

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



Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Projet de Fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master télécommunication
Option : réseaux et télécommunications

Thème

Étude Comparative de modulations des signaux de radionavigation par satellite

Présenté par

AHFIR Abdelouhab

BENSAFIA Badreddine

Devant le jury composé de :

Mr. ALLICHE. A	Président	Université A. Mira Bejaia
Mme. ACHOUR.Y	Examineur	Université A. Mira Bejaia
Mme ZITOUNI. S	Encadreur	Université A. Mira Bejaia
Mr KHIRDINNE. A	Co-Encadreur	Université A. Mira Bejaia

Année universitaire : 2018/2019

Remerciements

Ce jour marque la fin d'une longue période d'étude à l'université de Bejaia. Au terme de notre formation en générale et notre projet de fin d'étude en Particulier,

Nous tenons tout d'abord à remercier Allah le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce Modeste travail.

En second lieu, nous tenons à remercier notre encadrant Mme. Zitouni Sihem, pour l'orientation, la confiance, la patience qui ont constitué un apport considérable sans lequel ce travail n'aurait pas pu être mené au bon port.

Nos sincères et chaleureux remerciements à Mr. KHIRDDINE, pour son aide, son appui moral, et ses qualités humaines.

Nos remerciements vont aussi à Monsieur ALLICHE.A et Mme. ACHOUR.Y pour avoir accepté d'être les examinateurs de notre thème et pour leur intérêt dans notre travail.

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements à tous les professeurs qui nous ont enseigné et qui par leurs compétences nous ont soutenu dans la poursuite de nos études.

Enfin, on remercie tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce travail.

Dédicace

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 (Lounes, Samir, Khaled, Nadjim)

A mes très chères sœurs (Hanifa, Samia, Lilia)

Mes anges (Asma, Adem, Aya, Mayas)

A mon binôme «BENSAFIA BADREDDINE» et toute sa famille.

A tous mes amis : Halim, Amar, Smail, Hocine. Anis, Nacer, karimou, Mounir

A toute la promotion Télécom.

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

A la mémoire de mon grand père

AHFIR ABDELOUHAB

Dédicace

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 (Hillal, Abdessamed)

A mon binôme «AHFIR ABDELOUHAB» et toute sa famille.

A tous mes amis : Mazigh, Meziane, Lamine, Walid, Farhat, Anis, Yacine, Kiki, Houcine, Abdelhak.

A toute la promotion Télécom.

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

BENSAFIA BADREDDINE

Table des matières

Liste des figures	IV
Liste des tableaux	VII
Liste d'abréviations	VIII
Introduction générale	1
Chapitre 1 Généralités sur les systèmes GNSS	3
1.1 Introduction	3
1.2 Les différents Systèmes GNSS	3
1.2.1 Système GPS	3
1.2.1.1 Bref historique	3
1.2.1.2 Description	3
1.2.1.3 Les services du GPS	5
1.2.2 Système GALILEO	5
1.2.2.1 Bref historique	5
1.2.2.2 Description	5
1.2.2.3 Les services GALILEO	7
1.2.3 Système GLONASS	7
1.2.3.1 Bref historique	7
1.2.3.2 Description	7
1.2.4 Système COMPASS-BeiDou	8
1.2.4.1 Bref historique	8
1.2.4.2 Description	8
1.3 Structure des signaux GNSS	8
1.3.1 Nouveaux signaux du GPS modernisé	10
1.3.2 Signaux GALILEO	12
1.3.3 Signaux GLONASS	13
1.3.4 Signaux COMPASS	14
1.4 Conclusion	15
Chapitre 2 Les techniques de modulations GNSS	16
2.1. Introduction	16
2.2. Nouvelles techniques de modulations des signaux GNSS	16
2.2.1. Modulation PSK (Phase Shift Keying)	16
2.2.2. Modulation BOC (Binary Offset Carrier)	18

2.2.2.1.	Densité spectrale de puissance des signaux BOC.....	19
2.2.2.2.	Fonction de corrélation des signaux BOC.....	20
2.2.3.	Modulation MBOC (Multiplexed BOC).....	21
2.2.3.1.	Implémentation de MBOC	22
2.2.3.1.1.	Implémentation CBOC.....	23
2.2.3.1.2.	Implémentation TMBOC	25
2.2.3.2.	Fonction de corrélation des signaux MBOC	26
2.2.4.	Modulation ALTBOC	27
2.3.	Conclusion.....	29
	Chapitre 3 Réception des signaux GNSS et l'influence des multitrajets	30
3.1.	Introduction	30
3.2.	Les récepteurs GNSS.....	30
3.2.1.	Architecture d'un récepteur GNSS.....	30
3.2.1.1.	Antenne	31
3.2.1.2.	Étage Radio Fréquence	31
3.2.1.3.	Étage de traitement du signal	31
3.2.1.4.	Calcul de navigation	32
3.2.1.4.1.	Détermination de la position.....	32
3.3.	Principe de corrélation	33
3.4.	Operations réalisés par un récepteur GNSS	34
3.4.1.	Acquisition des signaux GNSS	34
3.4.1.1.	Principe de l'acquisition.....	34
3.4.2.	Poursuite des signaux GNSS.....	35
3.4.2.1.	Boucle de poursuite de code DLL	36
3.4.2.2.	Boucle de poursuite de phase PLL	38
3.5.	Les sources d'erreurs	39
3.5.1.	Les effets atmosphériques	39
3.5.2.	Erreurs d'horloge.....	39
3.5.3.	Effet Doppler	39
3.5.4.	Multitrajets MPs.....	40
3.6.	Influence des multitrajets	41
3.6.1.	Influence des multitrajets sur la CF.....	41
3.6.2.	Influence des multitrajets sur les boucles DLL _s	42
3.7.	Caractéristiques des signaux multitrajets.....	43
3.8.	Conclusion.....	44

Chapitre 4 Simulations et étude comparative	45
4.1. Introduction	45
4.2. Les codes PRN	45
4.2.1. Génération du code C/A.....	45
4.2.2. Propriétés de corrélation des codes C/A	47
4.3. Simulations et étude comparative entre les signaux GNSS	48
4.3.1. Densité spectrale de puissance	48
4.3.2. Etude temporelle des signaux GNSS	51
4.3.2.1. Fonctions de corrélation	51
4.3.2.2. La fonction discriminatrice en absence des multitrajets	53
4.3.2.3. Fonction discriminatrice en présence des multitrajets	56
4.3.3. Racine carré de l'erreur moyenne quadratique.....	59
4.3.4. Taux d'erreur binaire	60
4.4. Conclusion.....	61
Conclusion générale	62
Bibliographie	64

Liste des figures

Fig. 1.1 : Architecture de système GPS.	4
Fig. 1.2 : La constellation des satellites GPS.	4
Fig. 1.3 : Répartition des stations sol GPS.	5
Fig. 1.4 : Constellation satellitaire du système GALILEO.	6
Fig. 1.5 : Répartition des stations sol GALILEO.	6
Fig. 1.6 : Structure des signaux GNSS.	9
Fig. 1.7 : Bandes fréquentielle des systemes GNSS.	9
Fig. 2.1 : Diagramme bloc de génération d'un signal L1.	17
Fig. 2.2 : Densité spectrale d'un signal BPSK(1).	18
Fig. 2.3 : Génération des signaux satellitaires modulés en BOC.	19
Fig. 2.4 : DSPs des signaux BPSK(1), BOC(1,1) et BOC (15, 2,5).	20
Fig. 2.5 : CFs des signaux BPSK et BOC pour M=2, 4 et 12.	21
Fig. 2.6 : DSPs des signaux BOCs(1,1) et MBOC.	22
Fig. 2.7 : Génération de la sous-porteuse en phase (D).	23
Fig. 2.8 : Une période de période des sous-porteuses : (a) en phase (b) antiphase avec $\alpha = 1 - \zeta$, $\beta = \zeta$ [11].	24
Fig. 2.9 : Exemple d'un TMBOC(6,1,1/11) dans les composantes P et D.	26
Fig. 2.10 : CFs des signaux BOC(1,1) et CBOC(6,1,1/11).	26
Fig. 2.11 : CFs des différentes implémentations CBOC et TMBOC.	27
Fig. 2.12 : Forme des sous-porteuses $ScPt$ et $Scdt$	29
Fig. 2.13 : Spectre des signaux GALILEO dans la bande E5.	29
Fig. 3.1 : Architecture d'un récepteur GNSS.	31
Fig. 3.2 : Fonction d'un canal de réception.	32
Fig. 3.3 : Principe de trilatération avec la nécessité d'un quatrième satellite.	32
Fig. 3.4 : Grille temps/fréquence dans le processus d'acquisition.	35
Fig. 3.5 : Schéma bloc de l'étape de poursuite.	36
Fig. 3.6 : Corrélation Early, Late et Prompt.	36
Fig. 3.7 : Construction de la tension d'erreur où $CS = \Delta\tau$ est l'espacement chips.	37
Fig. 3.8 : Tensions d'erreurs des signaux BPSK et BOCs.	38
Fig. 3.9 : Schéma bloc d'une boucle PLL générique.	38
Fig. 3.10 : L'impact de l'effet Doppler sur la porteuse et le code PRN.	40

Fig. 3.11 : Illustration du phénomène de multitrajets.	40
Fig. 3.12 : Réflexion spéculaire et diffuse.....	41
Fig. 3.13 : Forme de la CF en présence d'un multitrajet spéculaire en phase.....	42
Fig. 3.14 : Tension d'erreur avec et sans multitrajets.	42
Fig. 3.15 : MEE en fonction de l'amplitude de trajet réfléchi avec un espacement	43
Fig. 3.16 : MEE pour différentes valeurs de l'espacement chips.	44
Fig. 4. 1 : Générateur de code C/A pour le satellite numéro 10.	46
Fig. 4. 2 : Exemple d'un code C/A GPS : (a) code PRN (b) séquence PRN.	47
Fig. 4. 3 : Fonction d'autocorrélation de code C/A associé au satellite n°10.....	47
Fig. 4. 4 : Vue agrandie de la fonction d'autocorrélation de code C/A.	48
Fig. 4. 5 : Intercorrélation entre les codes n°9 et n°10.....	48
Fig. 4. 6 : DSP des signaux BPSK(1) et BPSK(10).....	49
Fig. 4. 7 : Comparaison entre les DSP des signaux BPSK(1) et BOC(1,1).	49
Fig. 4. 8 : DSP normalisée des signaux BPSK et BOC.....	50
Fig. 4. 9 : DSP des signaux BOC(10,5), BOC(15,2.5) en sinus et en cosinus.	50
Fig. 4. 10 : DSP normalisée des signaux BOCs(1,1), MBOC(6,1,1/11) et MBOC(6,1,4/33).	51
Fig. 4. 11 : CF des signaux BPSK, BOCs et BOCc pour M=2 et M=4.	52
Fig. 4. 12 : CF normalisée des signaux, BOCs et BOCc M=12.	52
Fig. 4. 13 : CF _s normalisées des signaux BOCs et MBOC.	53
Fig. 4. 14 : DF d'un signal BOCs(1,1) avec un espacement chip Cs=0.2.....	53
Fig. 4. 15 : DF d'une DLL C-ELP et NC-ELP pour un signal BOCs(1,1).	54
Fig. 4. 16 : DF d'un signal BOCs(1,1) pour différentes valeurs de Cs.	54
Fig. 4. 17 : DF C-ELP des signaux BPSK, BOCs et BOCc, Cs=0.1.	55
Fig. 4. 18 : DF C-ELP des signaux BOCc(1,1) et TBOC, Cs=0.1.....	55
Fig. 4. 19 : CF de BOCs(1,1) en présence de multitrajets spéculaire : (a) en phase (b) en opposition de phase Cr=0.3, SMR=0,5.....	56
Fig. 4. 20 : CF de BOCs(1,1) pour différentes valeurs de retard Cr, SMR=0.5.....	56
Fig. 4. 21 : DF BOCs(1,1) en présence d'un multitrajet spéculaire en phase	57
Fig. 4. 22 : DF BOCs(1,1) en présence des multitrajets en phase pour différentes valeurs de Cr, Cs=0.3, SMR=0.5.	58
Fig. 4. 23 : DF BOCs(1,1) en présence des multitrajets en phase pour différentes valeurs de SMR, Cs=0.3, Cr=0.5.	58
Fig. 4. 24 : MEE et RAE des signaux BPSK, BOCs avec Cs=0.1, SMR=0.5.	59
Fig. 4. 25 : MEEs et RAEs des signaux BPSK, BOCs, BOCc et MBOC, Cs=0.1, SMR=0.5.....	59

Fig. 4. 26 : RMSE des signaux BPSK, BOCs, BOCc, CBOC et TMBOC	60
Fig. 4. 27 : Taux d'erreur binaire des signaux BPSK, BOC et MBOC.	61

