(\tau) \Big|_{\tau \rightarrow 0} = \frac{I_{BP}(\tau)I_{BB}(\tau) + Q_{BP}(\tau)Q_{BB}(\tau)}{\sqrt{I_{BB}(\tau)^2 + Q_{BB}(\tau)^2}} \quad (II.7)$$

### II.3.3 Corrélateur HRC [22]

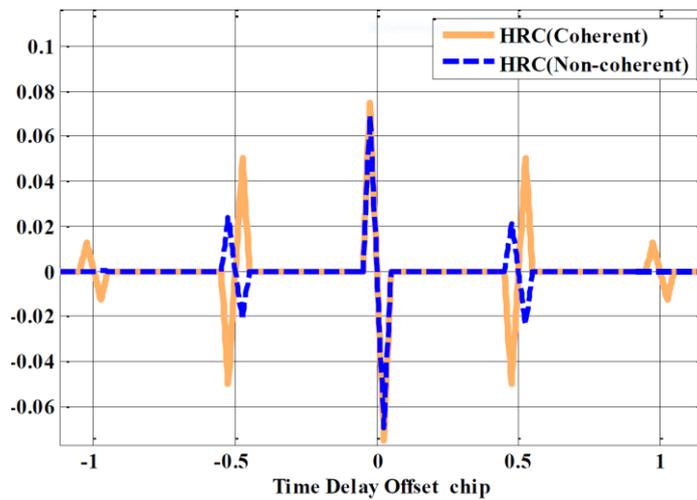
Le HRC est un corrélateur stroboscopique conventionnel qui peut être produit par [Braasch 2001] :

$$D_{co}^{HRC}(\tau) = 2 * R\left(\frac{\tau}{2}\right) - R(\tau) \quad (II.8)$$

Où  $R(\tau)$  est la corrélation EML qui est générée en soustrayant deux ACF BOC(n,n) décalées en temps .

En prenant le concept de corrélateur stroboscopique donné en (II.5), le corrélateur HRC peut être reproduit par une forme d'onde de référence adaptée  $Ref_{HRC}(t)$  présentée dans la figure II.2 , qui est sensible à toutes les transitions des formes d'onde d'étalement GNSS . Par conséquent, La forme d'onde de référence peut être réalisée en additionnant les formes d'onde W1-pulse et Centre-pulse.

En appliquant les structures des discriminateurs exprimés dans (II.5) ,(II.6) et (II.7) sur HRC, les discriminateurs HRC normalisés cohérent  $D_{co}^{HRC}(\tau)$  et non-cohérent  $\bar{D}_{Dp}(\tau)$  sont représentés dans la figure (II.4).



*Figure II.4 : Fonctions discriminatoires HRC normalisées, cohérente et non cohérente, de type dot-Product utilisant des complexe strobes=0.1chips ,une bande passante de pré-corrélation infinie.*

À partir de la figure II.4, on constate que la fonction discriminatoire HRC est ambiguë vu qu'il ya deux points de faux verrouillage autour de +/-0.5chips.

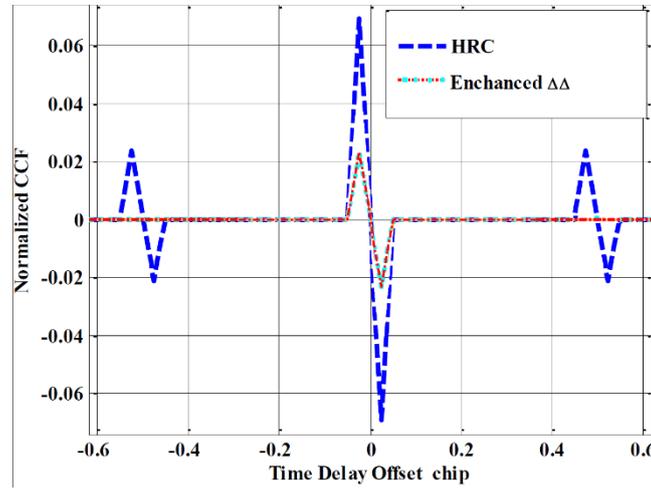
### II.3.4 Corrélateur Double-delta amélioré [22]

Pour enlever complètement l'ambiguïté, W1-pulse et Centre-pulse sont utilisés pour adapter la nouvelle forme d'onde de référence pour le signal sin BOC (1,1). Toutefois, contrairement à la

forme d'onde du HRC ( $Ref_{HRC}(t)$ ) dans la forme d'onde proposée  $Ref_{E\Delta\Delta}(t)$  représentée dans la Figure II.2 W1-pulse est soustraite de Centre-pulse plutôt que d'y être ajoutée. Alternativement, le  $E\Delta\Delta$  peut être généré à partir de la forme d'onde adaptée du HRC et de Centre-pulse comme suit,

$$\bar{D}_{co}^{E\Delta\Delta}(\tau) = 2 * \bar{D}_{com}(\tau) - \bar{D}_{co}^{HRC}(\tau) \quad (II.9)$$

Cette soustraction, dans (II.9), joue un rôle dans la reformation de la fonction discriminatoire en sacrifiant la contribution de l'énergie de phase au bord des symboles d'étalement. Le  $CCF \bar{D}_{co}^{E\Delta\Delta}(\tau)$  cohérent résultant est identique au  $\Delta\Delta$  conventionnel pour le signal BPSK (Wu 2008). Cette nouvelle fonction discriminatoire non ambiguë avec  $D=0,1$  chip est représenté dans la figure II.5.



*Figure II.5: Fonction discriminatoire non cohérente de corrélateur stroboscopique de type dot-Product utilisant des complex-strobe.  $D=0.1$  chip. Bande passante de precorrelation infinie.*

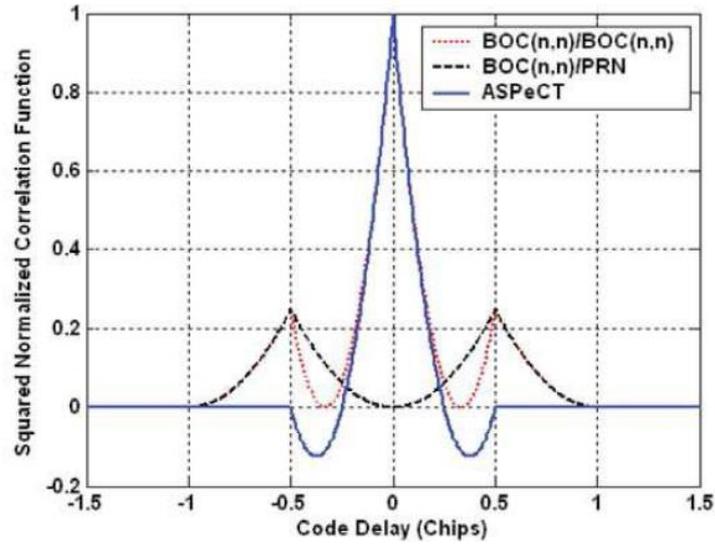
On peut observer que, les schémas de fonction discriminatoire des deux corrélateurs stroboscopes utilisant des stroboscopes complexes sont similaires autour de  $\tau=0$  chip, ce qui explique leur performance similaire sauf que le  $E\Delta\Delta$  est non ambiguë .

#### II.4 ASPeCT : Autocorrelation Side-Peak Cancellation Technique [23]

Le principe de l'ASPeCT est de supprimer les pics secondaires de la fonction d'autocorrélation de  $\sin$  BOC(n,n) afin de pouvoir obtenir de manière fiable des mesures non ambiguës [4]. Pour ce faire, il est intéressant de calculer la corrélation du code d'étalement modulé en  $\sin$ BOC(n,n) (code PRN  $\times$  sous-porteuse en onde carrée) avec le code PRN seulement .sans considérer le filtre front-end, est égale à :

$$R_{B/P} = \frac{1}{2} \left( \text{tri} \left( \frac{\tau - \frac{1}{2}}{\frac{1}{2}} \right) - \text{tri} \left( \frac{\tau + \frac{1}{2}}{\frac{1}{2}} \right) \right) \quad (\text{II.10})$$

On peut voir que  $R_{B/P}$  consiste en deux triangles situés exactement dans les pics latéraux de la CF du  $\text{sinBOC}(n, n)$  et exactement avec la même magnitude par conséquent l'idée sur laquelle ASPeCT est basée, c'est de former une fonction de corrélation synthétisée en soustrayant  $R_{B/P}^2$  de  $R_B^2$  pour enlever les pics latéraux comme il est représenté dans le figure suivante :



*Figure II.6 : Sine-BOC(n,n)/sine-BOC(n,n), sine-BOC(n,n)/PRN fonction de corrélation normalisée carrée et fonction de corrélation modifiée d'ASPeCT sans filtre front-end*

En réalité, il faut tenir compte de l'impact de filtre front end sur chaque fonction de corrélation, par conséquent, sur l'alignement des pics et leurs magnitudes respectives. La figure (II.7) montre l'impact du filtre front-end de 6 MHz de largeur de bande sur le signal  $\text{sinBOC}(1,1)$ . Il souligne que le filtre front-end étroit pourrait désaligner les deux pics de la fonction de corrélation ce qui conduit à l'apparence de très petit pic autour de  $\pm 0.6$ . Il peut être traduit comme un faux point de verrouillage pour des C/N élevés. (Seuls les pics de la fonction de corrélation carrée pointant vers le haut peut conduire à des faux points de verrouillage stables). Ce problème doit être pris en compte dans la conception du discriminateur de retard de code. Il est donc recommandé d'utiliser un coefficient  $\beta$  dans la combinaison des deux fonctions de corrélation au carré afin d'éliminer tout petit pic restant. on écrit alors [23]:

$$R_{ASPeCT}(\tau) = \bar{R}_B^2(\tau) - \beta \bar{R}_{B/P}^2(\tau) \quad (\text{II.11})$$

Où la barre représente l'effet du filtre front-end sur la fonction de corrélation. La figure (II.7) montre la fonction de corrélation ASPeCT modifiée en utilisant une valeur expérimentale  $\beta$  de 1.4 pour le signal  $\sin\text{BOC}(1,1)$ , en utilisant un filtre front-end de 6 MHz de largeur de bande (double side). Il n'y a plus de pic secondaire dans la fonction de corrélation modifiée proche des pics latéraux d'autocorrélation de la  $\sin\text{BOC}(1,1)$ .

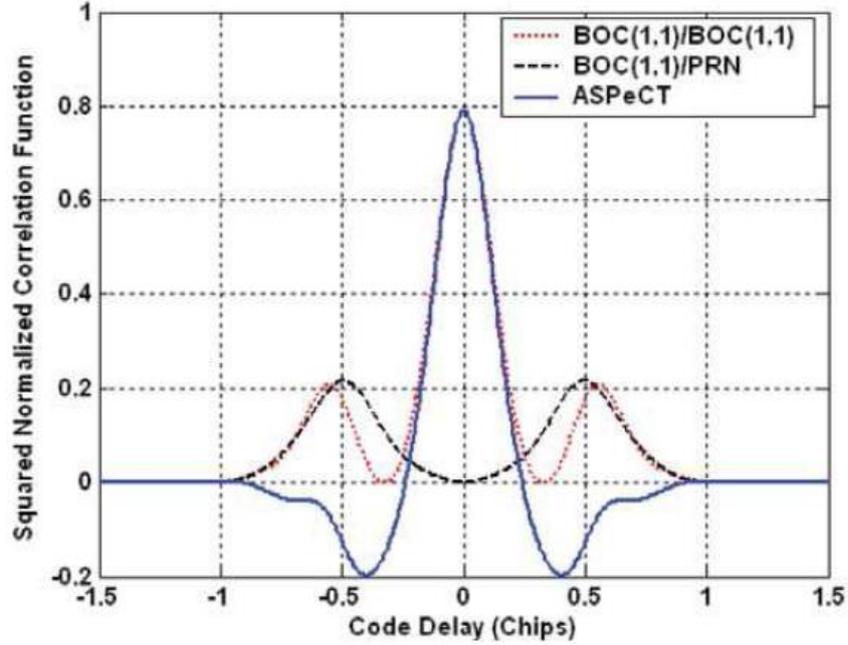


Figure II.7 : Sine-BOC(1,1)/sine-BOC(1,1), sine-BOC(1,1)/PRN fonction de corrélation normalisée carée et fonction de corrélation modifiée d'ASPeCT avec un filtre double bande front-end 6 MHz.  $\bar{\beta}=1.4$ .

Dans le but de se focaliser sur les performances de processus de poursuite, une version modifiée du discriminateur normalisé DP présenté dans l'équation (8) dans [23] et basée sur la fonction de corrélation modifiée d'ASPeCT est présentée ci-dessous :

$$D_{DP}^{ASPeCT}(\epsilon_\tau) = \frac{[(I_{E_B} - I_{L_B})I_{P_B} + (Q_{E_B} - Q_{L_B})Q_{P_B}] - \beta[(I_{E_{B/P}} - I_{L_{B/P}})I_{P_{B/P}} + (Q_{E_{B/P}} - Q_{L_{B/P}})Q_{P_{B/P}}]}{(6 + \beta d)(I_{P_B}^2 + Q_{P_B}^2)} \quad (\text{II.12})$$

Où

- $I_{X_B}$  ET  $Q_{X_B}$  sont les sorties en-phase et en quadrature des corrélateurs associée a la réplique locale BOC ( $X = E, p$  ou  $L$ ).

- $I_{X_{B/p}}$  ET  $Q_{X_{B/p}}$  sont les sorties en-phase et en quadrature des corrélateurs associés a la réplique locale BPSK ( $X = E, p$  ou  $L$ ).

Il est intéressant de voir que ce discriminateur exige l'utilisation de 4 corrélateurs complexes (un premier pour le E-L avec réplique BOC, un autre pour le P avec la réplique BOC, un troisième pour E-L avec la réplique BPSK, et un quatrième avec P avec réplique BPSK).

La figure II.8 montre la sortie du discriminateur ASPeCT DP pour un Signal BOC (1,1) en utilisant un filtre front end de 6 MHz (double side) pour  $\beta = 1$  et  $\beta = 1.4$  et  $d = 0.2$  puce. Il montre également la sortie traditionnelle du discriminateur BOC DP utilisant le même filtre front end. Le choix de  $\beta = 1.4$  supprime clairement toute possibilité de faux verrouillage autour de  $\pm 0.56$  chips. De plus, il est intéressant de noter que le domaine de stabilité discriminatoire augmente légèrement avec  $\beta$  : de  $[-0.33 ; 0.33]$  chips pour les techniques de poursuite traditionnelles à  $[-0.36 ; 0.36]$  chips pour ASPeCT avec  $\beta = 1$ , à  $[-0.39 ; 0.39]$  chips pour ASPeCT avec  $\beta = 1.4$ . C'est très important lorsqu'on considère la stabilité de la DLL pour des  $C/N_0$  faibles. Toutefois, le domaine de stabilité ASPeCT reste nettement plus faible que pour le signal de poursuite BPSK (1), ce qui constitue le principal avantage de la technique SSL.