Liste des tableaux

TAB. 1.1 : Les différentes fréquences porteuses du système GPS.....	10
TAB. 1.2 : Les différentes fréquences porteuses du système GALILEO.	12
TAB. 1.3 : Les différents codes GALILEO et les services associés.....	13
TAB. 1.4 : Les différentes fréquences porteuses du système GLONASS.	14
TAB. 1.5 : Les différentes fréquences porteuses du système COMPASS	14
TAB. 4. 1 : Valeurs de phase de code pour les 10 premiers satellites.	46

Liste des abréviations

ALTBOC	Alternative Binary Offset Carrier
BER	Bit Error Rate
BOC	Binary Offset Carrier
BPSK	Binary Phase Shift Keying
C/A	Coarse Acquisition
CBOC	Composite Binary Offset Carrier
CDMA	Code Division Multiple Access
CE	European Community
CS	Commercial Service
DF	Discrimination Function
DLL	Delay Lock Loop
DSP	Densité spectrale de puissance
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
FDMA	Frequency Division Multiple Access
GCC	Galileo Control Center
GLONASS	GLObalnaya Navigatsionnaya Spoutnikovaya Sistema
GNSS	Global Navigation Satellite System
GPS	Global Positioning System
LOS	Line Of Sight
MBOC	Multiplexed Binary Offset Carrier
MEE	Multipath Error Envelope
MP	Multipath
NAVSATR	NAVigation System with Time And Ranging
OS	Open Service
PNT	Positioning Navigation and Timing
PPS	Precise Positioning Service
PRN	Pseudo-Random Noise
PRS	Public Regulated Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RAE	Running Average Error

RMSE	Root Mean Square Error
SMR	Signal to Multipath Ratio
SoL	Safety of Life
SPS	Standard Positioning Service
TMBOC	Time-Multiplexed Binary Offset Carrier
TTC	Telemetry Tracking and Command
URSS	Union of Soviet Socialist Republics
VCO	Voltage Controlled Oscillator

Introduction générale

L'histoire de la navigation par satellites a commencé dans les années 70 avec le développement du système GPS américain et considérablement évolué jusqu'à nos jours avec l'apparition et le déploiement d'autres systèmes de navigation permettant à un récepteur GNSS de calculer sa position à tout moment et à l'importe quel endroit.

Le fonctionnement d'un système GNSS (GPS, Galileo...etc.) est basé sur trois segments : le segment spatiale, le segment de contrôle et les segments utilisateurs qui disposant des récepteurs GNSS, le segment spatial est composé de l'ensemble de la constellation de satellites qui sont répartis sur un certain nombre d'orbites afin d'assurer une couverture globale de la surface du globe terrestre. La maintenance est la mise à jour de la constellation est assuré par les segments de contrôles au sol, ces derniers sont également responsable de la mise à jour des corrections d'horloge ainsi que les éphémérides [1].

Les satellites de la constellation émettent en permanence des signaux à destination des utilisateurs, ces signaux sont modulés par différentes techniques de modulations. En effet, l'ancien système GPS utilise la modulation BPSK pour transmettre les signaux, ces derniers sont des signaux déterministes constitué d'une séquence connue (code PRN), mais avec le développement de système European GALILEO, les signaux GNSS ont bénéficié de nouvelles techniques comme par exemple la modulation BOCcos, BOCsin, MBOC, et ALTBOC qui offrent de meilleurs performances à la réception, et une meilleur résistances en présence de certains sources d'erreurs comme les multitrajets et le bruit [10, 11].

À la réception de signal 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 [2]. Si la présence de signal associé au satellite est confirmé, le signal est alors traité dans chaque canal afin d'initialiser les processus d'acquisition et de poursuite par les boucles DLLs et PLLs visant à estimer le retard temporel de code et le déphasage fréquentiel du signal reçu dû au déplacement du satellite pour extraire les informations utiles. Malheureusement, le calcul de la position est souvent accompagné par des erreurs dues souvent aux multitrajets, la présence des multitrajets affecte non seulement la CF des signaux, mais aussi la fonction discriminatrice DF des boucles, ce qui conduit à des erreurs de positionnement [5].

Notre travail est présenté sur quatre chapitres, le premier chapitre est consacré à la présentation des différents systèmes GNSS ainsi que la structure des signaux transmis, les ondes porteuses et les codes PRN qui sont mis en jeu l'hors de l'émission des signaux.

Dans le deuxième chapitre, nous interprétons les différentes techniques de modulations utilisées dans les systèmes GNSS. Ensuite, nous exposerons les différents avantages que représente la modulation BOC et ses variantes par rapport l'ancienne modulation de phase PSK.

Dans le troisième chapitre, nous expliquons par détails l'architecture d'un récepteur GNSS, les opérations d'acquisition et de poursuite et l'influence des multitrajets sur les performances des signaux, plus précisément son influence sur les circuits de poursuite de code.

Enfin, la partie simulation est présentée dans le quatrième chapitre ou nous allons exposer les résultats des simulations numériques. Dans un premier lieu, nous commencerons par la génération de code PRN. Ensuite nous allons comparer entre les différentes techniques de modulations en termes de la fonction de corrélation, l'occupation spectrale, la fonction discriminatrice, l'enveloppe et la moyenne courante de l'erreur afin de valider l'analyse théorique développée dans la partie théorique.

Chapitre 1 : Généralités sur les systèmes GNSS

1.1 Introduction

On appelle GNSS (Global Navigation Satellite System) l'ensemble des systèmes de positionnement par satellite en constellation basés sur l'émission des signaux satellitaires et fournissent une couverture mondiale. L'objectif d'un système GNSS est de fournir à un récepteur GNSS sa position, sa vitesse avec une très grande précision n'importe quand et n'importe où sur la surface de terre. Les applications des systèmes GNSS sont multiples.

Ce chapitre décrit fondamentalement les différents systèmes GNSS qui sont en cours de développement et les caractéristiques des signaux satellitaires transmis ainsi que les différentes bandes de fréquences, les codes et les messages de navigation caractérisant chaque système.

1.2 Les différents Systèmes GNSS

1.2.1 Système GPS

1.2.1.1 Bref historique

Après le lancement du programme Transit par l'US Navy, l'histoire de la navigation par satellite a commencé. Transit était un système utilisant sept satellites en constellation à basse altitude de 1100 km. Malheureusement, le nombre de satellites n'est pas suffisant, donc l'utilisateur devait attendre parfois des dizaines de minutes pour pouvoir calculer sa position. Malgré tout, l'idée était très prometteuse ce qui a encouragé le département de la défense américain à développer un système de localisation beaucoup plus performant et d'une couverture mondiale. Le nom complet donné à ce système est : NAVSTAR (NAVigation System with Time And Ranging) plus couramment appelé GPS. L'architecture de base du GPS fut adoptée en 1973 et le premier satellite a été lancé en 1978. Le système a été déclaré opérationnel en 1995 [1].

1.2.1.2 Description

GPS permet d'assurer des services de positionnement, de navigation et de référence temporelle dit « services PNT » (Positioning, Navigation, and Timing) [1]. L'architecture de

base de système GPS est composée de trois segments : segment spatial, segment de contrôle et segment utilisateur comme illustré à la figure ci-dessus.

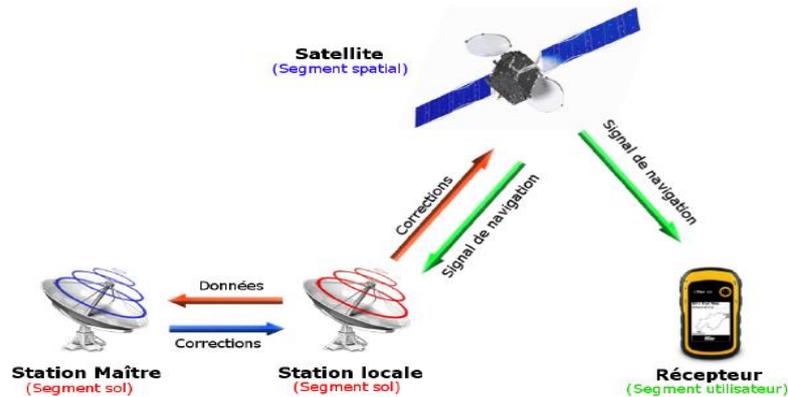


Fig. 1.1 : Architecture de système GPS [1].

- **Segment spatial**

Le segment spatial est composé d'une constellation de satellites répartis sur 6 plans orbitaux inclinés de 55° par rapport à l'équateur terrestre. Les satellites suivent une orbite quasi-circulaire d'environ 20200 km qu'ils parcourent en 11h58m02s [1]. Initialement, la constellation est constituée de 24 satellites, mais actuellement la constellation GPS est atteinte 27 satellites.

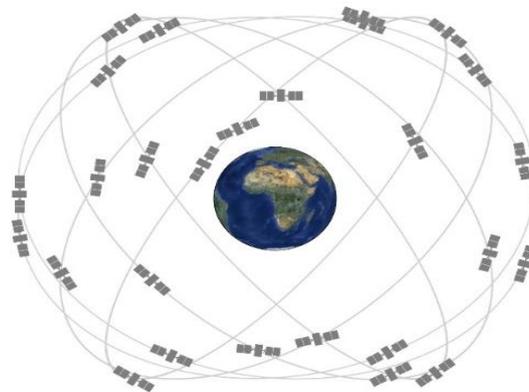


Fig. 1.2 : La constellation des satellites GPS [1].

- **Segment de contrôle**

Le segment de contrôle est constitué de 5 stations sol qui sont situées à Hawaï, Ascension, Diego Garcia et Kwajalein comme l'illustre la figure 1.3. Ces stations assurent la construction, le lancement, la position orbitale et la surveillance de chacun des satellites du système et de la constellation. La gestion de l'ensemble de ces stations est effectuée par une station maitresse en les envoyant les diverses corrections d'horloge et les éphémérides à transmettre aux satellites de la constellation pour assurer le bon fonctionnement du système.



Fig. 1.3 : Répartition des stations sol GPS [2].

- **Segment utilisateur**

Le segment utilisateur est composé de tout utilisateur muni d'un récepteur GPS qui reçoit les signaux provenant des satellites dans le but de mesurer les distances qui le sépare des satellites en visibilité afin de calculer avec précision sa position.

1.2.1.3 Les services du GPS

Deux services de positionnement distincts sont fournis aux utilisateurs par le système GPS à savoir [2] :

- **Le SPS (Standard Positioning Service)** : c'est un service gratuit et anonyme accessible à tout utilisateur disposant d'un récepteur GPS.
- **Le PPS (Precise Positioning Service)** : c'est le service de positionnement précis, destiné aux forces armées des Etats-Unis et à leurs alliés et qui nécessite les clés des décryptages.

1.2.2 Système GALILEO

1.2.2.1 Bref historique

Le système GPS est sous contrôle militaire et cette situation pourrait être stratégiquement dangereuse pour l'Europe ce qui l'a poussé à développer son propre système appelé GALILEO. Le nouveau projet GALILEO est développé conjointement par l'agence spatiale européenne (ASE) et la communauté européenne (CE) en 1990. Les premiers satellites de test, Giove «A» et Giove «B» ont été lancés en 2005 et en 2008 [3]. GALILEO est basé sur la même technologie que le GPS et offre un degré de précision similaire, voire supérieur, en raison de la structure de la constellation et des systèmes terrestres de contrôle.

1.2.2.2 Description

GALILEO s'appuie sur la même technologie que GPS, notamment avec trois segments performants qui utilisent des services de positionnement multiples, sécurisés, confidentiels, précis et indépendamment des autres systèmes de navigation.

✓ Segment spatial

Il est composé de 30 satellites répartis sur 3 orbites comme il est illustré dans la figure 1.4. Ces orbites sont situées à 23222 Km d'altitude ou la période de révolution de chaque satellite est de 14h21min. Donc chaque orbite possède 9 satellites opérationnels et 1 satellite de secours. Les plans orbitaux sont inclinés de 56° par rapport à l'équateur terrestre. Cette inclinaison a été choisie afin de garantir une couverture pour les zones qui sont peu couvertes par le système GPS.



Fig. 1.4 : Constellation satellitaire du système GALILEO.

✓ Segment sol et contrôle

Le segment de contrôle du système GALILEO est composé de :

- 02 centres de contrôle GCC (Galileo Control Center) permettant le contrôle de la constellation Galileo et assurer la gestion du système de navigation.
- 05 stations TTC (Telemetry Tracking and Command) et 10 stations de transmissions de données vers les satellites.
- 40 stations de réception et de transmission des signaux vers les centres de contrôle.

La figure 1.5 montre la répartition des différentes stations de contrôle du système GALILEO.



Fig. 1.5 : Répartition des stations sol GALILEO [2].

1.2.2.3 Les services GALILEO

Contrairement au GPS, GALILEO peut fournir de nombreux services tels que :

- *Le service OS (Open Service)* : service gratuit offert à tous les utilisateurs civils.
- *Le service CS (Commercial Service)* : service payant à accès contrôlé et garantie de services pour les applications commerciales.
- *Le service SoL (Safety of Life)* : service de sûreté de la vie est un service destiné aux groupes d'utilisateurs spécifiques tels que les hôpitaux, les pompiers.
- *Le service PRS (Public Regulated Service)* : ce service est crypté est destiné aux applications gouvernementales.
- *Le service SAR (Search And Rescue)* : service d'aide à la recherche et au sauvetage permet d'identifier et de localiser les signaux de détresse.

1.2.3 Système GLONASS

1.2.3.1 Bref historique

GLONASS (GLObalnaya Navigatsionnaya Spoutnikovaya Sistema en russe) est un système de positionnement global par satellite développé par L'URSS dans le but de fournir la position ainsi la vitesse qui devait être utilisé pour les applications militaires et le guidage des missiles balistiques pendant la guerre froide et maintenu par la Russie depuis la chute de bloc soviétique. Le projet GLONASS a été lancé en 1976, le premier satellite de la constellation a été lancé en 12 octobre 1982 [3]. La constellation est complète avec 24 satellites en orbite en novembre 1995. Malheureusement, en raison de la faible durée de vie des satellites et la situation économique de la Russie, il ne reste plus que 6 satellites en orbite en octobre 2000. En 2001, le projet GLONASS a été relancé avec la conception de nouveaux satellites plus fiables et avec une durée de vie plus longue, à la fin de l'année 2011 GLONASS a été déclaré opérationnel avec une constellation complète de 31 satellites dont 24 sont opérationnels [3].

1.2.3.2 Description

Tout comme les autres systèmes de navigation, GLONASS est composé également de trois segments qui ont pour but d'assurer le bon fonctionnement du système.

✓ Segment spatial

Le secteur spatial est composé de 24 satellites placés sur des orbites quasi-circulaires avec une altitude de 19100 Km ou la période de révolution de chaque satellite est de 11 h 15 min 44s. Les plans orbitaux sont inclinés de 64,8° par rapport au plan équateur. Cette constellation permet d'assurer la visibilité d'au moins 5 satellites sur 99% de la surface de la terre [3].

✓ Segment contrôle :

Il est constitué actuellement de 3 stations :

- Une station de contrôle qui est située en Banlieue de Moscou
- Une station de synchronisation temporelle qui est chargée d'assurer la synchronisation des horloges des satellites avec l'échelle de temps GLONASS
- Quatre stations de suivi qui permettent la surveillance et le suivi des satellites de la constellation.

✓ Segment utilisateur

Comme pour le GPS, le segment utilisateur de GLONASS regroupe l'ensemble de tous les utilisateurs civils et militaires. GLONASS permet à tous les utilisateurs qui disposeront des récepteurs de bénéficier de deux types de services équivalents, SPS et PPS équivalents aux services proposés par le système GPS.

1.2.4 Système COMPASS-BeiDou**1.2.4.1 Bref historique**

Le projet Compass aussi appelé Beidou a été lancé au début des années 1980. Les premiers satellites furent lancés entre 2000 et 2003, en 2012, une première exploitation des mesures a été sur le territoire chinois. En 2020 Compass devrait assurer une couverture mondiale [3].

1.2.4.2 Description

Le segment spatial de COMPASS est composé de cinq satellites géostationnaires ainsi que 27 satellites situés dans des orbites quasi-circulaires avec une altitude d'environ 20500 Km. chaque satellite couvre toute la surface du globe terrestre durant une période de 12 h 38 min. Les plans orbitaux sont inclinés de 55° par rapport l'équateur. Le segment de contrôle au sol est composé de deux stations principales, deux stations de télétransmission et 30 stations de surveillance. il permet d'assurer la surveillance et la mise à jour de la constellation [3].

1.3 Structure des signaux GNSS

De manière générale, les 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 modulations. En effet, les

nouvelles techniques de modulation modernes qui ont été adopté pour les signaux rajoutent une nouvelle composante rectangulaire nommée «sous-porteuse», d’une fréquence multiple de la fréquence de la porteuse. Le chapitre 2 détaille les différentes nouvelles techniques de modulations. 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 [4]. La figure 1.6 illustre la structure des signaux GNSS.

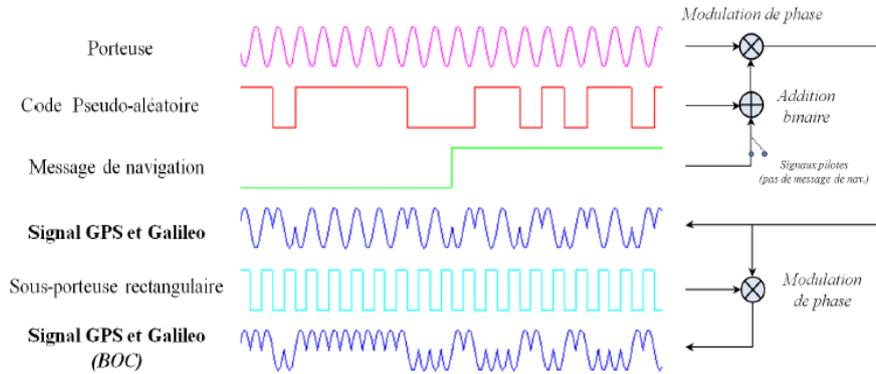


Fig. 1.6 : Structure des signaux GNSS [5].

La figure 1.7 illustre les bandes fréquentielles de différents systèmes GNSS. Cette figure montre que certains bandes sont utilisées par plusieurs services ce qui permet de garantir l’interopérabilité entre les différents systèmes.

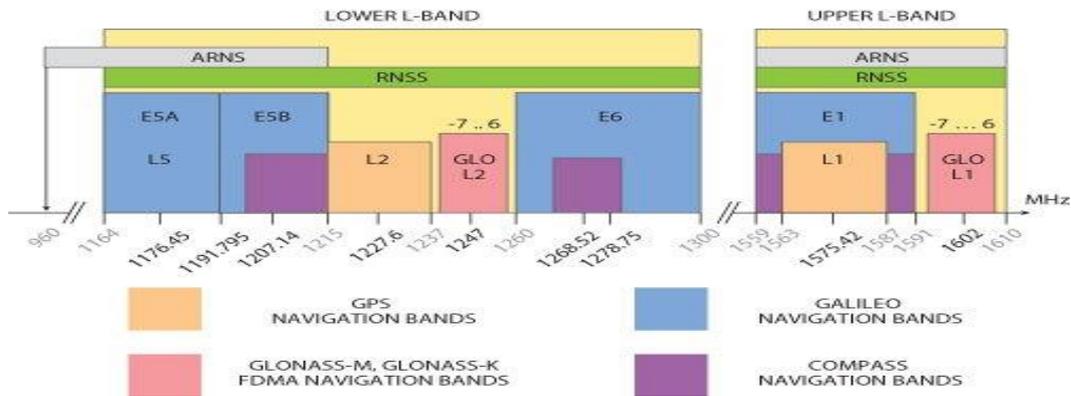


Fig. 1.7 : Bandes fréquentielle des systemes GNSS [2].

Le signal satellitaire émis par le satellite i peut s’écrire [5] :

$$s_e^i(t) = \sqrt{2P_e}d^i(t)c^i(t)x^i(t)e^{2\pi f_p^i t} \tag{1.1}$$

Avec

P_e la puissance d’émission.

$d^i(t)$ le message de navigation (avec $d^i(t) = 1$ pour un signal de type pilote).

$c^i(t)$ le code d’étalement PRN.

$x^i(t)$ la sous porteuse dans le cas des signaux modulés en BOC (Binary Offset Carrier). Dans le cas des anciens signaux modulés en PSK (Phase Shift Keying) $x^i(t) = 1$.

f_p^i la fréquence porteuse associée au satellite i .

En effet, il est possible pour un satellite donné, de véhiculer plusieurs informations grâce à une technique de modulation en quadrature qui génère le signal sur deux voies déphasées de 90° : la voie-I (In-phase) et la voie-Q (quadrature phase), cette technique apporte l'avantage de véhiculer des informations de deux services dans le même signal. Par conséquent, si le satellite i émet sur la même porteuse le service 1 sur la voie-I et le service 2 sur la voie-Q, on pourra alors écrire [6].

$$S_e^i(t) = \sqrt{2P_{e,1}^i} D_{i,1}(t) C_{i,1}(t) \cos(2\pi f_p^i t) + \sqrt{2P_{e,2}^i} D_{i,2}(t) C_{i,2}(t) \sin(2\pi f_p^i t) \quad (1.2)$$

$P_{e,k}^i, D_{e,k}, C_{e,k}$, représente respectivement la puissance d'émission, le message de navigation et le code pseudo-aléatoires associés au satellite i et au service k . Ce modèle de signal s'applique actuellement sur les signaux GPS qui sont transmis sur les bande L1 et L2 où le service PPS est porté par la voie-I et le service SPS par la voie-Q [7].

1.3.1 Nouveaux signaux du GPS modernisé

Le GPS est un succès technologique avec l'évolution de la demande des services. Un très grand nombre d'utilisateurs dans le monde utilisent cette technologie pour une très grande variété d'applications. Néanmoins, les technologies et les besoins évoluant, la nécessité de moderniser le système s'est fait ressentir.

Ondes porteuses : Au début, deux bandes de fréquence ont été réservés pour la transmission des signaux GPS autour de de fréquences porteuse L1 et L2 : L1 : (1563-1587) MHz, L2 : (1215-1240) MHz. Suite à la modernisation du système, une troisième bande a été allouée : L5 : (1164-1189) MHz. Notons que les différentes porteuses sont générées à partir d'une fréquence d'horloge appelé aussi fréquence fondamentale de système $f_0=10,23$ Mhz. Ces ondes porteuses sont modulées par des codes PRN et de message de navigation [2, 3]. Le tableau 1.1 présente les différentes fréquences porteuses utilisées par le système GPS.

Porteuse	Facteur (f_0)	Fréquence [MHz]	Longueur d'onde [cm]
L1	154	1575,42	19
L2	120	1227,60	24,4
L5	115	1176,45	25,5

TAB. 1.1 : Les différentes fréquences porteuses du système GPS.

Les codes d'étalement PRN : Tous les signaux transmis par les satellites utilisent les mêmes bandes de fréquence, grâce des codes pseudo-aléatoires PRN spécifiques pour chaque satellite de la constellation, c'est le principe de CDMA (Code Division Multiple Access) [8]. Les codes PRN sont uniques pour chaque satellite et présentent la propriété d'une bonne orthogonalité ce qui permet aux récepteurs d'accéder aux différents signaux dans la même bande sans risque d'avoir des interférences. Ces codes se composent d'éléments binaires appelés «chips» qui prennent des amplitudes -1 et +1 d'une durée T_c . Les codes PRN sont périodiques sur une période finie, appelée séquence PRN, qui se répète tous les N chips, ou N est le nombre de chips dans le code PRN [5].

Initialement, deux codes étaient disponibles pour le GPS à savoir le code (C/A) et le code (P(Y)). Suite à la modernisation du GPS, quatre codes ont été ajoutés [3] .

- **Le code C/A (Coarse Acquisition) :** c'est un code réservé aux applications civil (SPS). Il se compose d'une suite de 1023 chips de durée de 1 ms où $T_c = 1/1,023 = 0,9775 \mu s$. Alors son rythme ou taux $RC/A = 1/T_c = 1,023 MHz$. Il est transmis sur la porteuse L1.
- **Le code P(Y) :** c'est un code militaire avec une période $T_p = 1$ semaine et un rythme dix fois supérieur à celui du code C/A $R_p = 10,23 MHz$, alors la durée d'un chip est de $T_c = 1/10,23 = 9.775 ns$. Ce code est crypté il est utilisé par le service PPS, il est modulé sur les porteuses L1 et L2.
- **Le code L2C :** est un nouveau code civil, à usage commercial. Il se décompose en deux codes pseudo-aléatoires. Comme son nom l'indique, il est porté par la porteuse L2, les signaux utilisant ce code sont appelés signaux civil L2C.
- **Le code M :** avec une longueur de 1023. Il présente l'avantage par rapport au code P(Y) d'être plus rapide à analyser et un cryptage amélioré. Il est modulé sur les porteuses L1 et L2.
- **Le code L5C :** il est constitué de deux codes (L5I et L5Q) et destinés à la sûreté de la vie. Ils sont modulés sur la porteuse L5,
- **Le code L1C :** il est composé de 10230 chips. Ce code représente l'évolution du code C/A, il est modulé en BOC(1,1) sur la porteuse L1 avec le message de navigation pour former le signal civil L1C.

Le 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** : qui 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.
- **Corrections d'horloge** : permettent au récepteur de synchroniser son horloge par rapport au temps GPS.
- **Paramètres de corrections ionosphériques** : C'est les paramètres de corrections des erreurs ionosphériques qui sont transmis par les satellites et appliquées par les récepteurs.

1.3.2 Signaux GALILEO

Les satellites Galileo transmettent en permanence 10 signaux sur 3 bandes de fréquences différentes : E5 : (1164-1215) MHz, E6 : (1264-1300) MHz, E1 : (1559-1593) MHz.