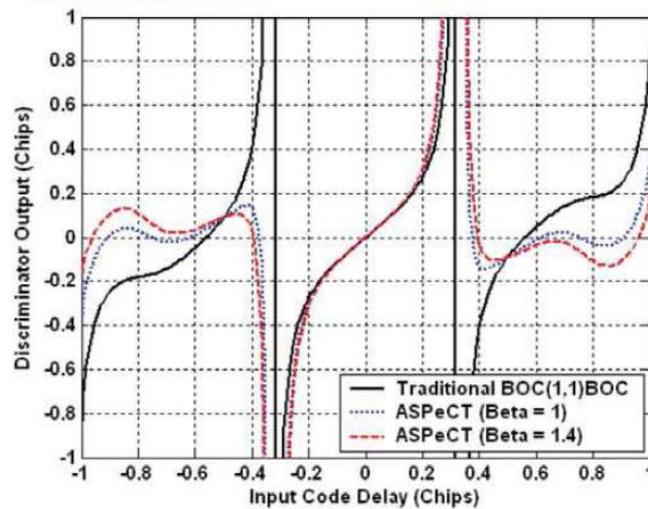


Figure II.8: La sortie du discriminateur proposé ASPeCT DP  $\beta = 1$  et  $\beta = 1.4$  pour un espacement avance retard de 0.2 chips et un filtre front end double bande de 6 MHz.

Enfin,  $\beta = 1.4$  semble créer un faux point de verrouillage autour  $\pm 0.95$  chips. Il ne s'agit pas d'une menace réelle car il n'y a pas d'énergie à cet endroit sur la fonction de corrélation modifiée ASPeCT ( $R_{ASPeCT}(0.95) \approx 0$ ) comme déjà vu dans la figure II.7. Par conséquent, aucun point de faux verrouillage ne se produira, même pour  $C/N_0$  élevé. Il est important de

noter que le choix optimal de  $\beta$  dépend du filtre front end et de l'espacement de chips du corrélateur early-late (avance-retard).

L'architecture DLL adaptée à ASPeCT est illustrée dans la figure II.9 :

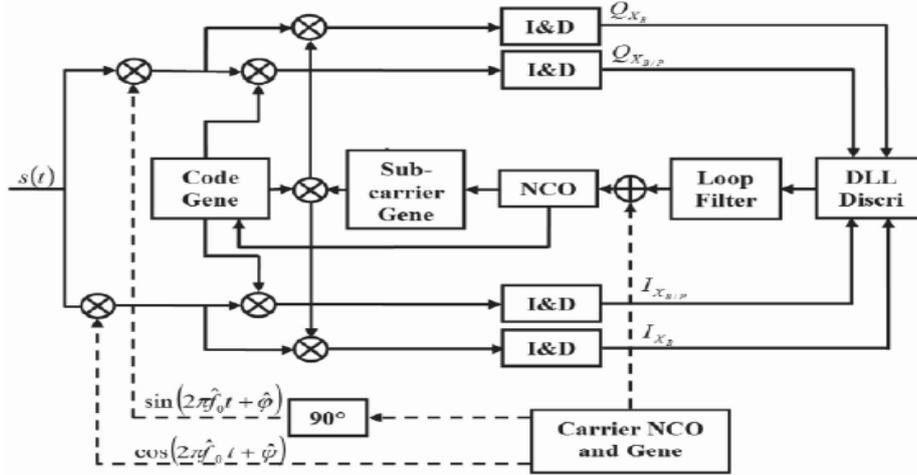


Figure II.9: L'architecture DLL adaptée à ASPeCT.

### II.5 PCF pseudo correlation function [24]

Elle est différente de la plupart des autres techniques d'annulations de pics secondaires. La méthode proposée n'est pas basée sur la suppression des pics latéraux de l'autocorrélation  $\text{sinBOC}(kn, n)$  mais utilise deux signaux locaux qui utilisent des symboles modulés "en escalier", et la sortie des corrélateurs est combinée de manière non cohérente afin d'obtenir une fonction sans pic secondaire pour la poursuite dans le remplacement de la fonction d'autocorrélation originale. Comme cette fonction qui n'a pas un pic secondaire n'est pas une véritable fonction de corrélation, nous suivons l'appellation de [24], définissant cette fonction comme étant une pseudo fonction de corrélation (PCF).

Il existe deux signaux locaux, utilisés dans la méthode proposée. Ils ont tous la même séquence d'étalement que celle du signal  $\text{sinBOC}(kn, n)$  reçu, mais pas les symboles de modulation. Le symbole modulé  $P_{Boc}(t)$  du signal  $\text{sinBOC}(kn, n)$  avec une période  $T_c$  il peut être considérée comme une onde carrée sinusoïdale i.e. :

$$P_{Boc}(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \psi_k(t) \cdot (-1)^k \tag{II.13}$$

Où

$$\psi_k(t) = \begin{cases} 1 & t \in [kT_s, (k+1)T_s \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{et } M = 2m/n$$

Tandis que les symboles modulés de deux signaux locaux sont sous forme de marche d'escalier. Chacun d'eux est divisé en  $M$  segments ayant une longueur égale à  $T_s = \frac{T_c}{M}$ . L'un de ces deux symboles modulés, dénommés  $P_1(t)$  peut être représenté comme suit:

$$P_1(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \psi_k(t) \cdot d_k \quad (\text{II.14})$$

L'autre est noté  $P_2(t)$ , c'est l'image miroir de  $P_1(t)$ , c'est-à-dire :

$$P_2(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \psi_k(t) \cdot d_{M-1-k} \quad (\text{II.15})$$

$d_k$  Peut prendre n'importe quel nombre réel. On suppose que l'énergie des symboles modulés est normalisée de cette manière :

$$\frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} d_k^2 = 1 \quad (\text{II.16})$$

La fonction de cross corrélation du signal reçu  $\text{sinBOC}(kn, n)$  avec les deux signaux locaux est notée  $R_{SS'1}(\tau)$  et  $R_{SS'2}(\tau)$  respectivement. L'expression de PCF  $\tilde{R}(\tau)$  est obtenue par la combinaison non cohérente de  $R_{SS'1}(\tau)$  et  $R_{SS'2}(\tau)$  et s'écrit :

$$\tilde{R}(\tau) = |R_{SS'1}(\tau)| + |R_{SS'2}(\tau)| - |R_{SS'1}(\tau) + R_{SS'2}(\tau)| \quad (\text{II.17})$$

Les vecteurs de forme des deux symboles locaux modulés en forme d'escalier peuvent être exprimés comme suit :

$$d_1(k) = \left( \sqrt{\frac{M}{1+k^2}}, 0, \dots, 0, k \sqrt{\frac{M}{1+k^2}} \right)^T \quad (\text{II.18})$$

$$d_2(k) = \left( k \sqrt{\frac{M}{1+k^2}}, 0, \dots, 0, \sqrt{\frac{M}{1+k^2}} \right)^T \quad (\text{II.19})$$

Ces deux symboles en forme d'escalier, leurs énergies a été normalisées et les formes sont identifiées par un paramètre  $k \triangleq d_{M-1}/d_0$ ,  $k \in [0, 1]$ . En utilisant les équations (22), (14) et (18) dans [24] on obtient l'expression de  $\tilde{R}(\tau; k)$ :

$$\tilde{R}(\tau; k) = \begin{cases} \frac{M(2k-4)|\tau| + 2(1-k)T_c}{\sqrt{M(1+k^2)}T_c} & |\tau| < \frac{(1-k)T_c}{M(2-k)} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Les figures (II.10) et (II.11) représentent la forme de PCF  $\tilde{R}(\tau; k)$  décrite dans l'expression précédente pour  $M=2$  et  $M=4$ , respectivement.

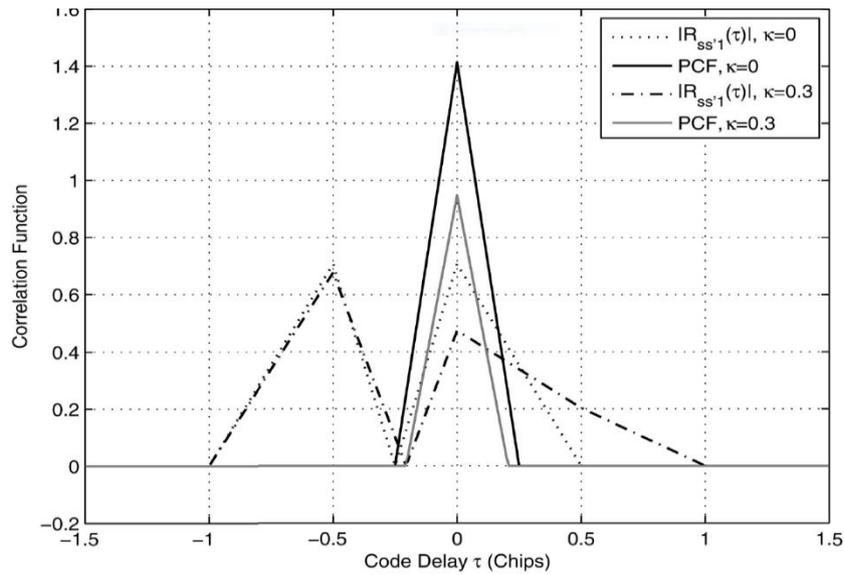


Figure II.10::  $|R_{ss'1}(\tau)|$  et  $PCF \tilde{R}(\tau; k)$  pour le signal *sine-BOC*( $n,n$ ),  $k=0.1$  et  $k= 0.3$ , sans filter front-end.

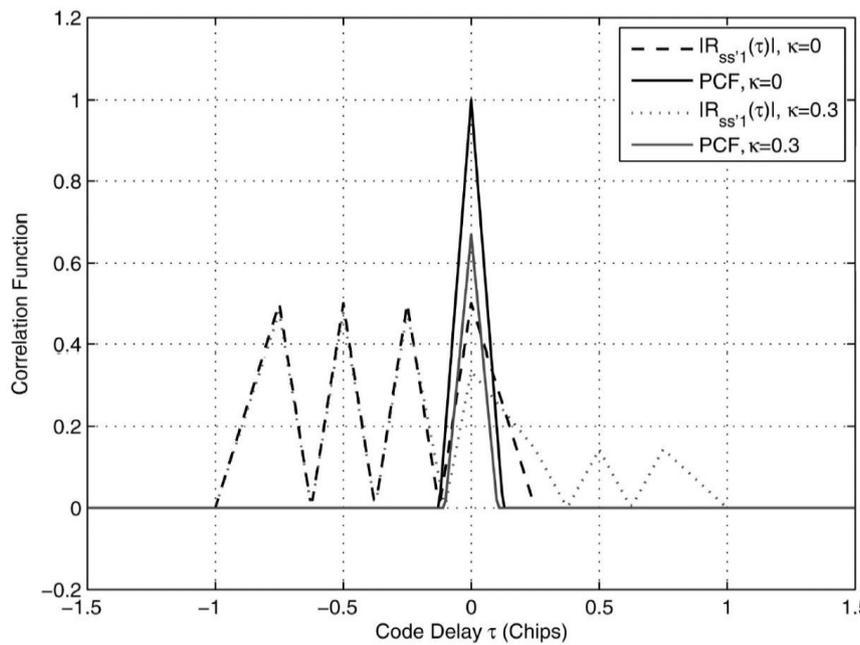


Figure II.11:  $|R_{ss'1}(\tau)|$  et  $PCF \tilde{R}(\tau; k)$  pour le signal *sine-BOC*( $2n,n$ ),  $k=0.1$  et  $k= 0.3$ , sans filter front-end

On voit que la forme des pics est triangulaire et la largeur de la base est beaucoup plus étroite que celle de BPSK avec la même fréquence d'étalement de code et la chose la plus importante qu'on peut remarquer c'est que la PCF n'aucun pic latéral ce qui va éliminer entièrement le problème d'ambigüité. La figure (II.12) montre l'effet du filtre front end sur le signal *sinBOC*(1.1).

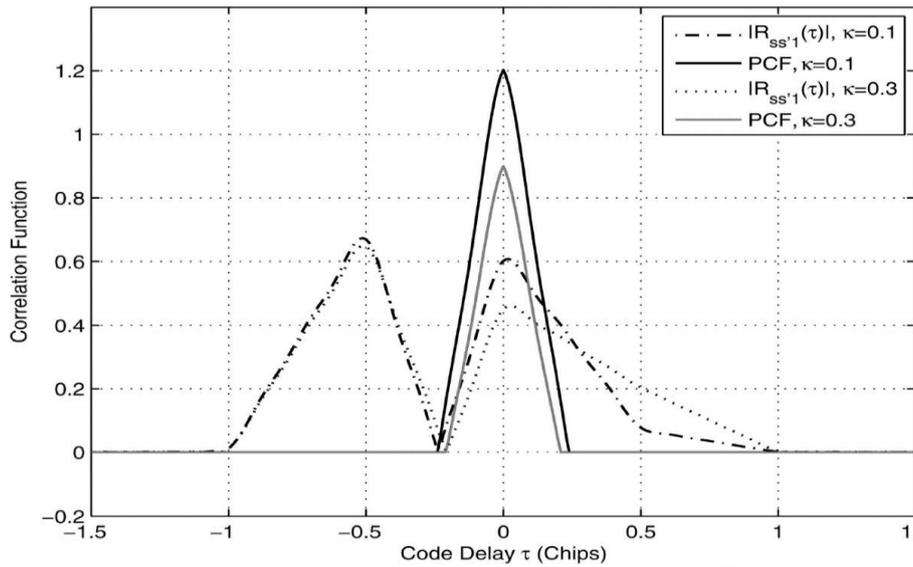


Figure II.12:  $|R_{ss'1}(\tau)|$  et PCF  $\tilde{R}(\tau; k)$  pour sine-BOC(1.1),  $k=0.1$  et  $k=0.3$ , avec filtre front-end double bande de 4MHZ.

On peut voir que même avec un filtre passe bas change la forme de  $|R_{ss'1}(\tau)|$  et  $|R_{ss'2}(\tau)|$  mais PCF  $\tilde{R}(\tau; k)$  reste tel qu'elle est sans pic latéral par conséquent on peut l'utiliser dans la boucle de poursuite du discriminateur N-EML au lieu de la fonction d'autocorrélation originale.