Ondes porteuses : Quatre porteuses sont utilisées par le système Européen, tout comme le GPS, ces porteuses sont délivrées à partir d'une fréquence fondamentale $f_0 = 10,23$ MHz, notons que parmi ces porteuses, il existe deux porteuses qui coïncident avec les porteuses du système GPS qui sont : la porteuse E1 qui correspond à L1 et E5a qui correspond à porteuse L5 afin d'assurer la compatibilité entre les deux systèmes. Le tableau ci-dessus présente les différentes fréquences porteuses utilisées par le 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

TAB. 1.2 : Les différentes fréquences porteuses du système GALILEO.

Les codes d'étalement PRN : le système GALILEO propose plusieurs services aux utilisateurs, pour cela un grand nombre de codes de positionnement sont utilisés. Généralement les différents codes sont obtenus par la combinaison de deux codes (un code primaire à haute fréquence et un code secondaire à basse fréquence) [3]. Le tableau 1.3 représente les différents codes GALILEO avec les services associés, la longueur de chacun en chips et les différents services associés à chaque code.

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
E5b	E5a-Q	10230	100	OS, CS
	E5b-I	10230	4	OS, CS, Sol
	E5b-Q	10230	100	OS, CS, Sol

TAB. 1.3 : Les différents codes GALILEO et les services associés.

Messages de navigation : GALILEO utilise quatre types de messages, chaque message est associé à un service bien défini, contenant les informations de positionnement [3]:

- *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.

1.3.3 Signaux GLONASS

Les satellites GLONASS transmettent en permanence les signaux sur deux bandes de fréquences différentes : G1 : (1593-1610) MHz, G2 : (1237-1254) MHz, L'émission des signaux sur une troisième bande : G3 (1189-1214) MHz est actuellement en développement. La structure du signal GLONASS est différente de celle du signal GPS [9], autrement dit, la séparation des signaux sont faite par la fréquence et non par le code ou un décalage en fréquence spécifique à chaque satellite est ajouté à l'émission, ce décalage correspond à une fréquence Δf multiplié par un numéro k (k allant de -7 jusqu'à 6) propre à chaque satellite :

$$f_{G1}^k = 1602 + 0.5625 \times k \text{ MHz} \quad (1.3)$$

$$f_{G2}^k = 1246 + 0.4375 \times k \text{ MHz} \quad (1.4)$$

$$f_{G3}^k = 1206,704 + 0.43206 \times k \text{ MHz} \quad (1.5)$$

Onde porteuse : les fréquences centrales des trois bandes fréquentielle G1, G2, G3 représente les trois fréquences porteuses qui sont utilisées par le système GLONASS [3] :

Porteuse	Fréquence [MHz]	Longueur d'onde [cm]
G1	1602	18,7
G2	1246	21,1
G3	1207,704	24,9

TAB. 1.4 : Les différentes fréquences porteuses du système GLONASS.

Les codes d'étalement : Les services proposés par GLONASS sont identiques à ceux de GPS. Deux codes sont actuellement utilisés par GLONASS, par analogie avec GPS, ils sont nommés code-C/A et code-P [3] :

- **Le code C/A :** modulé sur les porteuses G1, G2, il est constitué d'une séquence de 511 chips de durée de 1 ms destiné au service SPS. Ce code est identique pour tous les satellites et la différenciation est faite en se basant sur la fréquence du signal reçu.
- **Le code P :** composé de 5110000 chips de durée de 1s. Ce code est réservé pour le service PPS, l'avantage que représente ce code par rapport au signal P(Y) du GPS est qu'il est d'une durée très courte ce qui permet une utilisation plus rapide.

Message de navigation : il est d'une durée de 2 min 30 s et composé de 7500 bits, il contient toutes les informations nécessaires au positionnement. Ces dernières sont calculées dans les centres de contrôle au sol de système puis elles sont transmises aux satellites de la constellation lorsque ceux-ci sont en communication avec les stations de contrôle au sol. Le message de navigation est diffusé avec un débit extrêmement faible, à l'ordre de 50 bits/s [5].

1.3.4 Signaux COMPASS

Ondes porteuses : Le système COMPASS utilise trois fréquences porteuses pour l'émission des signaux qui sont illustré dans le tableau 1.5 :

Porteuse	Fréquence [MHz]	Longueur d'onde [cm]
B1	1561,098	19,2
B2	1207,14	24,8
B3	1268,52	23,7

TAB. 1.5 : Les différentes fréquences porteuses du système COMPASS

Les codes d'étalement : Compass utilise trois codes PRN modulés avec différentes porteuses :

- **Le code B1** : Il existe deux types : le code B1-I et le code B1-Q porté respectivement sur les composants en phase et en quadrature de phase de signal et de longueur de 2046 chips.
- **Le code B2** : il existe aussi deux types : le code B2-I et le code B2-Q de longueur de 2046 et 10230 chips respectivement.
- **Le code B3** : ce code est composé de succession de 10230 chips.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents systèmes de positionnement GNSS tout en décrivant chacun des segments de chaque système, plus précisément, le segment spatial, segment de contrôle et le segment utilisateur. Nous avons ainsi détaillé les caractéristiques principales du système GPS actuel et modernisé, et celles du système GALILEO, COMPASS et GLONASS. L'accent a été mis sur la description générale des signaux de chaque système autrement dit, les ondes porteuses, les codes PRN et les messages de navigation. Le chapitre 2 détaille les différents signaux satellitaires.

Chapitre 2 : Les Techniques de modulations GNSS

2.1. Introduction

Le système Galileo et GPS modernisé ont bénéficiés des nouvelles techniques de modulation offrant plus de robustesse aux multitrajets et aux bruits et une meilleure isolation spectrale. En effet, l'ancien système GPS utilise la modulation PSK. Cependant, cette dernière présente certaines limitations ce qui a poussé les experts à développer des nouvelles techniques afin d'améliorer les propriétés des signaux GNSS, la modulation BOC était le point de départ vers ces nouvelles techniques.

L'objectif de ce chapitre est de décrire les différentes techniques de modulations utilisées par les différents systèmes GNSS. Nous exposerons dans un premier lieu les raisons derrière le développement de telles modulations. Ensuite nous présenterons en détails les propriétés temporelles et spectrales des signaux GNSS visant à améliorer les performances au niveau du récepteur.

2.2. Nouvelles techniques de modulations des signaux GNSS

Un élément essentiel de la modernisation du GPS et du développement de Galileo est le partage de la bande spectrale d'émissions réservées pour les différents signaux utilisés dans les systèmes GNSS dans le but d'avoir une bonne isolation spectrale et de minimiser au mieux les interférences entre les différents services. Donc il a été impératif de trouver une nouvelle technique de modulation dont le spectre serait éloigné de ceux des autres signaux existants présents déjà dans la bande, et permettra d'offrir des meilleures performances au niveau des algorithmes de traitement et de précision à la réception (le processus d'acquisition et de la poursuite comme ils seront soulignées dans le chapitre 3). De cette idée directrice est née la modulation BOC proposée à l'origine par J Betz [10].

2.2.1. Modulation PSK (Phase Shift Keying)

La modulation PSK noté aussi MDP (modulation par déplacement de phase), est une technique de modulations numériques qui permet de véhiculer de l'information binaire via la phase d'un signal de référence appelé porteuse. Dans les systèmes de positionnement par

satellite, la notation $PSK(f_c)$ ou $PSK(n)$ est utilisé pour décrire un signal satellitaire modulé en PSK avec un taux de code d'étalement multiple de la fréquence fondamentale ($f_0=1.023$ MHz) donc $f_c=n \times f_0$. On distingue aussi les modulations BPSK (Binary Phase Shift Keying) et QPSK (Quadrature Phase Shift Keying).

L'ancien système GPS utilise la modulation BPSK (BPSK(1) pour moduler le code C/A sur la porteuse L1, BPSK(10) pour moduler le code P(Y) sur les porteuses L1 et L2 et le code L5-I et L5-Q sur la porteuse L5) [11]. La modulation BPSK a deux niveaux de symboles ; 0 et 1 correspondent respectivement à la phase 0° et 180° . Chaque changement d'état du code provoque un déphasage de 180° dans la porteuse. Le code PRN (C/A ou P(Y)) est additionné avec un message de navigation (addition modulo 2). Le signal résultant est modulé en BPSK sur la fréquence porteuse L1 pour générer le signal GPS L1 [12]. La figure 2.1 représente le diagramme bloc de génération du signal L1.

Notons que la modulation BPSK est également utilisée sur la porteuse L2 où le code PRN correspond au code précis P(Y) car celui-ci est modulé sur les deux porteuses L1 et L2 contrairement au code C/A qui est modulé uniquement sur L1.

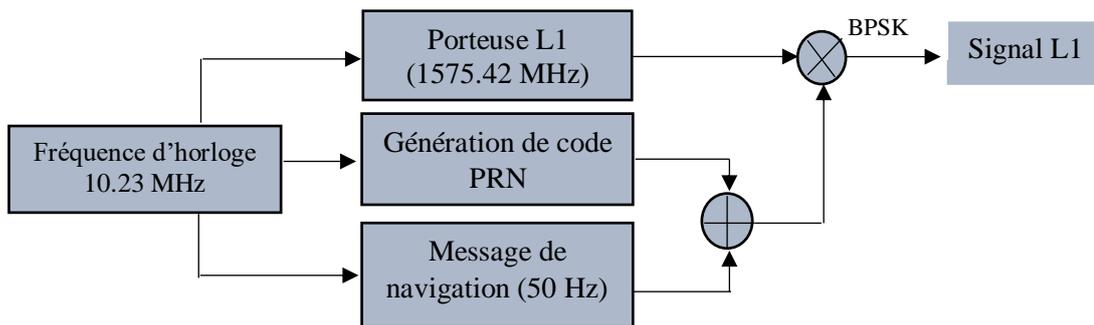


Fig. 2.1 : Diagramme bloc de génération d'un signal L1.

Pour une large bande passante, la modulation BPSK est la plus robuste aux bruits de toutes les PSK car il faut une grande déformation du signal pour que le démodulateur (au niveau du récepteur GNSS) se trompe sur le symbole reçu, comme elle offre également une résistance aux multitrajets. Cependant avec cette technique de modulation on ne peut moduler qu'un seul bit par symbole ce qui représente un inconvénient pour les applications qui nécessitent un débit binaire élevé et une bande passante limitée.

Une solution pour faire augmenter le débit binaire sans augmenter la bande passante est l'usage de la modulation QPSK qui utilise deux bits par un seul changement de phase. Le système COMPASS a adopté QPSK(2) dans les bandes B1 et B2 et QPSK(10) dans la bande B3 en utilisant CDMA [11].

L'expression de la densité spectrale de puissance, notée DSP, des signaux modulés en BPSK est de la forme :

$$S(f)_{BPSK} = \frac{1}{f_c} \text{sinc}^2(\pi f/f_c) \quad (2.1)$$

La DSP des signaux modulés en BPSK contient un lobe principal centré autour de la fréquence centrale et plusieurs lobes secondaires, comme l'illustre la figure 2.2.

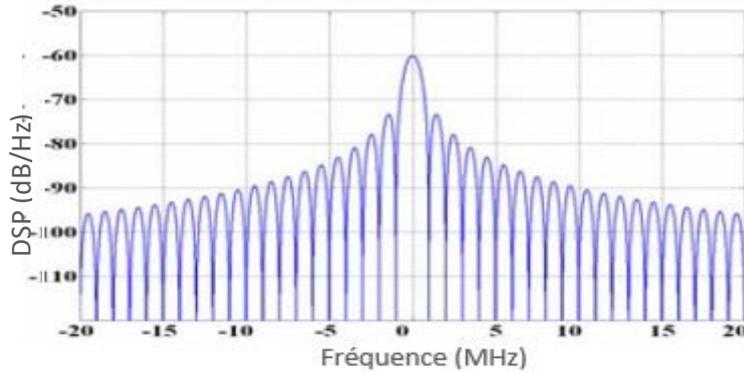


Fig. 2.2 : Densité spectrale d'un signal BPSK(1).

2.2.2. Modulation BOC (Binary Offset Carrier)

La modulation codée BOC, décrit une classe de modulations à spectre étalé, proposé l'origine par John Betz et adopté par les signaux GALILEO et GPS modernisé. La modulation BOC est en réalité une extension de la modulation BPSK où toutes les composantes BOC sont présentes à l'exception de la sous-porteuse [12]. En effet, les systèmes GALILEO et GPS modernisé utilisent des signaux modulés en BOC sur différentes porteuses avec différents paramètres pour permettre un calcul précis de la position. La modulation BOC a été créé dans le but d'améliorer les propriétés des signaux GNSS, autrement dit, la fonction de corrélation, la résistance aux bruits et aux multitrajets d'une part, et d'autre part, avoir une bonne répartition spectrale dans la bande spectrale attribué à l'émission des signaux.

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 est la fréquence fondamentale et m et n sont des entiers positifs [10, 12].

$$f_c = \frac{1}{T_c} \quad \text{et} \quad f_{sc} = \frac{1}{2T_{sc}} \quad (2.2)$$

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 caractérisé par un paramètre M appelé ordre de modulation, donné par :

$$M = 2 \frac{m}{n} \quad (2.3)$$

En effet, plus que le paramètres 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.

Un signal modulé en BOC peut être écrit comme suit :

$$S_{BOC}(t) = \sqrt{C} \cdot c(t) \cdot d(t) \cdot x(t) \cdot e^{(j2\pi f_p t + \varphi)} \quad (2.4)$$

Avec

\sqrt{C} : Amplitude du signal complexe

$d(t)$: Les données de navigation

$c(t)$: Code d'étalement PRN

$x(t)$: Sous-porteuse rectangulaire

f_p et φ 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 données par les expressions des sous porteuses suivantes [10] :

$$x_{BOC_s}(t) = \text{sign}[\sin(2\pi f_{sc} t)] \quad (2.5)$$

$$x_{BOC_c}(t) = \text{sign}[\cos(2\pi f_{sc} t)] \quad (2.6)$$

Ou $\text{sign}(\cdot)$ est l'opérateur signe. Le schéma bloc de génération des signaux BOC est donné dans la figure ci-dessus.

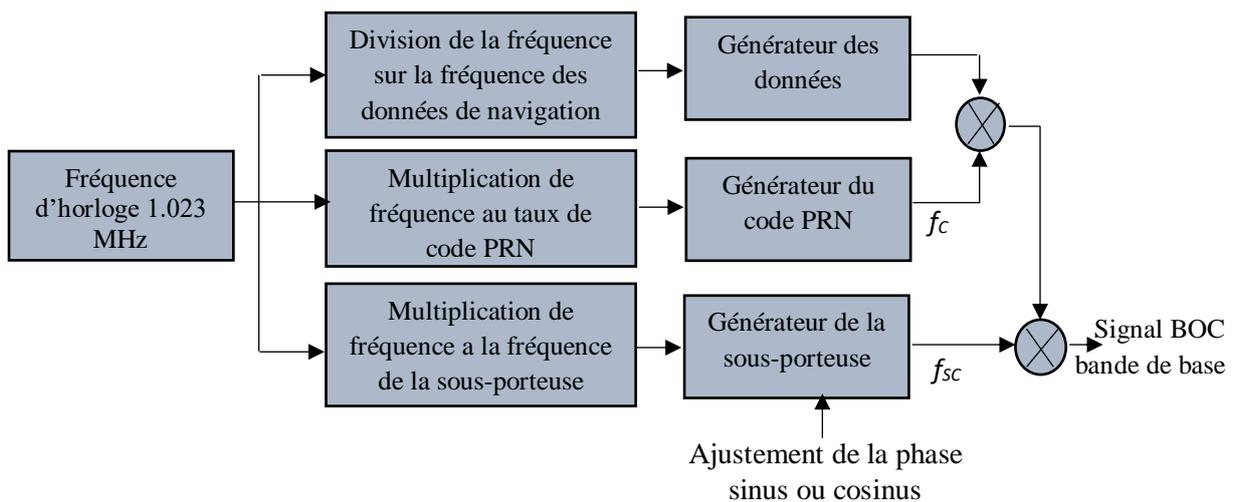


Fig. 2.3 : Génération des signaux satellitaires modulés en BOC.

2.2.2.1. Densité spectrale de puissance des signaux BOC

La multiplication par la sous-porteuse rectangulaire va avoir effet de doubler le lobe principal du spectre tout en éloignant les deux lobes résultants de la fréquence centrale

(fréquence porteuse) comme il est illustré dans la figure 2.4. Ceci va permettre d'avoir une meilleure isolation spectrale avec les signaux BPSK déjà existants dans la bande et donc la cohabitation de différents signaux émis dans la même bande fréquentielle et l'interaction entre les signaux est par conséquent minimisée.

Les expressions de la DSP des signaux modulés en BOC_s et BOC_c en fonction de la parité du paramètre M sont démontrés dans [10, 13] et données par :

$$S_{BOCs}(f) = \begin{cases} f_c \left(\frac{\sin(\frac{\pi f}{2f_{sc}}) \sin(\frac{\pi f}{f_c})}{\pi f \cos(\frac{\pi f}{2f_{sc}})} \right)^2 & \text{pour } M \text{ pair} \\ f_c \left(\frac{\sin(\frac{\pi f}{2f_{sc}}) \cos(\frac{\pi f}{f_c})}{\pi f \cos(\frac{\pi f}{2f_{sc}})} \right)^2 & \text{pour } M \text{ impair} \end{cases} \quad (2.7)$$

$$S_{BOCc}(f) = \begin{cases} f_c \left(\frac{\{\cos(\frac{\pi f}{2f_{sc}}) - 1\} \sin(\frac{\pi f}{f_c})}{\pi f \cos(\frac{\pi f}{2f_{sc}})} \right)^2 & \text{pour } M \text{ pair} \\ f_c \left(\frac{\{\cos(\frac{\pi f}{2f_{sc}}) - 1\} \cos(\frac{\pi f}{f_c})}{\pi f \cos(\frac{\pi f}{2f_{sc}})} \right)^2 & \text{pour } M \text{ impair} \end{cases} \quad (2.8)$$

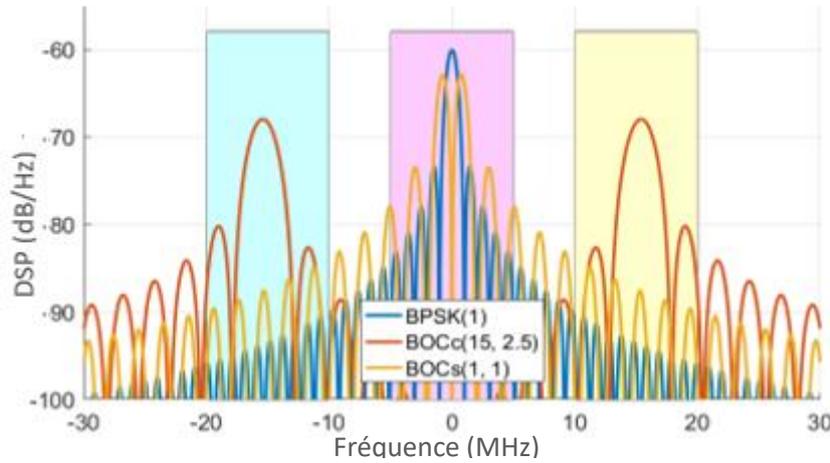


Fig. 2.4 : DSPs des signaux BPSK(1), BOC(1,1) et BOC (15, 2,5).

2.2.2.2. Fonction de corrélation des signaux BOC

La corrélation est une étape indispensable lors de la réception des signaux GNSS. En effet, les performances de traitement de signal à la réception sont fortement liées à la fonction de corrélation noté CF. En effet un pic de corrélation étroit conduit à des meilleures performances. La CF des signaux modulés en BOC dans le cas idéal est sous la forme [14]:

$$R_{BOC(m,n)}(\tau) = \sum_{-M-1}^{M-1} (M - |\tau|) \left(2Tri\left(\frac{\tau}{T_c} - 2k\right) - Tri\left(\frac{\tau}{T_c} - 2k - 1\right) - Tri\left(\frac{\tau}{T_c} - 2k + 1\right) \right) \quad (2.9)$$

$Tri(\cdot)$ étant la fonction triangle d'ouverture $2T_c$, τ est le retard sur le code généré localement et $k \in [0, M - 1]$ ou M est l'ordre de modulation. La CF des signaux BOC consiste en un jeu de

segments de ligne connectés avec des points multiples de passage par zéro et des pics secondaires. Le nombre de pics négatifs et positifs dans la CF est égal à : $2M-1$ dans la modulation BOC_s et $2M+1$ dans le cas de BOC_c, de plus, les pics sont séparés d'une durée T_{sc} . Comme l'illustre dans la figure 2.5.

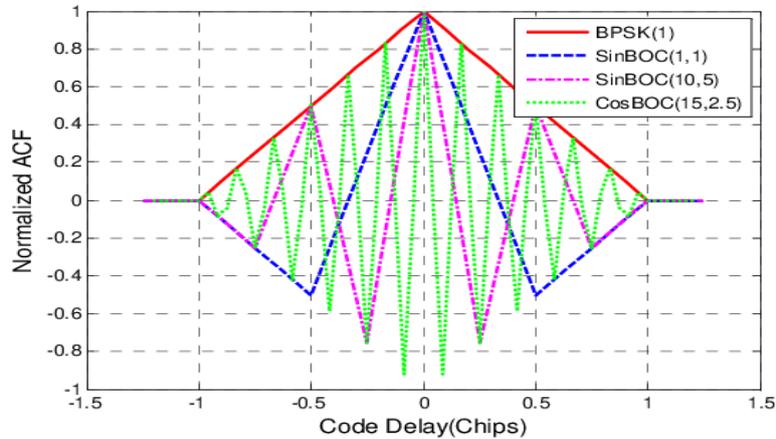


Fig. 2.5 : CFs des signaux BPSK et BOC pour $M=2, 4$ et 12 .

En examinant la figure 2.5 on peut constater que la CF de signal BPSK possède un seul pic de corrélation principal large tandis que celle des signaux BOC présente un pic principal étroit et plusieurs pics secondaires. En outre, on peut constater également que le nombre des pics secondaire et la largeur de pic principal sont proportionnels à l'ordre de modulation M . L'augmentation de paramètre M permet de faire diminuer la largeur de pic central et d'augmenter le nombre des pic secondaire. Un pic de corrélation étroit conduit à des meilleures performances en termes de la précision d'acquisition et de poursuite et de résistance aux multitrajets et aux bruits [7]. Donc la modulation BOC permet d'avoir de meilleures performances que la modulation BPSK. Malheureusement, l'apparition des pics secondaires dans la CF induit un problème d'ambiguïté au niveau du récepteur. Ce dernier point va être souligné dans le chapitre 3.

2.2.3. Modulation MBOC (Multiplexed BOC)

Le signal GPS C / A et GALILEO E1 OS sont depuis longtemps les signaux dominant sur le marché des GNSS, en raison de leurs grande simplicité. Malgré ses bonnes performances, il a été reconnu que des meilleures performances peuvent être obtenues en utilisant des nouvelles techniques de modulations qui fournissent plus de puissance dans les hautes fréquences loin de la fréquence centrale [11]. La modulation MBOC, notée $MBOC(m,n,w_2^2)$, représente la version optimisée de la modulation BOC adoptée par les nouveaux signaux GPS et GALILEO [11]. Elle spécifie le multiplexage d'une sous-porteuse de base fréquence $BOC_{sin}(n,n)$ avec une autre de haute fréquence $BOC_{sin}(m,n)$, ceci va permettre d'incrémenter

le niveau de la puissance sur les fréquences les plus élevées, comme le montre à la figure 2.6. En effet, cette propriété conduit à des meilleures performances en termes de résistance aux multitrajets et aux bruits. Elle permet également de procurer une corrélation étroite afin d'aboutir à une grande précision dans le calcul de la position de l'utilisateur [15].

L'objectif principal de l'activité commune de conception des signaux GPS et GALILEO était que la DSP des signaux MBOC soit identique pour les signaux GPS L1C et Galileo E1 OS lorsque les deux composantes pilote et données sont calculés ensemble. Ceci va permettre d'assurer une interopérabilité entre les deux systèmes en utilisant des récepteur BOC (1,1). La DSP d'un signal MBOC est la somme linéaire des DSP_s des signaux BOC_s(m,n) et BOC_s(n,n) avec différentes distributions de puissance [16] :

$$S_{MBOC}(f) = w_1^2 S_{BOC_s(n,n)}(f) + w_2^2 S_{BOC_s(m,n)}(f) \quad (2.10)$$

Où w_1 et w_2 désignent respectivement le pourcentage de puissance des composantes BOC_s(n,n) et BOC_s(m,n) par rapport à la puissance totale de signal MBOC avec $w_1^2 + w_2^2 = 1$.

La modulation MBOC(6,1,1/11) a été choisie comme une bonne candidate pour définir les signaux Galileo OS E1 et GPS L1C qui est le résultat du multiplexage d'un signal à large bande (BOC (6,1)) avec un signal à bande étroite (BOC (1,1)) de telle sorte que 1/11 de la puissance soit alloué à la composante de haute fréquence [11, 15]. La DSP des signaux MBOC(6,1,1/11) ont la forme :

$$S_{MBOC}(f) = \frac{10}{11} S_{BOC_s(n,n)}(f) + \frac{1}{11} S_{BOC_s(m,n)}(f) \quad (2.11)$$

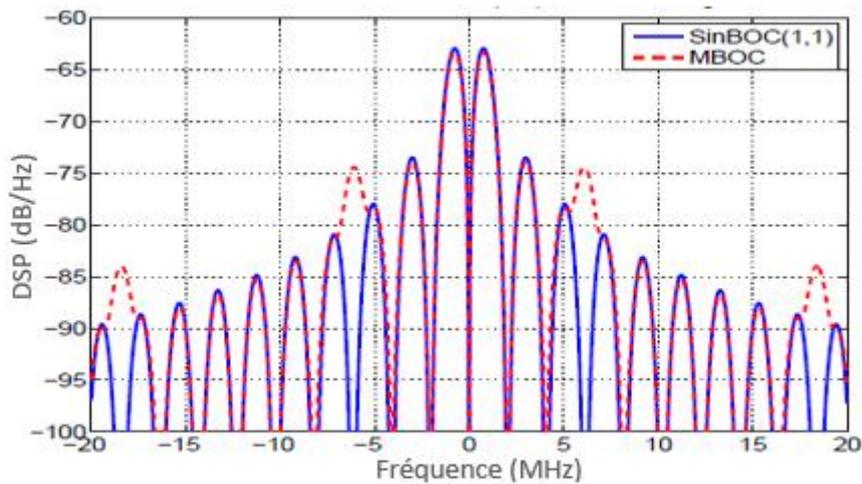


Fig. 2.6 : DSPs des signaux BOCs(1,1) et MBOC [11].