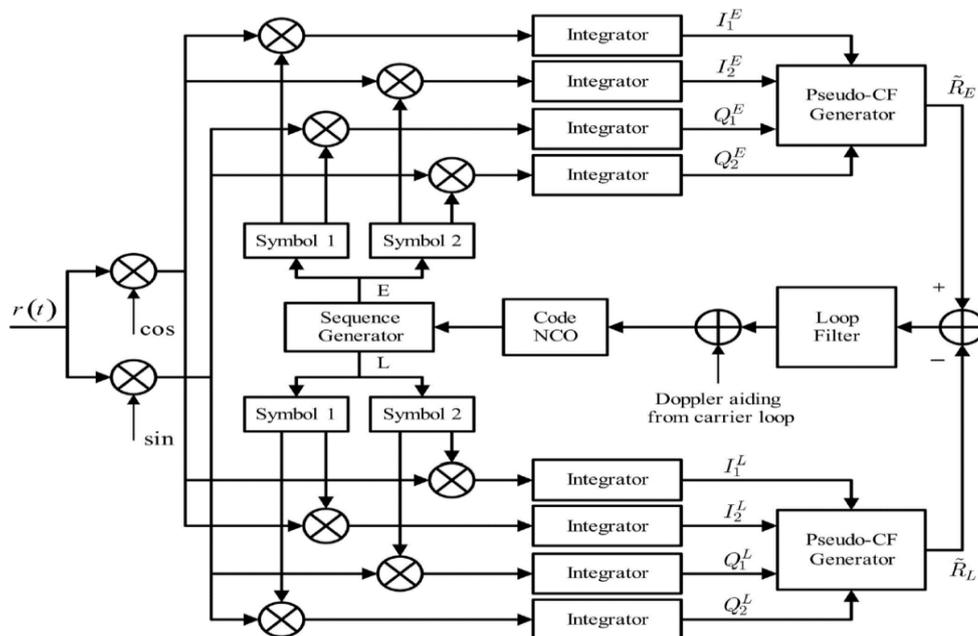


Figure II.13: Nouvelle architecture DLL basée sur PCF.

La figure (II.13) illustre la nouvelle architecture de la boucle de poursuite NEML non cohérente référée à PUDLL (PCF-based Unambiguous DLL). Le signal  $\sin\text{Boc}(k,n)$  reçu est multiplié d'abord par une porteuse locale puis convertie en deux signaux en bande de base en phase ( $I$ ) et en quadrature ( $Q$ ). Le générateur local de séquence génère des séquences d'étalement en avance et en retard avec un espacement  $T_c \Delta$ . Chaque séquence est modulée par  $p_1(t; d_1(k), f_c)$  et  $p_1(t; d_2(k), f_c)$  respectivement, ensuite multipliée par les signaux en bande de base ( $I$ ) et ( $Q$ ). Le résultat des multiplieurs est rééchantillonné par l'accumulateur avec une durée du temps  $T$ .

Le résultat final à la sortie du discriminateur est :

$$\varepsilon(t, \tau; k) = \tilde{R}_E^2(k) - \tilde{R}_L^2(k) \quad (\text{II.21})$$

Lorsque  $|\tau| < \Delta T_c$  le discriminateur est en mode quasi linéaire sa sortie est donnée par :

$$\varepsilon(t, \tau; k) = \frac{8(2-k)[2(1-k) - M(2-k)\Delta]}{(1+k^2)T_c} \cdot \tau \quad (\text{II.22})$$

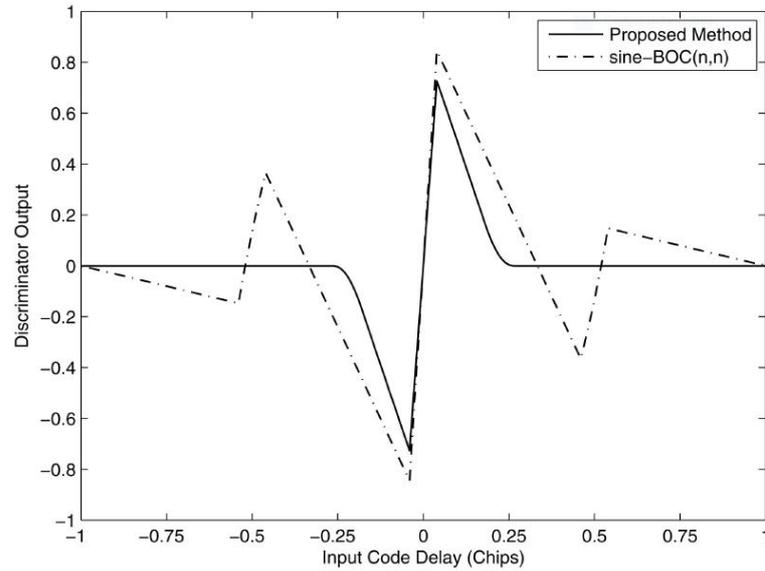


Figure II.14: La courbe caractéristique du discriminateur PUDLL pour  $M=2$ , avec  $k=0.2$ , sans filtre front-end

La figure (II.14) montre la courbe pour  $M=2$  et  $k=0.2$  sans filtre front-end. On constate qu'en utilisant la méthode proposée PCF au lieu de l'ACF originale. PUDLL enlève complètement les faux points de verrouillage.

## II.6 BPSK-like [25]

La technique dite "BPSK-LIKE" considère les deux lobes principaux comme la somme de deux signaux modulés BPSK, situés à des fréquences de sous-porteuses positives et négatives. L'effet de la modulation de la sous-porteuse peut-être supprimée en utilisant une paire de corrélateurs à bande latérale unique. Nous pouvons avoir un récepteur à bande latérale unique (SSB) en utilisant soit le négatif ou positif des corrélateurs des bandes latérales ) ou un récepteur à double bande latérale (DSB) (lorsque les deux bandes sont combinées de manière non cohérente). En raison des pertes dues au filtrage et au corrélation, les méthodes de type BPSK entraînent une certaine dégradation de niveau du signal. Dans cette section, nous allons présenter deux approches non ambiguës de BPSK-like qui diffèrent par la manière dont le signal reçu et le code de référence sont sélectionnés et traités.

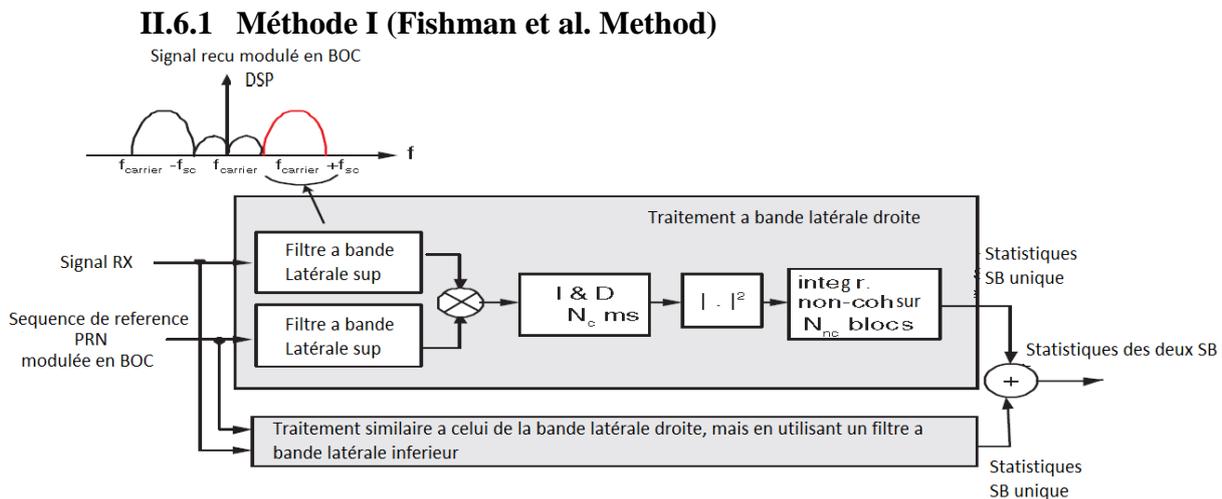


Figure II.15 : Méthode I (Fishman & al)

Dans cette méthode, le récepteur ne sélectionne que les lobes principaux du signal BOC reçu et le code de référence. Le schéma de principe de cette approche est illustré sur la Figure

II.18. Le lobe principal de l'une des bandes latérales (supérieures ou inférieures) du signal reçu modulé par BOC est sélectionné (par filtrage) et il est corrélé avec un code de référence PRN modulé en BOC filtré. La séquence de référence modulée par BOC est obtenue d'une manière similaire que celle du signal reçu, en filtrant le lobe principal. Par conséquent, cette approche de SSB Fishman & al. nécessite trois filtres de sélection de bande latérale (un pour le code réel et deux pour les composantes en phase et en quadrature du signal reçu).

La fonction de corrélation entre le signal reçu et le code de référence, sur chaque bande latérale, sera sans ambiguïté et ressemblera à l'ACF d'un signal modulé BPSK. Cependant, la forme de l'ACF résultant n'est pas exactement celle d'un signal modulé BPSK, car il y a des pertes d'informations dues à la sélection des lobes principaux. Cette méthode présente une complexité assez élevée du fait que six filtres complexes sont nécessaires pour le traitement DSB. Une version moins complexe de cette implémentation consistera à utiliser une seule des bandes latérales (approche SSB).

### II.6.2 Méthode II (Martin & al modified method)

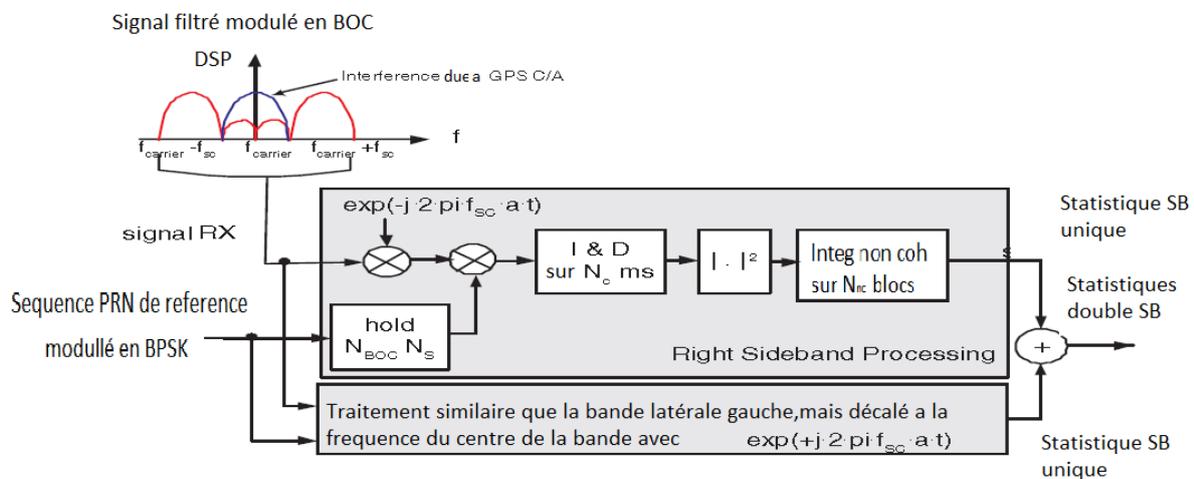


Figure II.16: Méthode 2 (Martin & al modifiée)

Cette méthode de mise en œuvre moins complexe est représentée sur la figure II.16. Au fait, c'est une approche modifiée de Martin & al ; Au lieu d'utiliser deux filtres (un pour chaque lobe principal), un seul filtre est utilisé, centré au milieu de la bande de fréquence porteuse  $f_{\text{carrier}}$ .

Ce filtre a une bande passante qui comprend les deux lobes principaux et les lobes secondaires entre eux. Après la sélection de la bande, les lobes principaux du signal reçu

(situés à  $f_{carrier} - f_{sc}$  respectivement à  $f_{carrier} + f_{sc}$ ) sont décalés vers le milieu de la bande de fréquences (avec un facteur de décalage  $\alpha f_{sc}$ ) et corrélés avec le signal de référence BPSK, maintenu au niveau du sous-échantillon (sur la figure 13  $N_s$  est le facteur de suréchantillonnage ou le nombre de sous-échantillons par échantillon BOC).

La méthode initialement proposée consistait à déplacer le code de référence respectivement vers  $f_{carrier} - f_{sc}$  et  $f_{carrier} + f_{sc}$ , changeant ainsi la séquence de code d'une séquence de  $+1$  et  $-1$  à un signal complexe. De plus, le décalage du signal (ou du code de référence) avec  $\pm f_{sc}$  ne fonctionne pas correctement pour tous les ordres de modulation.

Nous notons que la méthode proposée est moins complexe que la précédente, d'abord en raison du fait qu'un seul filtre est utilisé, et en second lieu, parce que le code de référence est une séquence de  $+1$  et  $-1$ , et donc, la multiplication complexe entre le signal reçu et le code de référence peut être effectuée via de simples ajouts et inversions de signe.

## II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons résumé quelques méthodes de mitigation des multi trajets qui existe dans la littérature et nous avons illustré la DF de chacune pour pouvoir déterminer si une méthode est efficace pour enlever complètement le problème d'ambiguïté. Dans la première partie, nous avons vu que la courbe-S de N-EML présente un point de poursuite stable et deux points instables ce qui fait d'elle une méthode ambiguë. Ensuite, le corrélateur double delta amélioré qui est basé sur des strobe-complex a un discriminateur non ambiguë. Nous avons vu aussi un autre type d'approche ASPeCT visant à annuler les pics secondaires, à la sortie de son discriminateur ASPeCT DP pour un Signal BOC(1,1) aucun point de faux verrouillage ne peut se produire, même pour C/N0 élevé. Dans la section suivante, on a défini la PCF qui consiste à remplacer la fonction d'autocorrélation originale par une pseudo-fonction de corrélation. Cette dernière est efficace, car elle enlève complètement les faux points de verrouillage. Finalement, nous avons décrit le principe de la BPSK-like qui est une méthode unambiguë mais en sacrifiant la largeur du pic principale, ce qui la rend moins performante en terme de précision de poursuite.

### III. Chapitre III Simulation et Evaluation Comparative

#### III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons faire une étude comparative des résultats de simulation numériques des techniques standards d'annulation des pics secondaires et de mitigation des MPs pour la boucle DLL cohérente (C-ELP) et non-cohérent (NC-ELP) pour les signaux  $\text{sinBOC}(m,n)$  via le simulateur Matlab . Nous tenons toutefois à signaler que nous avons négligé les effets Doppler affectant le signal GNSS.