2.2.3.1. Implémentation de MBOC

En effet, il existe deux implémentations dans le domaine temporel pour produire un spectre MBOC(6,1,1/11) : une implémentation CBOC (Composite BOC) et une implémentation TMBOC (Time-Multiplexed BOC).

2.2.3.1.1. Implémentation CBOC

La modulation CBOC, notée $CBOC(m, n, \zeta, \sigma_k)$ est actuellement la modulation spécifiée pour le service ouvert Galileo E1 OS. Elle est basée sur la somme ou la différence pondérée de deux sous-porteuses, $BOC_s(n, n)$ et $BOC_s(m, n)$. En effet ce service possède deux canaux :

- un canal de données (D) modulé via la modulation CBOC $(m, n, \zeta, +)$ où les deux sous-porteuses BOC sont pondérées et additionnées. La sous porteuse résultante dans ce cas est appelé en phase
- un canal pilote (P) modulé via la modulation CBOC $(m, n, \zeta, -)$ où les deux sous-porteuses BOC sont pondérées et soustraites. La sous porteuse résultante dans ce cas est appelé en opposition de phase [17]

Dans les deux cas, la somme pondérée des deux sous-porteuses donne une sous-porteuse à 4 niveaux, comme illustre les figures 2.7 et 2.8 [18]. Les signaux modulés en CBOC pour les deux canaux pilote et donnée peuvent s'écrire comme suit :

$$S^k_{CBOC(m,n,\zeta,\sigma_k)}(t) = c(t) \cdot d(t) \gamma_k \cdot x^k_{CBOC}(t) \quad (2.12)$$

Avec

$c(t)$: le code PRN,

$d(t)$: le message de navigation ($d(t)=1$ pour un canal pilote),

$\sqrt{1-\zeta}$ et ζ : des coefficients de puissance définissent l'allocation de puissance à chaque composante ($\sqrt{1-\zeta} < \sqrt{\zeta}$),

ζ : le facteur de pondération,

γ_k : la fraction d'allocation de puissance,

σ_k : il définit le signe de la composante $BOC_{\sin}(m, n)$ tel que $\sigma_k = \pm 1$,

$x^k_{CBOC}(t)$: la sous-porteuse du signal CBOC qui est la somme pondéré des sous-porteuses $BOC_{\sin}(m, n)$ et $BOC_{\sin}(n, n)$. Elle peut être exprimé pour le canal P et D comme suit [16] :

$$x^k_{CBOC}(t) = \sqrt{1-\zeta} \text{sign}[\sin(2\pi f_0 t)] + \sigma_k \sqrt{\zeta} \text{sign}[\sin(12\pi f_0 t)] \quad (2.13)$$

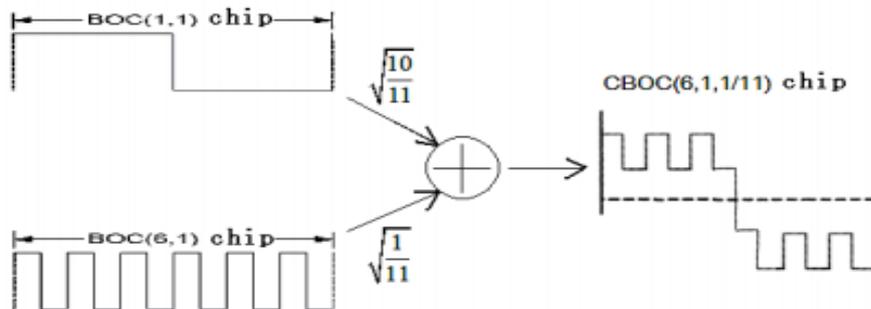


Fig. 2.7 : Génération de la sous-porteuse en phase (D) [11].

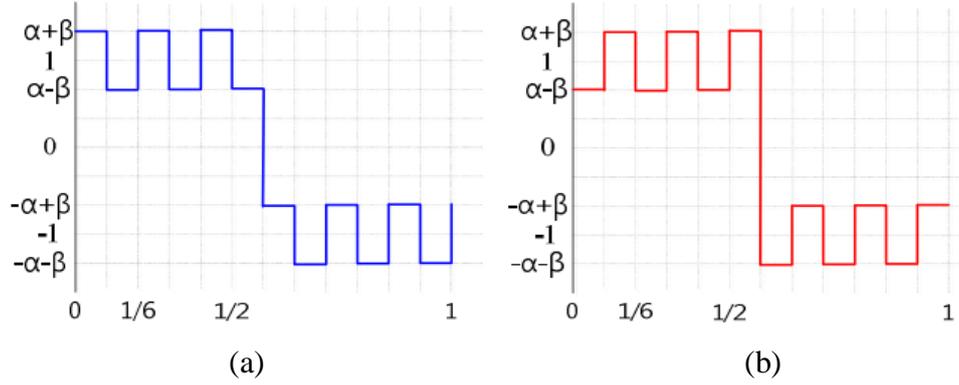


Fig. 2.8 : Une période de période des sous-porteuses : (a) en phase (b) antiphase avec $\alpha = \sqrt{1-\zeta}$, $\beta = \sqrt{\zeta}$ [11].

La composante BOC haute fréquence pourrait aller en principe à la fois sur les canaux D et P, uniquement sur le canal P, uniquement sur D, les répartitions de puissance pourraient donc changer, mais sinon elles répondraient toutes à la définition MBOC (équation 2.11). Le signal Galileo E1 OS a pris en compte trois implémentations possibles de CBOC :

- Utilisation d'un CBOC(6,1,1/11) dans laquelle les canaux D et P ont une composante BOC(6,1) en opposition de phase. Dans ce cas, la puissance allouée à la composante BOC(6,1) correspond à 1/11 de la puissance totale de canal.
- Utilisation d'un CBOC(6,1,2/11) dans laquelle un seul des canaux D ou P possède la composante BOC(6,1) à signe alternatif (+dans les chips pairs et – dans les chips impairs), tandis que l'autre canal est composé uniquement de BOC(1,1). Dans ce cas, la puissance allouée à la composante BOC(6,1) correspond à 2/11 de la puissance totale de canal
- Utilisation d'un CBOC(6,1,1/11) dans laquelle les canaux D et P ont une composante BOC(6,1) à signe alternatif. Dans ce cas, la puissance allouée à la composante BOC(6,1) correspond à 1/11 de la puissance totale de canal.

Pour atteindre la DSP décrite dans 2.11. la modulation CBOC(6,1,1/11) est adoptée par le signal E1 OS avec un partage de puissance de 50% sur les deux canaux P et D. Dans ce cas, Le signal MBOC sur les deux canaux P et D peut s'écrire sous la forme [19] :

$$S_{MBOC}(t) = S^P_{CBOC(m,n,\zeta,+)}(t) + S^P_{CBOC(m,n,\zeta,-)}(t) \quad (2.14)$$

Donc
$$S_{MBOC}(f) = \frac{1}{2} S_D(f) + \frac{1}{2} S_P(f) \quad (2.15)$$

Où
$$S_{D,P}(f) = \frac{10}{11} S_{BOC_{S(1,1)}}(f) + \frac{1}{11} S_{BOC_{S(6,1)}}(f) \quad (2.16)$$

2.2.3.1.2. Implémentation TMBOC

Le signal TMBOC noté $x_{TMBOC(m,n,\zeta)}$ est formé à partir d'un mode de multiplexage temporel entre les symboles d'étalement $BOC_S(n,n)$ et $BOC_S(m,n)$, le signal est divisé en blocs de N symboles. Dans les blocs M (avec $M < N$) on utilise une sous porteuse $BOC_S(1,1)$ et dans les blocs L ($L = N - M$) on utilise une sous porteuse $BOC_S(6,1)$. Dans ce cas, le paramètre ζ signifie le rapport $1 - M/N$. On désigne par w_1 l'ensemble des chips de code où la sous-porteuse utilisée est $BOC_S(n,n)$ et par w_2 l'ensemble de chips de code où la sous-porteuse utilisée est $BOC_S(m,n)$. alors l'expression de la sous-porteuse d'un signal TMBOC est donnée par [18]:

$$x_{TMBOC(m,n,\zeta)}(t) = \begin{cases} \text{sign}[\sin(2\pi f_0 t)] & \text{si } [(t \bmod NT_C)/T_C] \in w_1 \\ \text{sign}[\sin(12\pi f_0 t)] & \text{si } [(t \bmod NT_C)/T_C] \in w_2 \end{cases} \quad (2.17)$$

Où mod désigne l'opérateur modulo, la longueur de w_2 doit correspondre à ζ % de la longueur totale du code d'étalement L1C. Le choix des paramètres M et L dépend du pourcentage de puissance des canaux pilotes par rapport aux canaux de données.

Donc le signal modulé en TMBOC peut s'écrire sous la forme suivante :

$$S_{TMBOC}(t) = x(t) \cdot x_{TMBOC(m,n,\zeta)}(t) \quad (2.18)$$

Où $x(t)$ représente le message de navigation modulé avec le code d'étalement PRN.

Le signal GPS L1C a adopté la modulation TMBOC(6,1,4/33) avec une puissance de 25% sur la canal D et 75% sur la canal P de sorte que tous les symboles d'étalement BOC(1,1) soient utilisés dans le canal D et 29/33 symboles d'étalement BOC (1,1) et 4/33 symboles d'étalement BOC (6,1) sur le canal P. Cette conception fournit l'avantage de la poursuite du signal lorsque seul le canal P est utilisé [16, 19].

$$S_P(f) = \frac{29}{33} S_{BOC_S(1,1)}(f) + \frac{4}{33} S_{BOC_S(6,1)}(f) \quad (2.19)$$

$$S_D(f) = S_{BOC_S(1,1)}(f) \quad (2.20)$$

$$S_{MBOC}(t) = \frac{3}{4} S_P(f) + \frac{1}{4} S_D(f) = \frac{10}{11} S_{BOC_S(1,1)}(f) + \frac{1}{11} S_{BOC_S(6,1)}(f) \quad (2.21)$$

La figure 2.9 montre les symboles d'étalement BOC (6,1) dans le canal P aux emplacements 1, 5, 7 et 30 de chacun des 33 emplacements de symboles d'étalement. Ce motif sera répété 310 fois puisque le code d'étalement L1C a une longueur de 10230 chips tandis que dans le cas de canal D les symboles d'étalement utiliseront uniquement une sous porteuse à basse fréquence BOC(1,1).

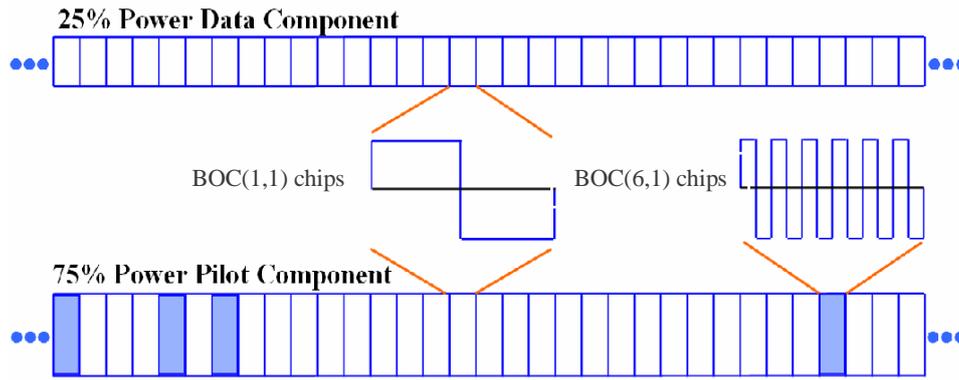


Fig. 2.9 : Exemple d'un TmBOC(6,1,1/11) dans les composantes P et D [11].