En premier lieu, nous commençons par générer un signal  $\text{sinBOC}(m,n)$  qui sera utile pour la suite de notre étude. Ensuite, nous allons représenter l'allure des fonctions de corrélations CFs et tensions d'erreurs DFs des techniques conventionnelles, EML, n-EML, HRC, ASPeCT dans une boucle C-ELP et NC-ELP, afin de mettre l'accent sur leurs performances en terme d'annulation de pics secondaires et la présence d'un pic principal pointu à base étroite, qui doit faire évoquer une mitigation des multitrajets. Par la suite, l'influence des MPs sur la poursuite de code sera présenté en effectuant une comparaison entre les différents signaux/techniques en termes de l'enveloppe d'erreur MEE, la moyenne d'erreur RAE, et le RMSE.

#### III.2 Simulations et évaluations de la CF et DF

##### III.2.1 Fonction de corrélation CF

La simulation de la CF a été effectuée pour les signaux  $\text{BOC}(1,1)$  et  $\text{BOC}(10,5)$  de l'ordre de modulation  $M=2$  et  $M=4$ , respectivement, pour les techniques EML, HRC et ASPeCT .

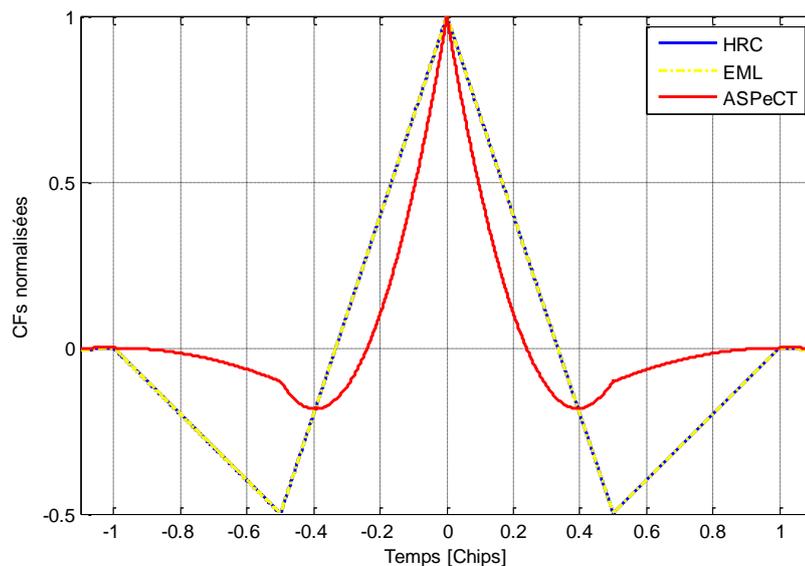


Figure III.1 : La forme des CFs des différentes techniques de mitigation pour un signal  $\text{sinBOC}(1,1)$ .

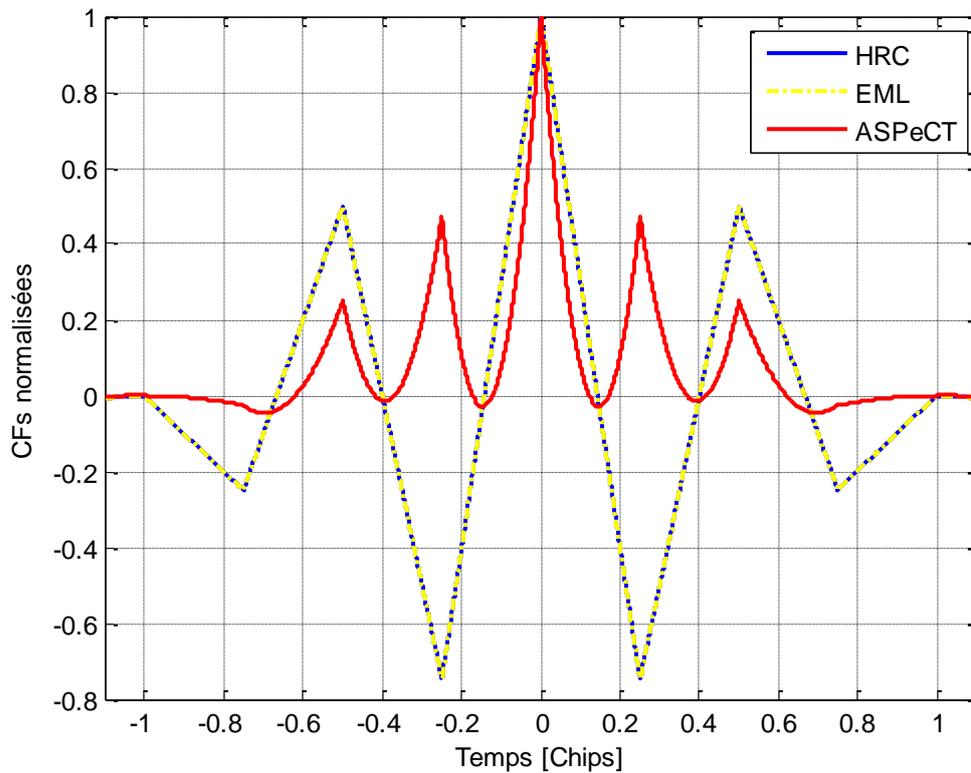


Figure III.2 : La forme des CFs des différentes techniques de mitigation pour un signal  $\text{sinBOC}(10,5)$ .

A partir de la figure III.1, et III.2 les résultats de simulations de la CF des techniques EML, HRC et ASPeCT illustrent que plus l'ordre de modulation augmente, plus le pic principal devient aigüe mais au détriment du nombre de pics secondaires qui augmente. Ainsi, on remarque que la technique ASPeCT a un pic plus étroit par rapport aux HRC et EML qui ont la même allure de la CF, ceci permet de meilleure performance en terme de la précision de poursuite. En plus, les pics secondaires de la CF sont annulés pour l'ASPeCT dans le cas d'un signal BOC d'ordre de modulation  $M=2$ . La technique ASPeCT est valable pour un signal de type  $\text{BOC}(n,n)$ .

### III.2.2 La fonction discriminatrice DF

Les simulations sont effectuées pour différentes valeurs d'espacement de chips d'un corrélateur étroit n-EML ( $\Delta < 0.1 \text{ chips}$ ) et à une valeur de plus pour un corrélateur standard EML, cohérent et non-cohérent. Le signal BOC a été simulé pour différentes valeurs d'ordre de modulation,  $M = (2, 4)$ . Les simulations sont regroupées en deux sous-sections, en absence et en présence des multitrajets. Une étude comparative entre les résultats des DFs des techniques EML, n-EML, HRC et ASPeCT est la base de ces simulations.

### III.2.2.1 En absence des Multitrajets

En premier lieu, les figures III.3, III.4, III.5, III.6 montrent l'allure de la DF dans une configuration cohérente et non-cohérente pour les valeurs de  $\Delta = (0.1, 0.01)$ , respectivement.

En absence des MPS, On remarque que le n-EML et le EML standard ont des pics trop larges dans le cas cohérent par rapport au non-cohérent. Les pics secondaires augmentent avec la valeur de M, sachant qu'ASPeCT présente des pics secondaire réduit en amplitude par rapport aux autres et HRC présente un pic plus fin que les autres, ce qui donne de meilleurs performances en terme de poursuite.

On remarque qu'avec un espacement de chip plus étroit (0.01) entre corrélateur, tous les pics du HRC s'affinent et le nombre du pic secondaire diminue le cas cohérent comme dans non cohérent. Par contre on voit que le pic principal de n-EML et ASPeCT s'aligne parfaitement avec l'axe de 0 mais dans le cas non cohérent les pics secondaires d'ASPeCT augmente un petit peu pour un ordre de modulation plus grand.

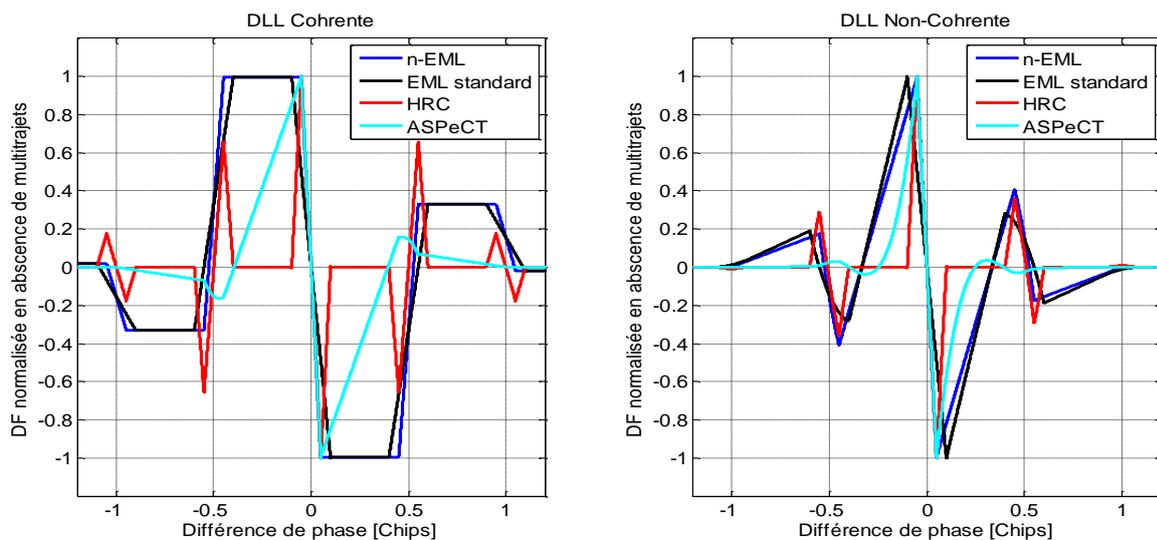


Figure III.3 : DF cohérente et non cohérente de EML standard, n-EML, HRC et ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard de 0.1 et M=2

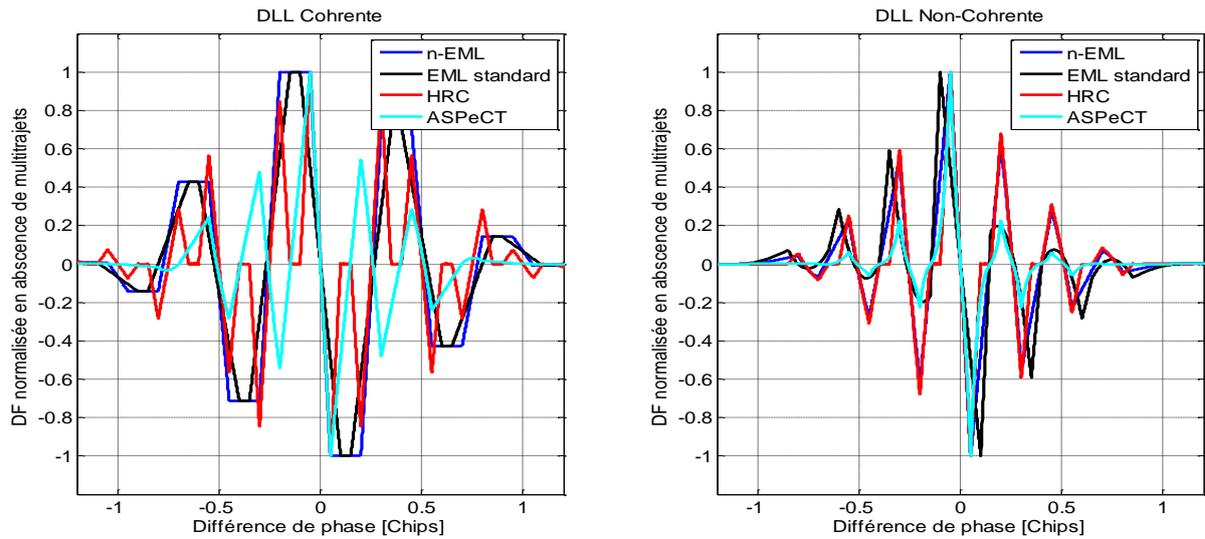


Figure III.4 : DF cohérente et non cohérente de EML standard, n-EML, HRC et ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard de 0.1 et M=4

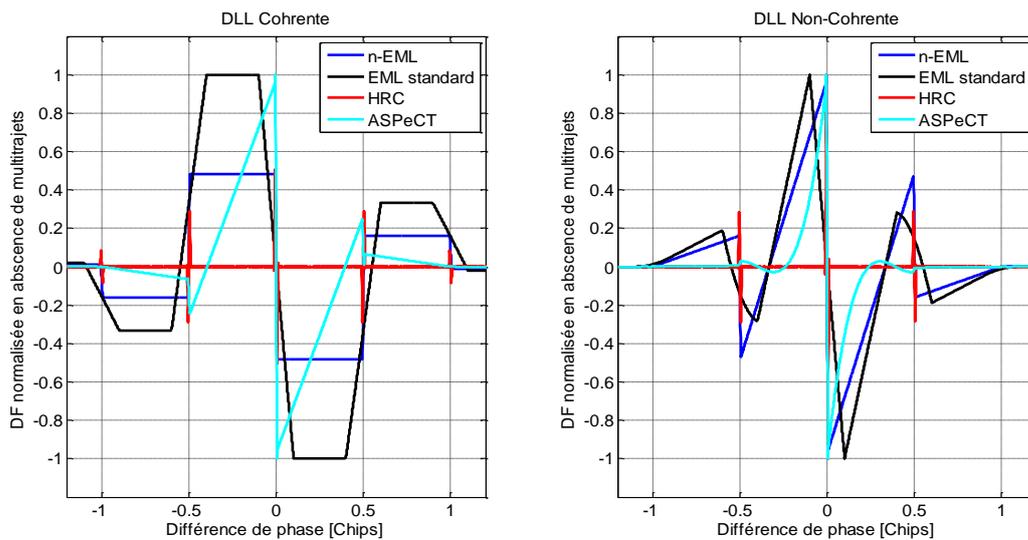


Figure III.5: DF cohérente et non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard de 0.01 et M=2.

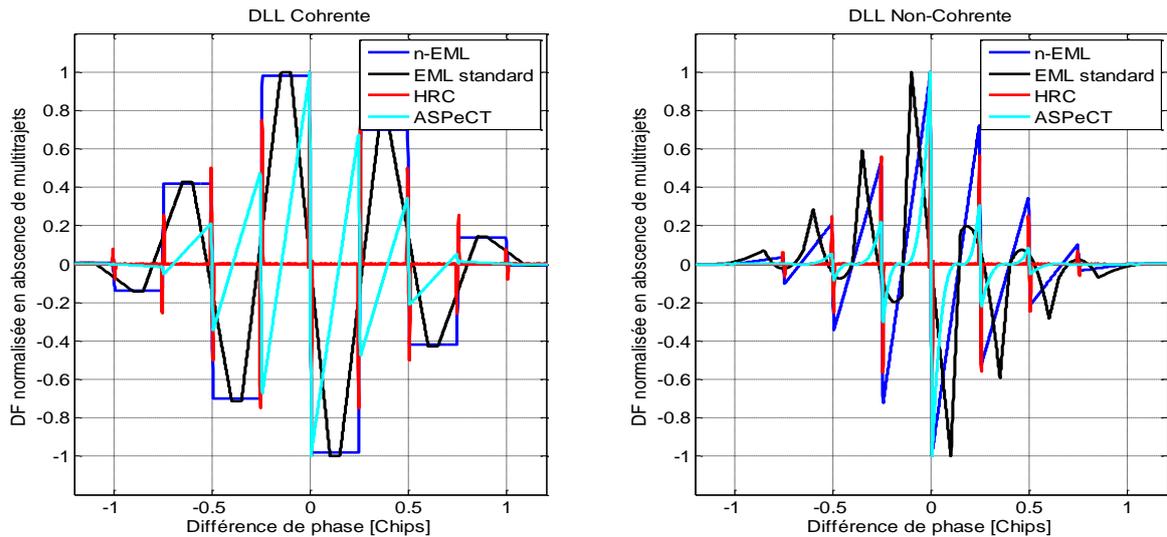


Figure III.6: : DF cohérente et non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard de 0.01 et  $M=4$

### III.2.2.2 En présence des Multitrajets

En présence des multitrajets, on remarque l'apparition de nouveaux pics, ce qui rend le processus de poursuite plus complexe comme il est représenté dans les figures III.7 et III.8.

Dans le cas cohérent, l'effet des MPs est plus fort par rapport au non cohérent et pour un retard plus petit on voit bien l'atténuation d'amplitude qu'ont subit les pics principaux. Dans les figure III.9 et III.10 pour un espacement chip de 0.01, un retard  $\tau$  de 0.01 et  $M=4$ . l'ASPeCT est moins affecté contrairement à HRC qui s'est atténué complètement. Par contre, on voit que le EML standard est robuste contre les MPs mais avec un pic principal ambiguë très large. Donc même si on a pris un espacement de chip très étroit, les multitrajets restent toujours un obstacle pour la bonne précision dans le cas des petits retards.

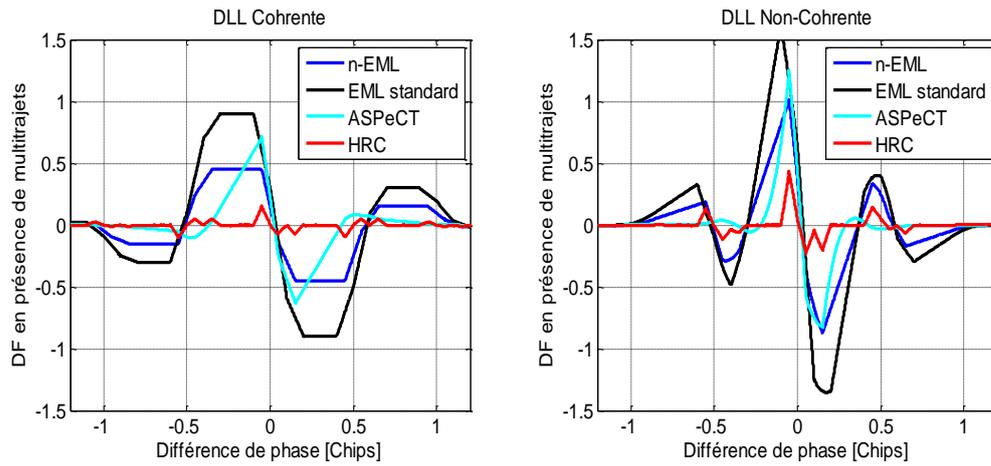


Figure III.7 : DF cohérente et non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard de 0.1 et M=2 en présence des MPs

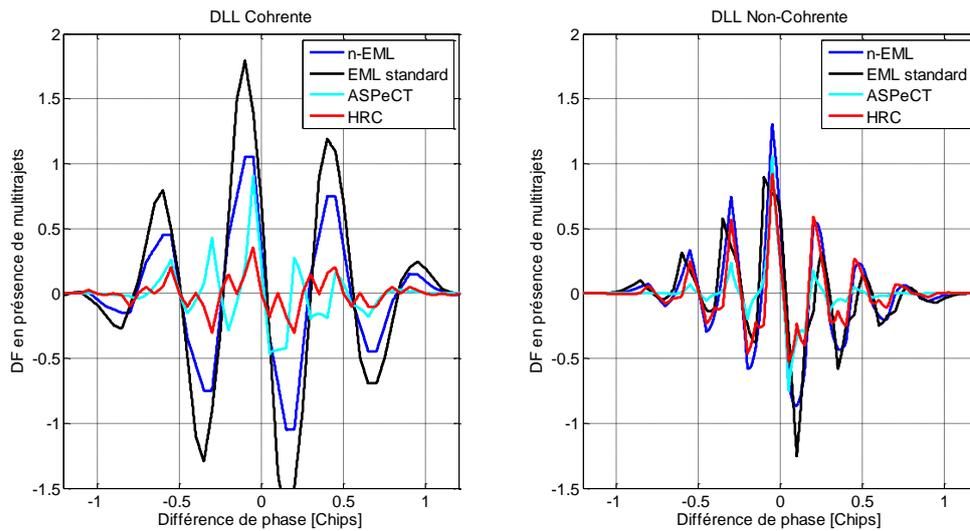


Figure III.8 : DF cohérente et non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard de 0.1 et M=4 en présence des MPs

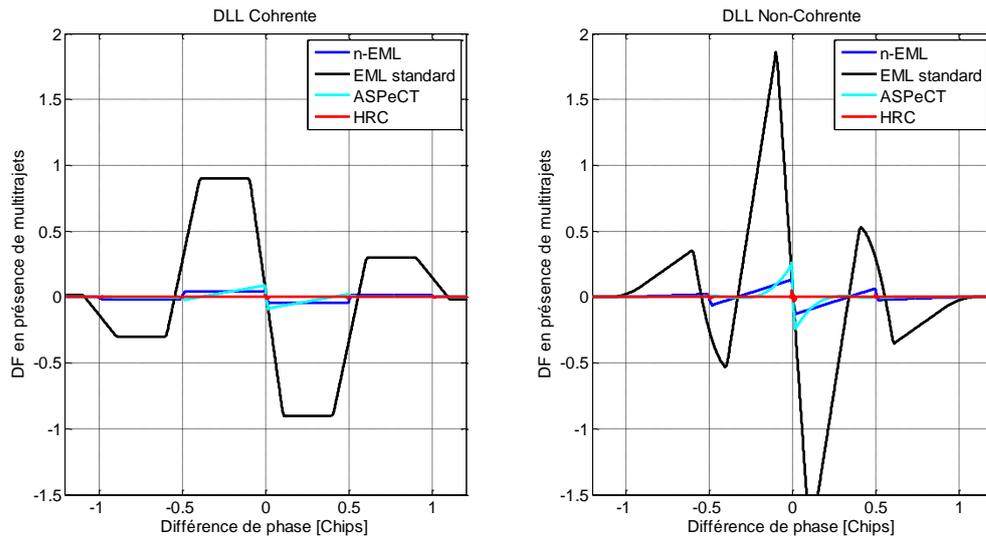


Figure III.9: DF cohérente et non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard de 0.01 et M=2 en présence des MPs

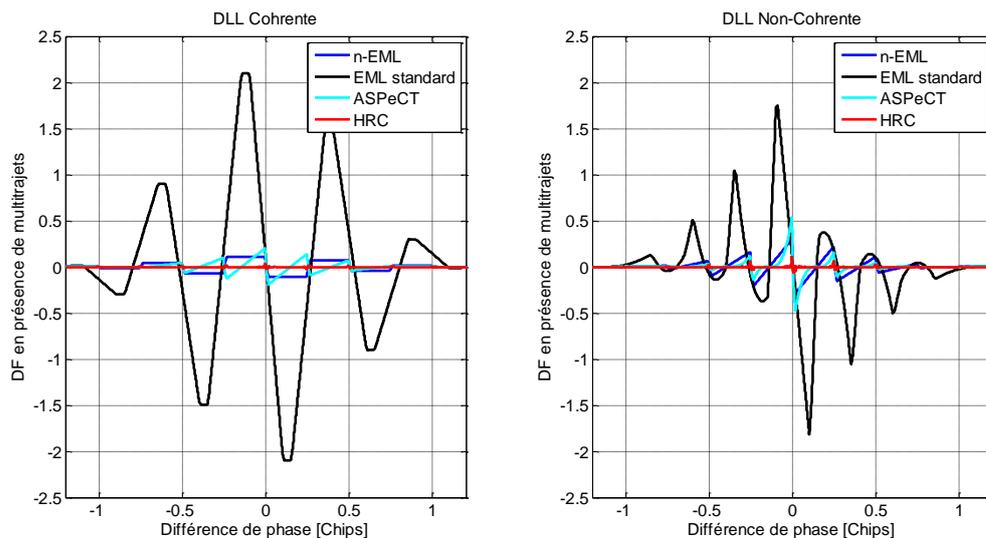


Figure III.10: DF cohérente et non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard de 0.01 et M=4 en présence des MPs

### III.3 Analyse comparative des performances

#### III.3.1 Enveloppe d'erreur de multitrajets MEE

Le tracé représentatif de l'offset de code est nommé "enveloppe d'erreur de multitrajets" (MEE, Multipath Error Envelope). L'offset de code est donc en fonction de l'amplitude, du retard et de la phase relatif du signal réfléchi par rapport au signal direct. Il est aussi en fonction de l'espacement de chip. Il donne une bonne idée de l'impact des multitrajets sur

l'erreur de poursuite de code et les performances des techniques de corrélation. Plus l'enveloppe des multitrajets est faible, meilleure est la technique de mitigation des multitrajets utilisée.

Les simulations sont effectuées en supposant que le multitrajet est maximal, c.à.d,  $\varphi_m = (0, \pi)$ , avec une amplitude relative de 0.5 et un retard relatif  $\Delta\tau_m$  variant de 0 à  $(MT_{SC} + 2\Delta\tau)$  chip. Pour obtenir la valeur des erreurs de multitrajets équivalente en mètres, on doit donc multiplier les offsets résultants en chips par la valeur 293.25.

Les figures III.11 et III.12 montrent respectivement des MEEs C-ELP et NC-ELP des signaux Sin BOC avec un ordre de modulation  $M=2$  et  $M=4$ . Nous avons pris un espacement de chip de 0.1 pour un retard relatif de  $\Delta\tau_m = 0.1$  chips pour nos simulations. On remarque que le comportement de n-EML et EML standard est presque le même. HRC est meilleur pour des multitrajets à moyen distance entre  $[50, 100]m$  et longue distance entre  $[200, 250]m$ . Il est clair qu'ASPeCT a de meilleur performance pour les moyens et longs trajets dans le cas cohérent et non cohérent.

Dans les tracés MEEs C-ELP et NC-ELP dans les figures III.15 et III.16 ,on remarque que HRC presentes des bonne performance et cela est expliqué par le fait qu'il y a peu de faux point d'accrochage ,lorsque il s'agit d'un ordre de modulation  $M$  petit et aussi l'utilisation d'un espacement de chip étroit entre les corélateur ce qui permet de commettre moins d'erreur durant la poursuite.

En diminuant l'espacement de chip a 0.01 pour un retard de 0.01 pour un ordre  $M=4$ , on voit bien que l'amplitude des multitrajets est diminuée, ainsi que le corrélateur n-EML est beaucoup meilleur en terme de MEE que le corrélateur standard qui n'est pas de tout efficace, Cependant, le HRC est meilleur pour les courts trajet et ASPeCT est plus efficace pour les moyens et long trajets.

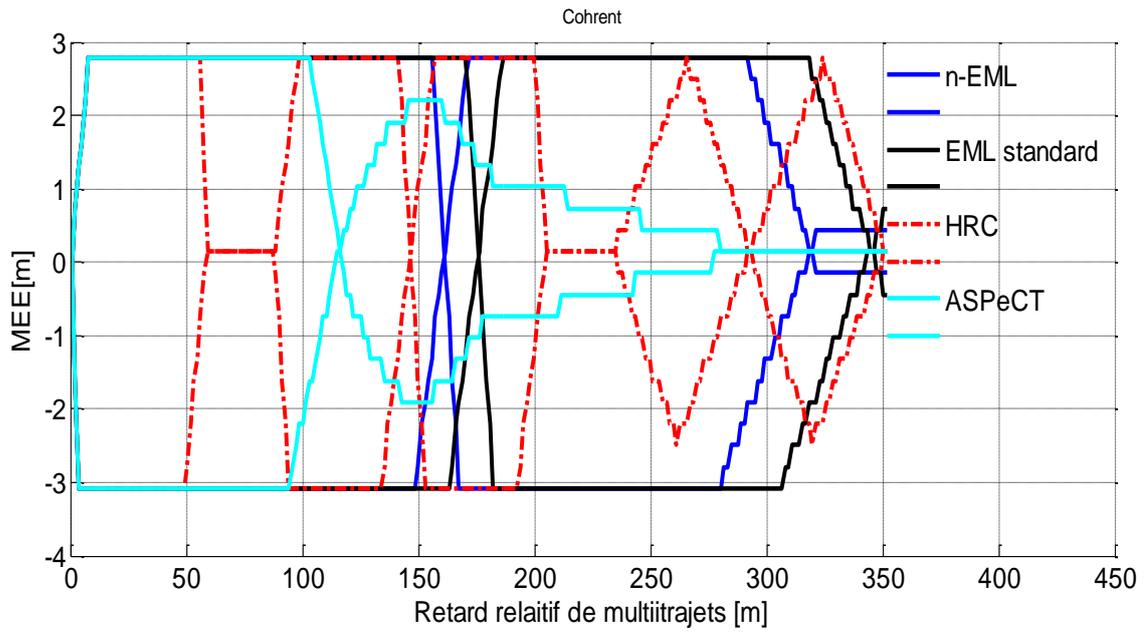


Figure III.11: MEE d'une boucle DLL cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard de 0.1 et M=2 en présence des MPs.