2.2.3.2. Fonction de corrélation des signaux MBOC

La fonction de corrélation des signaux MBOC (CBOC et TmBOC) est fortement liée au signe de paramètre σ_k associé à la composante haute fréquence dans les canaux P et D. Donc selon le signe de paramètre σ_k on distingue entre trois expressions de la fonction de corrélation qui sont [20]:

$$R_{CBOC(m,n,\zeta,\sigma_k)}(\tau) = \begin{cases} (1 - \zeta)R_{BOC(n,n)}(\tau) + \zeta R_{BOC(m,n)}(\tau) + \sigma_k 2(\sqrt{\zeta(1 - \zeta)})R_{\frac{BOC(n,n)}{BOC(m,n)}}(\tau) & \text{pour } \sigma_k = -1 \\ (1 - \zeta)R_{BOC(n,n)}(\tau) + \zeta R_{BOC(m,n)}(\tau) + \sigma_k 2(\sqrt{\zeta(1 - \zeta)})R_{\frac{BOC(n,n)}{BOC(m,n)}}(\tau) & \text{pour } \sigma_k = +1 \\ (1 - \zeta)R_{BOC(n,n)}(\tau) + \zeta R_{BOC(m,n)}(\tau) + \sigma_k 2(\sqrt{\zeta(1 - \zeta)})R_{\frac{BOC(n,n)}{BOC(m,n)}}(\tau) & \text{pour } \sigma_k = \pm 1 \end{cases} \quad (2. 22)$$

Où $R_{BOC(n,n)/BOC(m,n)}$ représente l'intercorrélation entre BOC(n,n) et BOC(m,n), ce terme n'est pas souhaitable et il doit être éliminé pour générer un spectre conforme à la définition du MBOC. Cela est possible si les canaux D et P sont en opposition de phase ou si le composante BOC (6,1) alterne son signe, et c'est le cas optimal de MBOC [20].

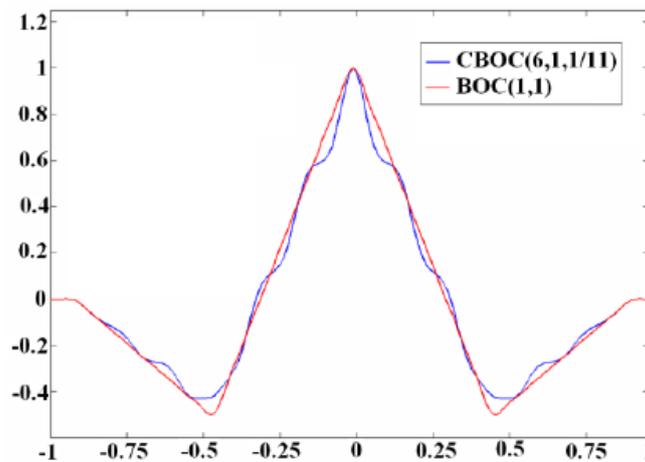


Fig. 2.10 : CFs des signaux BOC(1,1) et CBOC(6,1,1/11) [20].

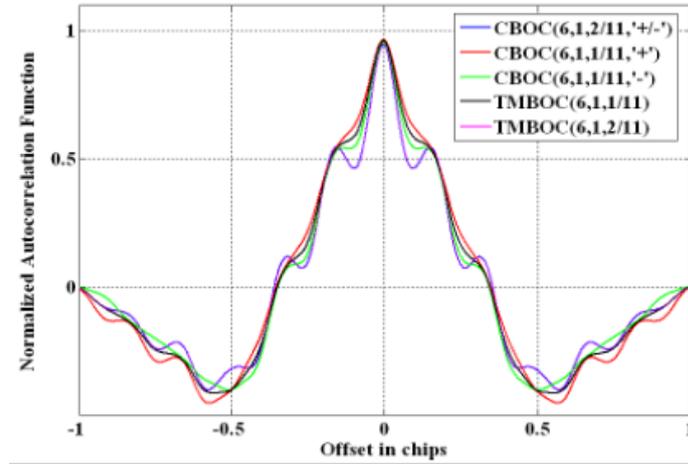


Fig. 2.11 : CFs des différentes implémentations CBOC et TMBOC [20].

Les figures 2.10 et 2.11 illustrent les CFs des signaux BOC et MBOC. D'après la figure 2.10 on peut aisément constater que le pic central de la CF CBOC(6,1,1/11) est plus étroit que celui de signal BOC(1,1). Ceci est le résultat de l'insertion de la composante haute fréquence BOC(6,1) qui va améliorer la précision des calculs lors des processus de poursuite et d'acquisition. En outre, d'après la figure 2.11 nous pouvons remarquer que la forme de la CF est fortement liée à la quantité de puissance disponible sur BOC (6,1). En effet, plus la valeur de ζ est élevée plus que la largeur de pic central de la CF est étroite.

2.2.4. Modulation ALTBOC

la modulation ALTBOC noté (Alternative BOC) ALTBOC(m,n) est très similaire sur le plan conceptuel à la modulation BOC mais avec une différence importante, car contrairement à la modulation BOC, ALTBOC offre une isolation spectrale élevée entre les deux lobes principaux supérieurs et les deux lobes principaux inférieurs (les phases I et Q voir la figure 2.13) car les bandes latérales peuvent être démodulées indépendamment grâce à l'utilisation des différents codes autrement dit chaque bande utilisera un code spécifique [18]. Contrairement à la modulation BOC, ALTBOC utilise une sous-porteuse complexe de sorte que le spectre ne soit pas divisé, comme dans le cas de BOC, mais déplacé de $\pm f_{sc}$ de la fréquence centrale (1191,795MHz). Le signal ALTBOC est défini comme étant le produit d'une séquence de code PRN avec une sous-porteuse complexe il peut être composé de deux ou quatre codes, si nous n'avons que deux codes, le signal est composé uniquement de données (canal D) il peut être exprimé comme suit [11] :

$$S_{ALTBOC}(t) = C_U(t).x(t) + C_L(t).x^*(t) \quad (2.23)$$

Ou
$$x(t) = \text{sign}[\cos(2\pi f_{sc}t)] + J.\text{sign}[\sin(2\pi f_{sc}t)] \quad (2.24)$$

Ou C_U et C_L sont respectivement les codes sur le lobe supérieur et le lobe inférieur. Si le signal est composé de deux canaux P et D, quatre codes d'étalement sont nécessaires et l'expression du signal ALTBOC devient :

$$S_{ALTBOC}(t) = [C^D_U(t) + j.C^P_U(t)].x(t) + [C^D_L(t) + j.C^P_L(t)].x^*(t) \quad (2. 25)$$

C^D_U, C^D_L Sont respectivement les codes que l'on peut retrouver sur le lobe supérieur et le lobe inférieur du spectre et qui étales les données (canal D), C^P_U, C^P_L sont respectivement les codes supérieur et inférieur dans le canal P

Dans la modulation ALTBOC le faite d'introduire une sous-porteuse complexe et des codes complexes pour les canaux P et D, l'enveloppe de signal ALTBOC devient non constant, et l'amplificateur a haut puissance à bord du satellite peut provoquer des distorsions non tolérable sur le signal. Donc il est indispensable de disposer d'un signal qui possède une enveloppe constante. Afin de résoudre ce problème une version modifiée du signal ALBOC ainsi que l'expression de la DSP pour M pair et impair sont décrits dans [11].

$$\begin{aligned} S_{ALTBOC}(t) = & \left(C^D_L(t) + j.C^P_L(t) \right) \left[Sc_d(t) - jSc_d \left(t - \frac{T_s}{4} \right) \right] \\ & + \left(C^D_U(t) + j.C^P_U(t) \right) \left[Sc_d(t) + jSc_d \left(t - \frac{T_s}{4} \right) \right] \\ & + \left(\overline{C^D_L(t)} + j.\overline{C^P_L(t)} \right) \left[Sc_p(t) - jSc_p \left(t - \frac{T_s}{4} \right) \right] \\ & + \left(\overline{C^D_U(t)} + j.\overline{C^P_U(t)} \right) \left[Sc_p(t) + jSc_p \left(t - \frac{T_s}{4} \right) \right] \end{aligned} \quad (2. 26)$$

Avec

$$\begin{aligned} \overline{C^D_L(t)} &= C^P_U(t).C^D_U(t).C^P_L(t) \\ \overline{C^P_L(t)} &= C^P_U(t).C^D_U(t).C^D_L(t) \\ \overline{C^D_U(t)} &= C^D_L(t).C^P_U(t).C^P_L(t) \\ \overline{C^P_U(t)} &= C^D_U(t).C^D_L(t).C^P_L(t) \end{aligned} \quad (2. 27)$$

$$Sc_d(t) = \frac{\sqrt{2}}{4} sign \left[\cos \left(2\pi f_s t - \frac{\pi}{4} \right) \right] + \frac{1}{2} sign[\cos(2\pi f_s t)] + \frac{\sqrt{2}}{4} sign \left[\cos \left(2\pi f_s t + \frac{\pi}{4} \right) \right] \quad (2. 28)$$

$$Sc_p(t) = -\frac{\sqrt{2}}{4} sign \left[\cos \left(2\pi f_s t - \frac{\pi}{4} \right) \right] + \frac{1}{2} sign[\cos(2\pi f_s t)] - \frac{\sqrt{2}}{4} sign \left[\cos \left(2\pi f_s t + \frac{\pi}{4} \right) \right] \quad (2. 29)$$

La figure 2.12 illustré la forme des sous porteuses dans les deux canaux pilote et donnés dans le cas de la modulation ALTBO(15,10) a enveloppe constant.

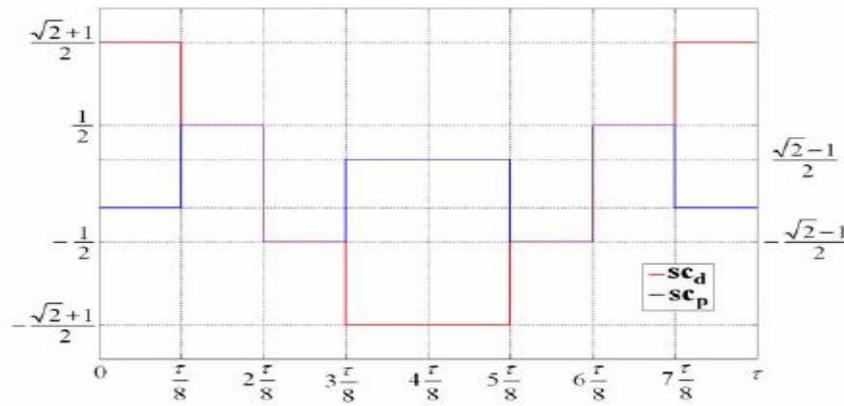


Fig. 2.12 : Forme des sous-porteuses $Sc_p(t)$ et $Sc_d(t)$ [11].

Le système Galileo a adopté la modulation ALTBOC(15,10) dans la bande E5 comme il est illustré dans la figure 2.13 avec un taux de code d'étalement égal à 10,23 MHz et une fréquence de sous porteuse de 15,345 MHz, le signal ALTBOC(15,10) est un signal à large bande transmis à 1191,795 MHz.

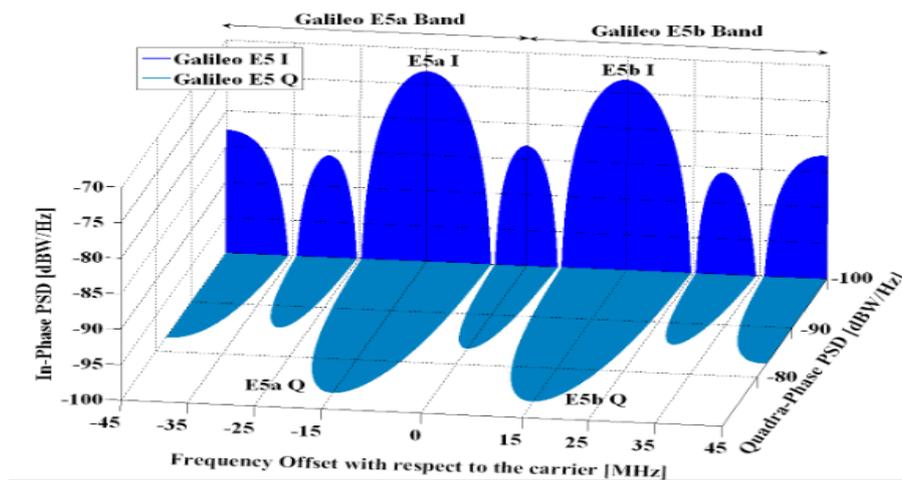


Fig. 2.13 : Spectre des signaux GALILEO dans la bande E5 [11].

2.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes penchés sur les différentes techniques de modulations utilisées par les systèmes GNSS qui sont rendus indispensables avec la demande des services multiples, performants et précis, des systèmes indépendants et confidentiels, des signaux différents et interopérables sur des bandes fréquentielles communes. De plus, elles offrent ainsi de meilleures performances en termes de précision et de résistance aux multitrajets grâce à la forme de la CF contenant un pic de corrélation suffisamment étroit. Cependant, la présence des pics secondaires provoque un problème d'ambiguïté au niveau des boucles de poursuite de code DLLs. Ceci sera l'objectif du chapitre suivant.

Chapitre 3 : Réception des signaux GNSS et l'influence des multitrajets

3.1. Introduction

L'objectif principal d'un récepteur GNSS est de mesurer la distance qui le sépare d'un satellite en visibilité afin de calculer avec précision sa position. Dans ce chapitre nous décrivons dans un premier lieu l'architecture générale d'un récepteur GNSS, puis nous nous intéressons particulièrement aux deux opérations majeures réalisées par le récepteur, l'acquisition et la poursuite, ces deux opérations sont réalisées par les boucles DLLs et PLLs afin de poursuivre les variations du retard et de la fréquence doppler du signal. Pour finir nous présentons le comportement de ces boucles, ainsi que les circuits corrélateurs en présence de multitrajets.