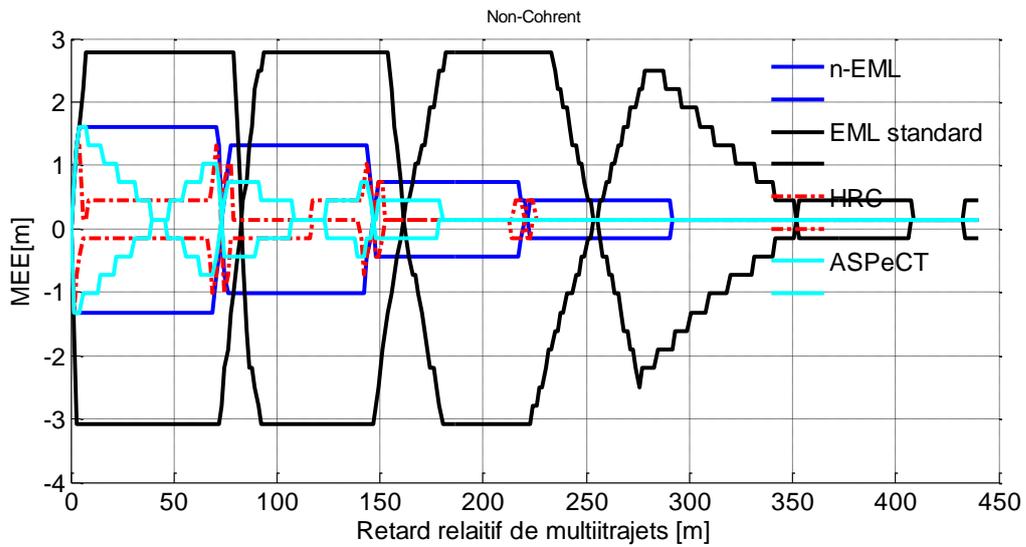


Figure III.12: MEE d'une boucle DLL non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard de 0.1 et M=2 en présence des MPs.

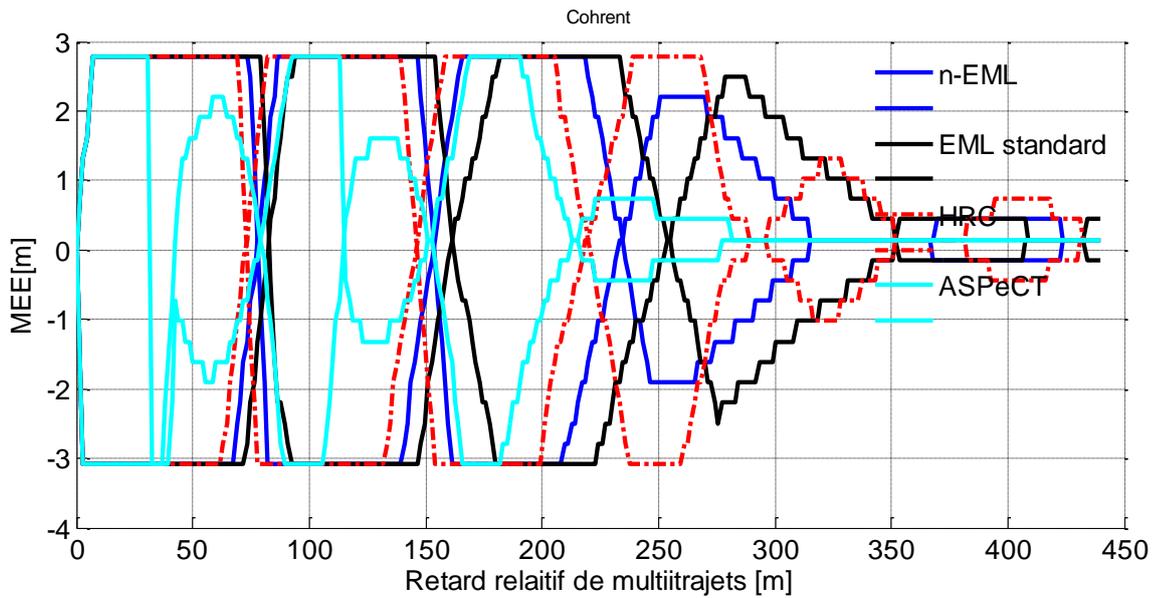


Figure III.13 : MEE d'une boucle DLL cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard de 0.1 et M=4 en présence des MPs.

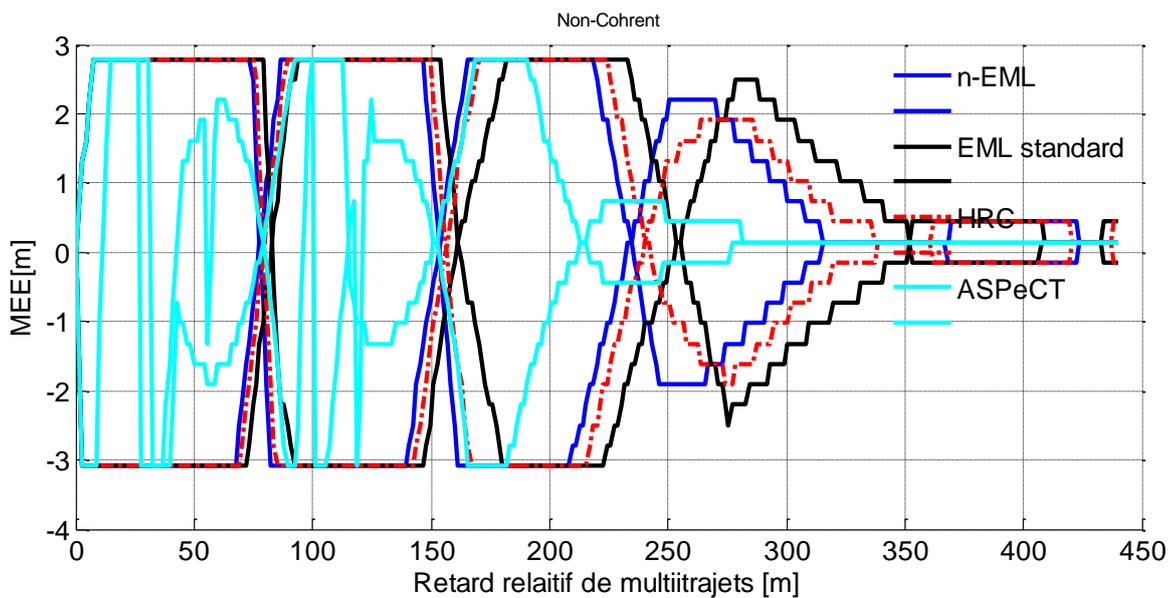


Figure III.14: MEE d'une boucle DLL non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard de 0.1 et M=4 en présence des MPs

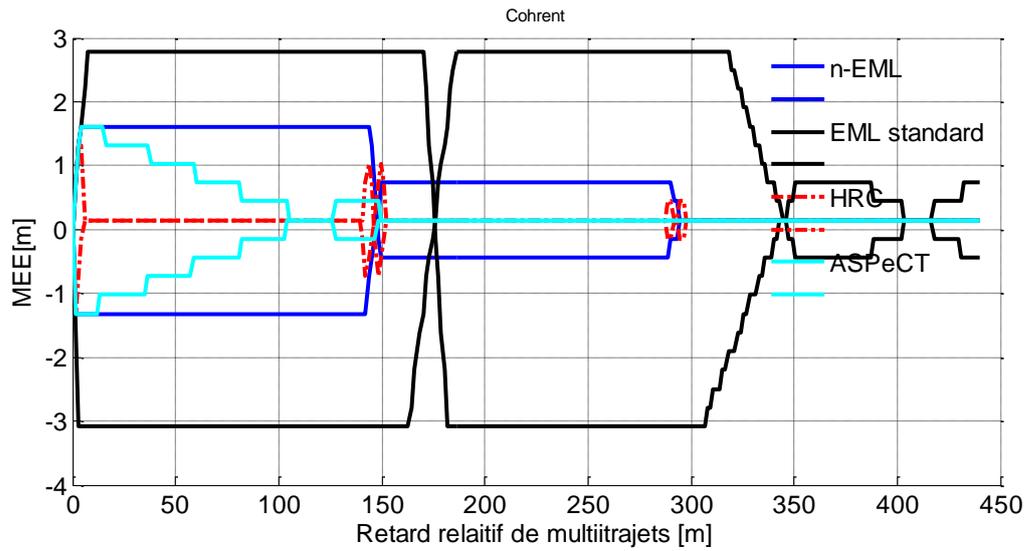


Figure III.15: MEE d'une boucle DLL cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard de 0.01 et M=2 en présence des MPs.

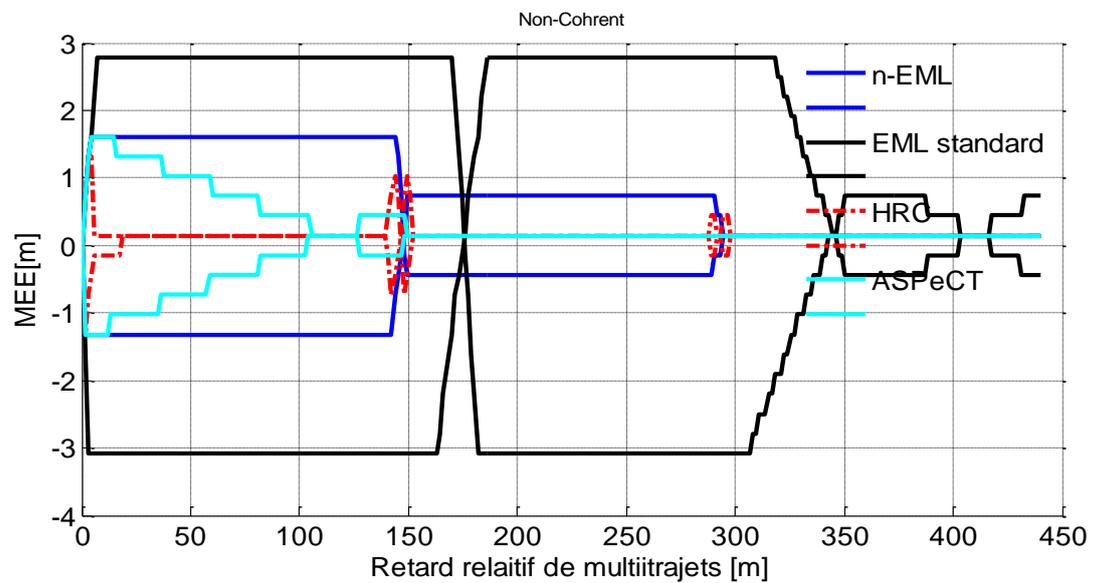


Figure III.16 : MEE d'une boucle DLL non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard de 0.01 et M=2 en présence des MPs

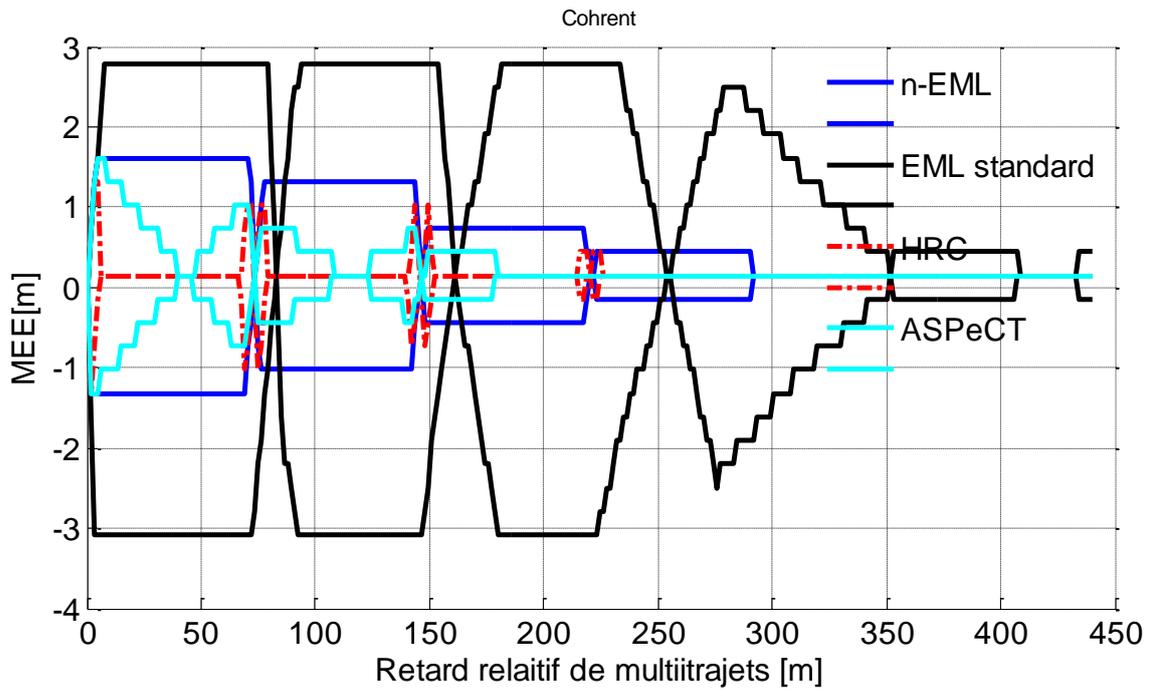


Figure III.17 : MEE d'une boucle DLL cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard de 0.01 et  $M=4$  en présence des MPs.

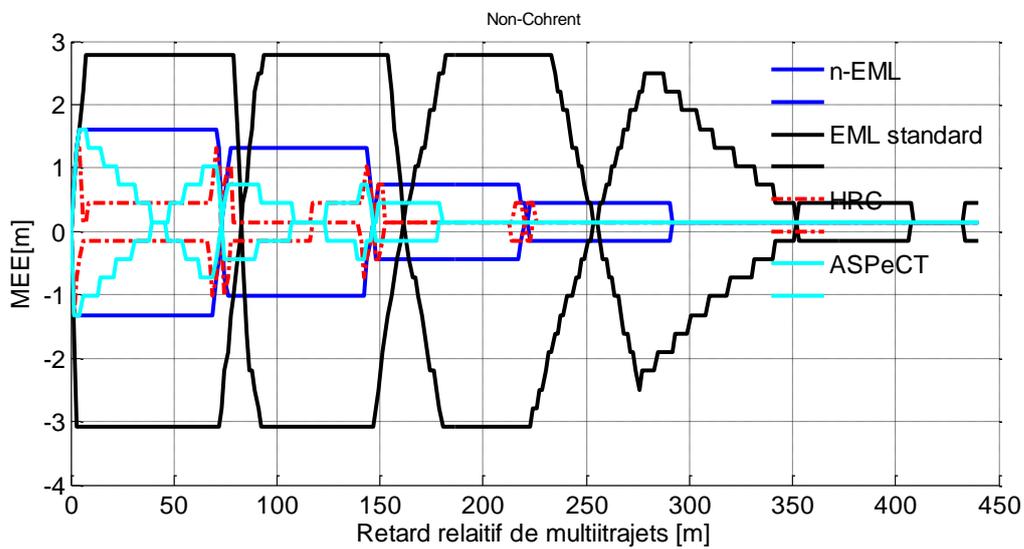


Figure III.18: MEE d'une boucle DLL non cohérente de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard de 0.01 et  $M=4$  en présence des MPs.

### III.3.2 Moyenne courante de l'erreur de multitrajets RAE

Un autre critère fiable pour analyser les performances de multitrajets est le calcul de la moyenne courante de l'erreur de multitrajets (RAE, Running Average Error). Cette dernière est la somme commutative des valeurs absolues maximales de l'enveloppe d'erreur. De bonnes performances de trajets multiples sont caractérisées par une petite valeur moyenne maximale et une convergence rapide vers zéro.

Pour un espacement de chip égal à 0.1, un retard de 0.1 et  $M=2$  et 4, respectivement. On voit que toutes les méthodes ont le même comportement pour les moyens trajets (moins de 100m). HRC a de meilleures performances pour les moyens trajets (autour de 50 m) dans le cas cohérent et ASPeCT à de meilleures performances pour les longs trajets dans le cas cohérent et non cohérent.

On remarque aussi que plus l'ordre de modulation  $M$  est grand, plus les performances de ASPeCT sont meilleures par rapport aux autres méthodes dans le cas cohérent et beaucoup plus dans le cas non cohérent.

Pour un retard plus petit, le HRC est plus efficace comme il est montré dans les figure III.21 et III.22.

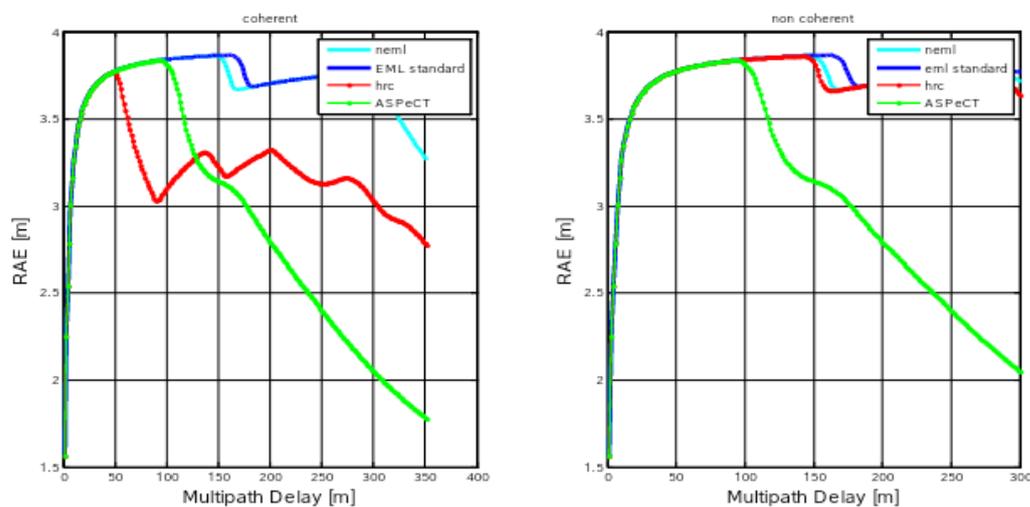


Figure III.19 : RAEs cohérent et non cohérent de  $n$ -EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard de 0.1 et  $M=2$  en présence des MPs

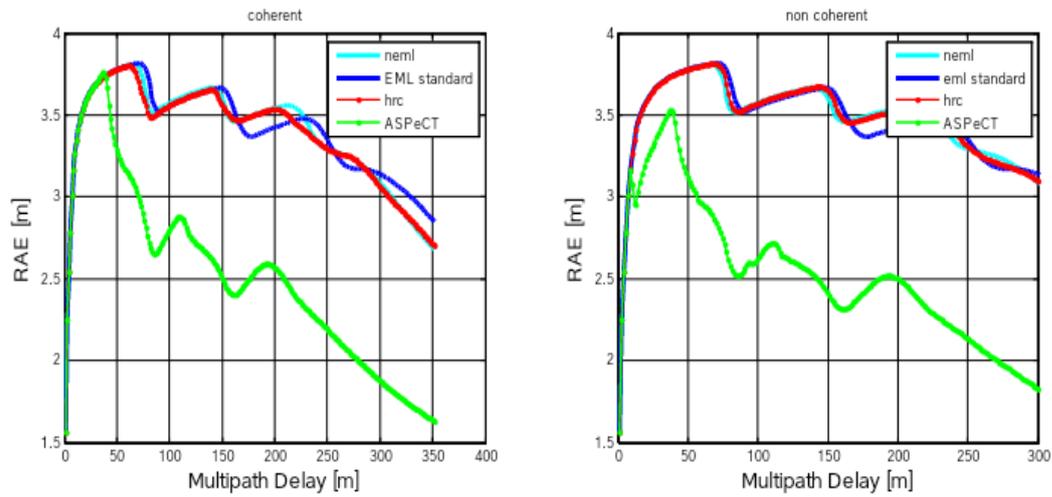


Figure III.20: RAEs cohérent et non cohérent de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard de 0.1 et M=4 en présence des MPs.

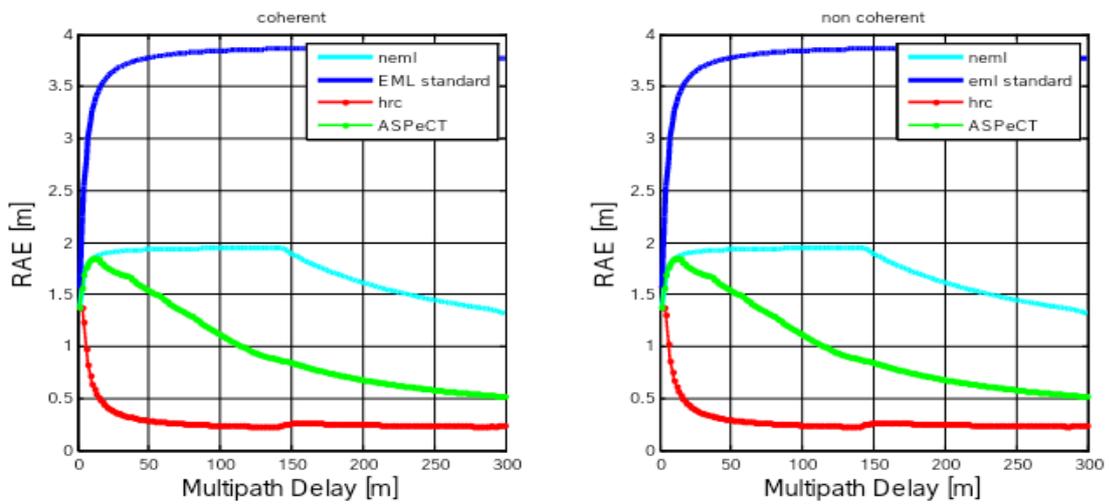


Figure III.21: RAEs cohérent et non cohérent de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard de 0.01 et M=2 en présence des MPs

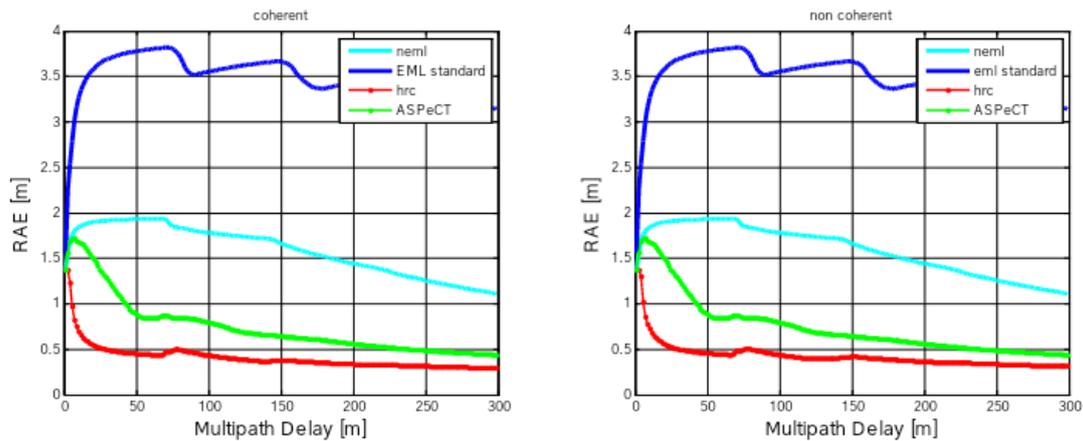


Figure III.22: RAEs cohérent et non cohérent de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard de 0.01 et  $M=4$  en présence des MPs.

### III.3.3 Racine carré de l'erreur moyenne quadratique RMSE

Un autre critère fiable qui nous permet de comparer entre les techniques de modulations en présence du bruit est la mesure de la racine carrée de l'erreur quadratique moyenne, notée RMSE. Afin de montrer l'effet du bruit sur les boucles DLLs, plus précisément son effet sur le point de verrouillage de la boucle.

Les tracés de RMSE en fonction de  $C/N_0$  pour différentes valeurs de  $M$ , espacement de chip et retard sont illustrés dans les figures III.23 jusqu'à III.26.

On tient à préciser que le rapport  $C/N_0$  sert à quantifier la qualité du signal, plus ce rapport est grand, cela veut dire que le bruit s'affaiblit.

D'après les figures III.23 jusqu'à III.26, ASPeCT présente une meilleure robustesse face aux bruits que n-EML et EML standard, de même, ces deux dernières à leurs tours sont plus performantes que HRC. Nous pouvons remarquer également que l'erreur de poursuite de code est proportionnelle à l'ordre de modulation, cela peut être justifié par le fait que l'augmentation du rapport  $M$  diminue la largeur de pic centrale ce qui permet d'avoir une zone linéaire plus étroite et moins sensible aux bruits. Cependant, les performances de ces techniques restent les mêmes dans le cas d'une boucle NC-ELP.

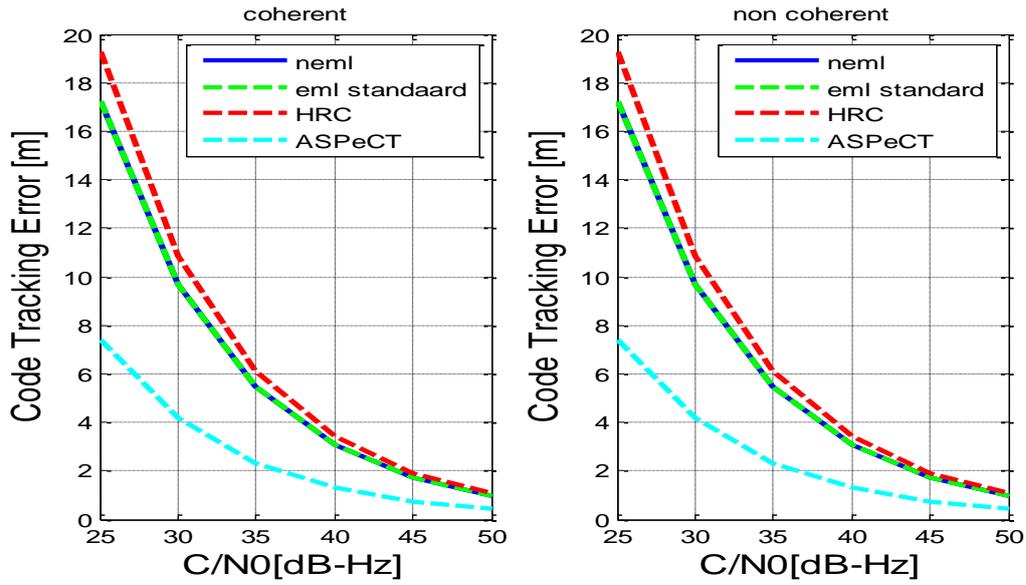


Figure III.23: RMSEs cohérent et non cohérent de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard 0.1 et M=2 en présence des MPs

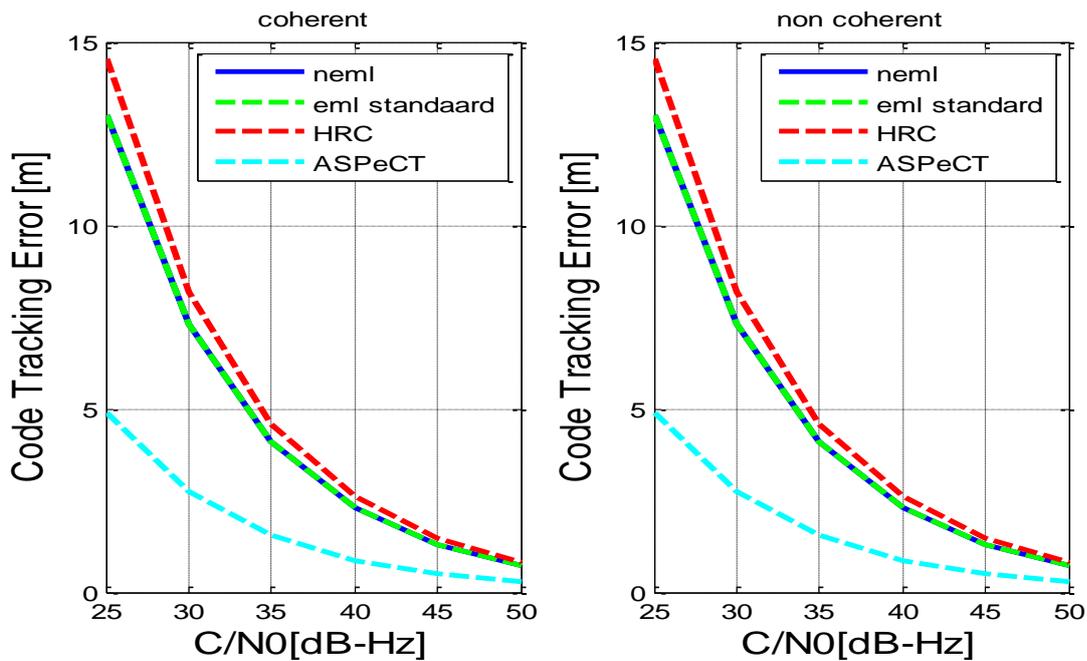


Figure III.24: RMSEs cohérent et non cohérent de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.1, un retard de 0.1 et M=4 en présence des MPs.

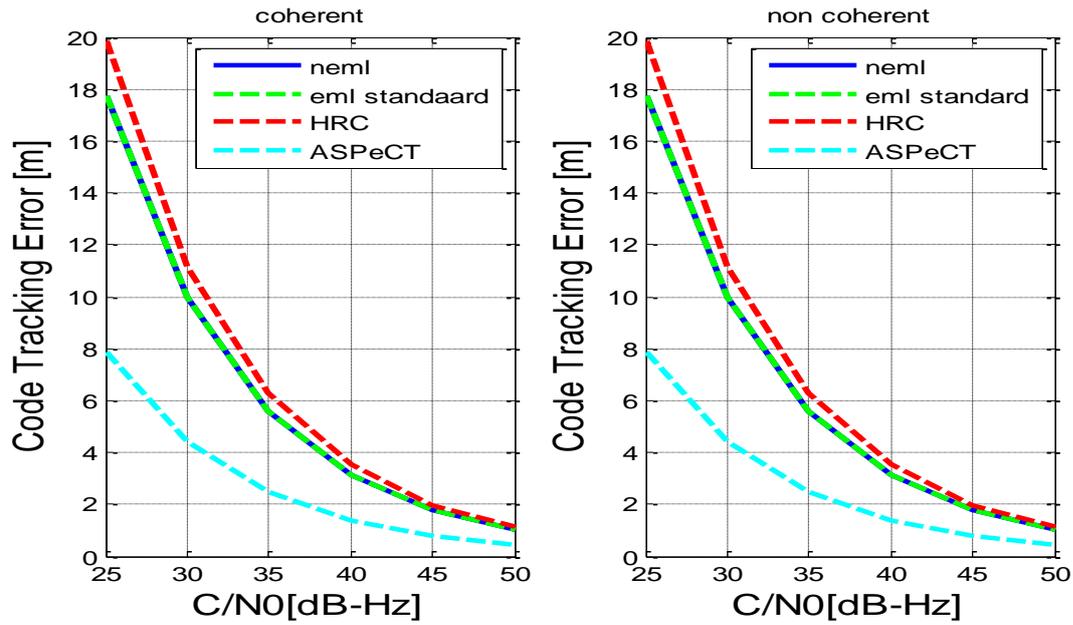


Figure III.25: RMSEs cohérent et non cohérent de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard de 0.01 et M=2 en présence des MPs.

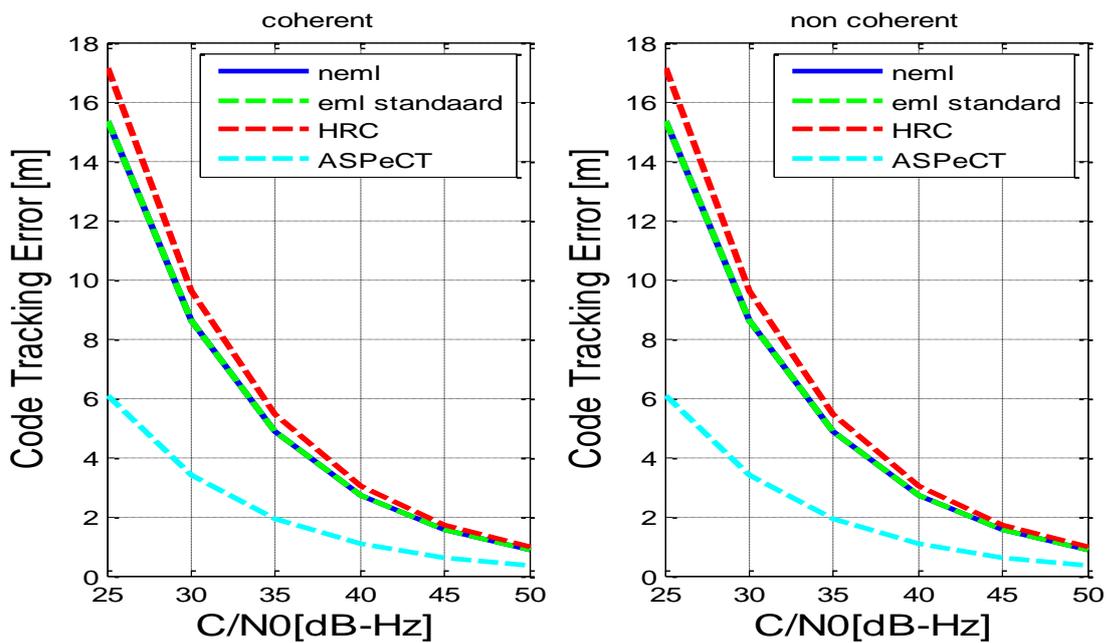


Figure III.26 : RMSEs cohérent et non cohérent de n-EML, EML standard, HRC, ASPeCT avec un espacement de chip=0.01, un retard de 0.01 et M=4 en présence des MPs.

### III.4 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons simulé et présenté en premier lieu les courbes de la fonction de corrélation CF de ASPeCT, HRC et EML pour des ordres de modulation différents. Ensuite, nous avons présenté la DF de corrélateur étroit (n-EML), standard, HRC et enfin ASPeCT dans une boucle DLL cohérente et non cohérente en absence des MPS afin de savoir laquelle possède un pic principal plus étroit et moins de pics secondaires. Nous avons pu remarquer que les pic principaux des tensions d'erreurs sont plus fins dans le cas non coherent et aussi sont moins affecté par le phenomene des MPs que ceux dans la boucle non coherente qui ont été très atténué en amplitudes sauf le EML standard qui manque de précision parceque il tends directement vers zero les erreur du aux retards des MPs .

Nous avons révélé l'influence des multitrajets spéculaires sur le positionnement d'un système GNSS en traçant les courbes des MEEs, RAEs pour chacune des méthodes citées avant. D'après les résultats obtenus, nous avons constaté que le corrélateur étroit est robuste contre les multitrajets contrairement au corrélateur standard et offre une meilleure précision en terme de poursuite. Les performances de HRC pour les cours trajet moins de 150 m se dégradent lorsque M évolue cela est dû à l'atténuation de son pic centrale affecté par l'effet des MPs contrairement à ASPeCT qui a L'enveloppe d'erreur de code qui diminue pour atteindre zéro pour les moyen et long trajets ce qui prouve que ASPeCT a un meilleur rejet des MPs. Mais ce qui n'est pas le cas lorsque l'espacement de chip et plus étroit.

En effet, une grande valeur de l'espacement de chip se traduit par une plus grande susceptibilité de la boucle de poursuite de code par rapport au MP . Donc, la précision des mesures GNSS exige un choix rigoureux de ce paramètres pour des retard relatifs très petit entre le signal LOS et le signal réfléchi, d'après les résultat de RAE , HRC est plus meilleur que ASPeCT qui est à son tour meilleur que le n-EML et il est plus pratique d'utiliser le HRC dans le cas coherent puisque il converge rapidement vers zero contrairement a ASPeCT qui est plus pratique dans le cas non coherent que dans le coherent .

Ainsi, nous avons présenté à la fin de chapitre les courbes de RMSE afin de montrer lesquels des techniques est la plus robuste face aux bruits ou nous avons constaté que ASPeCT est plus robustes face aux MPs par rapport a n-EML et EML ,et HRC qui est très très sensible.

## CONCLUSION GENERALE

Le phénomène des MPs est un phénomène très pénalisant sur les systèmes de navigation GNSS tel que le GALILEO européen. Bien que dans les autres systèmes de communications, les signaux MPs sont combinés pour produire un meilleur rapport signal sur bruit et aide par conséquent à la décision ; dans les systèmes de navigation GNSS toute différence entre les estimées du retard de propagation et de la phase de la porteuse et leurs valeurs vraies se traduit par une erreur de positionnement allant jusqu'à des dizaines de mètres.

Ce travail a pour objectif de présenter certaines méthodes déjà proposées dans la littérature pour faire face à ce problème des MPs ensuite faire une étude comparative afin d'évaluer leurs capacités à enlever le problème d'ambiguïté due aux pics secondaire du signal BOC.

Le premier chapitre résume le principe de fonctionnement du système de navigation par satellite Galileo basé sur le signal BOC. Nous avons vu aussi le principe de système de réception qui réalise le processus d'acquisition et de poursuite qui sert à estimer le temps de propagation des signaux reçus qui sont souvent accompagnés des erreurs dues principalement aux multi trajets.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté quelques méthodes de mitigation des multi trajets en commençant par la n-EML, corrélateur double delta amélioré HRC, ASPeCT, PCF et finalement la BPSK-Like. Ensuite, nous avons analysé leur efficacité à pouvoir éliminer les pics secondaires qui constituent des points de faux verrouillage.

Finalement, dans le dernier chapitre nous avons simulé la fonction de corrélation et la fonction discriminatoire afin de voir l'allure et le comportement des corrélateurs n-EML, EML, HRC et ASPeCT. Ensuite, une étude et analyse des performance ont été faites pour ces techniques en termes de l'enveloppe d'erreur des multitrajets MEE, RAE et le RMSE. Nous avons constaté que le corrélateur étroit permet beaucoup plus de précision par rapport au corrélateur standard voire même plus robuste aux multitrajets, comme on a pu constater aussi que HRC a de meilleures performances pour les courts et les moyens trajets par rapport a ASPeCT qui est efficace pour les longs et moyens trajets ; mais le HRC est plus sensible aux MPs.

En effet , les pics secondaires des signaux BOC et surtout avec la présence des multitrajets rendent la poursuite plus difficile et complexe surtout dans les courts trajets (milieux urbains) et reste un obstacle pour une meilleure localisation.

Les résultats de ce modeste travail constituent les bases d'un travail à poursuivre et à améliorer pour une étude beaucoup plus approfondie. Nous envisageons comme perspectives de faire une étude sur les performances de de ces méthodes et même d'autre techniques sur un signal modulé en CosBOC.



## BIBLIOGRAPHIE

- [1] P. Bosser, *GNSS : Systèmes Globaux De Positionnement Par Satellite*, 2013.
- [2] K. Muthuraman, S. Shanmugam, and G. Lachapelle., "Evaluation of Data/Pilot Tracking Algorithms for GPS L2C Signals Using Software Receiver," . 2007.
- [3] S. Zitouni, "Développement de Techniques d'Amélioration de Précision de localisation dans les Systèmes de navigation par satellites en Appliquant des méthodes de Modulation Efficaces,". Thèse Doctorat. Université. Abderrahmane Mira- Bejaia, 2015.
- [4] B.Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger, and E. Wasle, "GNSS--global navigation satellite systems: GPS, GLONASS, Galileo, and more," ed Springer Wein NewYork: Springer, 2007.
- [5] G.Gao, J.Spilker, T.Walter, P.Enge, and T.Pratt, "Code Generation Scheme and Property Analysis of Broadcast Galileo L1 and E6 Signals," presented at the the 19th International Technical Meeting the Satellite Division of The Institute of Navigation, Fort Worth, Sep 2006.
- [6] S.Wallner, J.Avila-Rodriguez, J.Won, G.Hein, and J.Issler, "Revised PR Code Structures for Gali E1 OS," presented at the Proceedings of the 21<sup>st</sup>International Technical Meeting of the Satelli Division of The Institute of Navigation, Savannah, Sep 2008.
- [7] Betz, J W and Goldstein, D B., "Modulation Designs for a Fourth Signal within L1 and L2 Bands" January 2002. Proceedings of The Institute of Navigation's National Technical Meeting.
- [8] Kaplan, E. D., and C. J. Hegarty: *Understanding GPS: Principals and Applications*, (Second Edition), Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [9] J. B. W., "Binary offset carrier modulations for radionavigation," *Journal of the Institute Navigation*, vol. 48, 2002.
- [10] G. Usha, C. S. Prabha, and D. V. B. S. S. Indira, "Simulation and Analysis of Binary for Modernize Global Navigation Satellite Systems," *International Journal of Engineering Research and Applicatio (IJERA)*, vol. 2, May- Jun 2012 2012.
- [11] Rouabah.Khaled., "Etude et Amélioration des Performances des boucles de poursuite de code dans les Récepteurs de Navigation Galileo en Présence de Trajectoires Multiples," Thèse Doctorat. Université Farhat Abbas-Setif, 2015.
- [12] Betz, J W and Bedford, Massachusetts., "Binary Offset Carrier Modulations for Radionavigation. "NAVIGATION: Journal of The Institute of Navigation, 2002, Issue No. 4, Vol. Vol. 48, pp. 227-246
- [13] Rouabah, Khaled and Chikouche, Djamel., "GPS/Galileo Multipath Detection and Mitigation Using Closed-Form Solutions ." *Mathematical Problems in Engineering*, September 3, 2009, Vol. 2009. 106870.
- [14] Nunes, Fernando D., Sousa, Fernando M. G et Leitão, José M. N., "Multipath mitigation technique for BOC signals using gating functions." ESTEC, Noordwijk : Navigation User Equipment Technologies, NAVITEC, 2004.
- [15] J.Winkel, " Modeling and Simulating GNSS Signal Structures and Receivers," Ph.DThesis, Federa Armed Forces Munich, Werner-Heisenberg-Weg 39, D-85577, 2000.

- [16] Z. Khezzar, "Acquisition Rapide des Signaux GNSS Par un Récepteur Logiciel," Thèse Doctorat. Université de Batna.
- [17] Thèse, ROCHE, S., Méthodes de poursuite de phase pour signaux GNSS multifréquence en environnement dégradé, 2013.
- [18] Bradford, W Parkinson and James, J Spikler., *Global Positioning System: Theory and applications. 1996*. s.l. : Spikler. American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996.
- [19] M. Irsigler, "Multipath Propagation, Mitigation and Monitoring in the Light of Galileo and the Modernized GPS," ph. D Thesis, 2008.
- [20] L.J.Garin, "The "Shapping Correlator" Novel Multipath Mitigation Technique Applicable to GALILEO BOC(1,1) Modulation Waveforms in High Volume Markets," presented at the The European Navigation Conference,, 2005.
- [21] G.A.McGraw and M.S.Braasch, "GNSS multipath mitigation using gated and high resolution correlator concepts," *Proceedings of the ION National Technical Meeting* pp. 333-342, January 1999.
- [22] J. Wu and A. G. Dempster , "Unambiguous Double Delta Discriminator for sine-phased BOC(n,n) receiver, " *J. Global Positioning Syst.*, vol.10, no 2, pp. 149-156,2011.
- [23] O. Julien, C Macabiau, M. Cannon, G. Lachapelle. ASPeCT: Unambiguous Sine-BOC(n,n) acquisition tracking technique for navigation applications. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2007, 43 (1), pp 150-162.
- [24] Z. Yao, "A Pseudo Correlation Function Based Unambiguous Tracking Technique for Sine-BOC Signals," *Submitted to IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2008.
- [25] Burian ,Lohan E.S., Renfors M., "BPSK-like Methods for Hybrid-Search Acquisition of Galileo Signal ". *IEEE ICC'06* , June 2006.
- [26] R. Lahaye,S Ladet ., "Les principes du positionnement par satellite :GNSS," *.Le cahier des techniques de l'INRA*,2014.