3.2. Les récepteurs GNSS

Le problème d'un récepteur GNSS réside dans le calcul de la distance qui le sépare des satellites en visibilité. Pour que cette mesure puisse être réalisée, les signaux GNSS ont été conçus avec des propriétés particulières permettant au récepteur GNSS d'estimer leurs temps de vol. Le récepteur a comme objectif l'estimation de la distance qui le sépare des satellites afin d'aboutir au calcul de sa position.

3.2.1. Architecture d'un récepteur GNSS

Un utilisateur situé à n'importe quel point de la surface de la terre peut se localiser grâce aux systèmes GNSS. En effet, c'est à travers d'un récepteur que l'utilisateur accède aux services de localisation quel que soit le type d'utilisation recherché que ce soit civiles, militaires. Le récepteur GNSS est composé de plusieurs éléments (étages) ou chaque éléments est chargé de réaliser une tâche spécifique. La figure 2.1 représente l'architecture générale d'un récepteur GNSS.

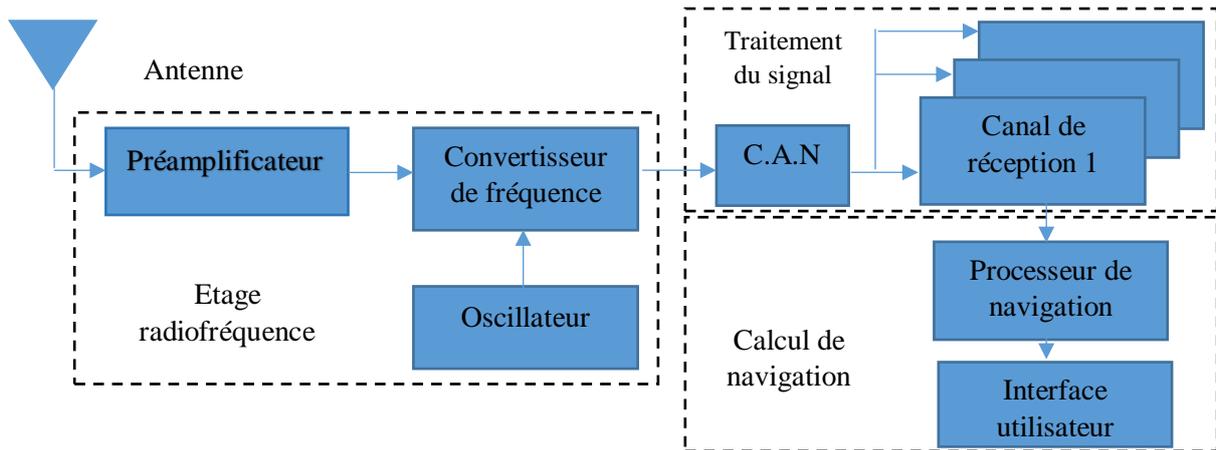


Fig. 3.1 : Architecture d'un récepteur GNSS [5].

3.2.1.1. Antenne

Les récepteurs GNSS reçoivent plusieurs signaux provenant de plusieurs satellites. La première tâche consiste donc à capter ces signaux à l'aide d'une antenne. Cette dernière transforme les ondulacions électromagnétiques des signaux en ondulacions d'un courant électrique se propageant le long du câble de sortie de l'antenne [21].

3.2.1.2. Étage Radio Fréquence

L'étage radiofréquence est responsable de la Radio fréquence du signal, cet étage est composé d'un [21]:

- **Préamplificateur** : son rôle consiste à amplifier les signaux reçus, car la puissance de ces derniers au sol est très faible donc il est nécessaire de les amplifier avant les traités.
- **Oscillateur et convertisseur de fréquence** : la fréquence des signaux reçus est trop élevée pour pouvoir les traiter directement. C'est là qu'intervient l'oscillateur qui est chargé de translater la fréquence porteuse a une fréquence plus basse appelée Fréquence intermédiaire notée FI.

3.2.1.3. Étage de traitement du signal

Le signal reçu est envoyé vers un canal de réception qui va effectuer par la suite deux opérations essentielles visant à synchroniser le signal reçu avec la réplique généré localement par le récepteur : l'acquisition et la poursuite. L'étage de traitement de signal est composé de deux parties qui sont :

- **Convertisseur Analogique Numérique** : Ce composant est dédié à la conversion d'un signal analogique en un signal numérique. En effet. Il existe plusieurs paramètres qui caractérisent le convertisseur tel que la fréquence d'échantillonnage, le pas de quantification, le nombre de bits...etc. [22].

- **Les Canaux de réception** : les signaux transmis par les satellites sont tous reçus par la même antenne donc il est nécessaire de les séparer pour estimer pour chacun d'entre eux le retard sur le code et la fréquence Doppler. Pour cela le récepteur GNSS est doté de plusieurs canaux de réception ou chaque signal est traité indépendamment. La figure ci-dessus illustre les fonctions de ses canaux.

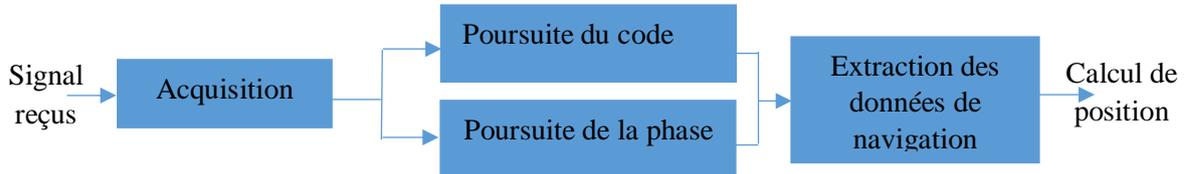


Fig. 3.2 : Fonction d'un canal de réception [5].

3.2.1.4. Calcul de navigation

Cet étage utilise les mesures et les données déjà extraites via les processus d'acquisition et de poursuite afin d'aboutir au calcul de la position. Le processus de navigation est chargé de traiter le message d'information et de déterminer les coordonnées du récepteur. L'interface utilisateur est conçue pour recevoir des instructions provenant de l'utilisateur

3.2.1.4.1. Détermination de la position

Le principe de positionnement d'un récepteur repose sur le principe de trilatération. En effet, l'intersection des trois sphères formées par les trois satellites dont les rayons correspondent aux pseudo-distances séparant le récepteur des trois satellites donnera deux points dont un se trouve à la surface de la Terre correspond à la position du récepteur et un autre point dans l'espace et à exclure. L'estimation de retard est réalisée grâce à une étape de corrélation.

$$D^i = \tau^i \cdot C \quad (3.1)$$

Avec
$$\tau^i = T_r^i - T_s^i \quad (3.2)$$

Où C est la vitesse de la lumière avec $C = 3 \cdot 10^8 m/s$ et τ^i correspond au retard de propagation du signal émis par le satellite i , T_s^i et T_r^i représente respectivement les instants où le signal a été émis par satellite i et reçu par le récepteur par rapport au temps de référence du système.

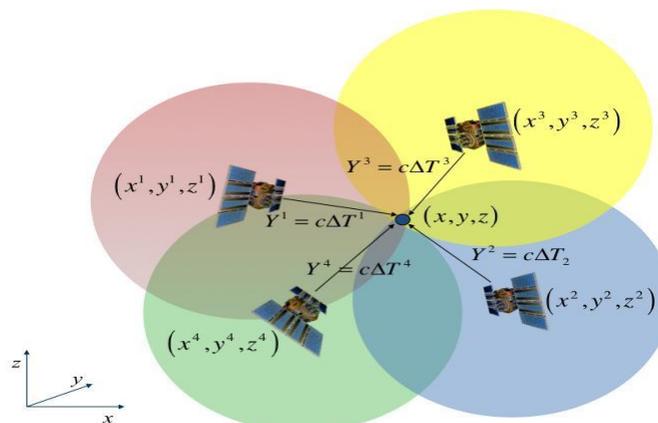


Fig. 3.3 : Principe de trilatération avec la nécessité d'un quatrième satellite.

Les satellites et les récepteurs GNSS sont équipés des horloges (horloges atomiques avec une précision $> 10^{-10}$ s et des horloges à Quartz avec une précision $\sim 10^{-6}$ s) afin de mesurer le temps d'émission et de réception des signaux [23]. si l'horloge du récepteur est synchronisée avec celle du satellite alors trois satellites sont suffisant pour un positionnement GNSS.

$$D^i = \sqrt{(x_i - x_r)^2 + (y_i - y_r)^2 + (z_i - z_r)^2} \quad (3.3)$$

Pour $i=1$ à 3 et (x_r, y_r, z_r) , (x_i, y_i, z_i) représente respectivement les coordonnées du récepteur et du satellite i , les trois paramètres x_r, y_r, z_r définissent les trois paramètres inconnus, la longitude, la latitude et l'altitude.

Dans le cas où les horloges ne sont synchronisées, cela implique l'existence d'un biais noté T^d qui sera considéré comme une inconnue à estimer [8]. Ce biais reste une source d'erreur pour la mesure des distances d'où la notion de «pseudo-distance» Dans ce cas le récepteur aura besoin d'un quatrième satellite pour pouvoir calculer la position. Dans ce cas la pseudo-distance peut être exprimée comme suit :

$$D = [(T_r + T^d_r) - (T_s + T^d_s)]. C \quad (3.4)$$

Où T^d_s, T^d_r représente respectivement le décalage de l'horloge du satellite et du récepteur par rapport au temps de référence du système et $T_r + T^d_r$ est le temps affiché par l'horloge du récepteur au moment de la réception du signal, $T_s + T^d_s$ est le temps affiché par l'horloge du satellite au moment de la transmission du signal. L'expression de la pseudo-distance qui sépare le récepteur de satellite i dans ce cas est sous la forme :

$$D^i = \sqrt{(x_i - x_r)^2 + (y_i - y_r)^2 + (z_i - z_r)^2} + C.T^d_r \quad (3.5)$$

3.3. Principe de corrélation

La mesure de distance repose sur l'estimation du retard de propagation sur le code PRN. Pour cela le récepteur effectue la corrélation entre le signal reçu et la réplique locale qu'il génère lui-même. Notons que cette réplique contient le même code PRN associé au satellite émetteur, ce produit de corrélation est alors intégré sur une certaine durée [2]. La réplique que l'on souhaite synchroniser en temps et en fréquence avec le signal du satellite i est sous la forme :

$$r^i_{(\tau, f)}(t) = C_i(t - \tau)e^{i2\pi ft} \quad (3.6)$$

Avec C_i le code PRN associé au satellite i et f la fréquence de la réplique. Alors, l'expression du produit de corrélation entre la réplique et le signal reçu est sous la forme :

$$R^i_{Sr}(\tau, f) = \frac{1}{T_{Corr}} \int_0^{T_{Corr}} S_r(t) \cdot r^i_{(\tau, f)}(t) dt \quad (3.7)$$

Où T_{Corr} est la durée de corrélation et $S_r(t)$ est le signal reçu qui s'écrit sous la forme :

$$S_r(t) = \sum_{i=1}^{N_{sat}} S^i_r(t) + b(t) \quad (3.8)$$

D'après l'équation 3.8 nous pouvons remarquer que le signal reçu au niveau de récepteur étant la somme des signaux émis par les satellites en visibilité ou $b(t)$ est le bruit thermique du récepteur [2]. Donc on peut écrire :

$$R_{Sr}^i(\tau, f) = \frac{1}{T_{Corr}} \int_0^{T_{Corr}} S_r(t) \cdot r_{(\tau, f)}^i(t) dt + e \quad (3.9)$$

Avec e le bruit d'intercorrélation due au bruit de récepteur et la présence des signaux des autres satellites. En examinant l'équation 3.9 nous pouvons constater que si le signal associé au satellite i ne fait pas partie de l'ensemble des signaux reçus alors les valeurs du produit de corrélation sont quasi-nulles. Dans le cas contraire, l'étape de corrélation sera maximale lorsque la réplique est synchronisée en temps et en fréquence avec le signal.

3.4. Operations réalisés par un récepteur GNSS

Entre la réception du signal et le calcul de la position, le récepteur doit effectuer plusieurs étapes afin d'aboutir au calcul de sa position. En effet, il doit décaler sa réplique jusqu'à ce qu'elle soit alignée sur le signal reçu dans le but d'estimer le décalage sur le code et l'écart de la fréquence et extraire par la suite l'information utile [24]. Dans chaque canal de réception le récepteur effectue deux opérations majeures : l'acquisition et la poursuite.

3.4.1. Acquisition des signaux GNSS

Avant de passer à l'étape de poursuite, le récepteur effectue une étape d'acquisition qui est considéré comme une étape indispensable dans la réception des signaux GNSS et réalisée en parallèle sur chacun des canaux de réception. Le but de cette étape est double [21] :

- Détecter la présence d'un signal satellitaire dans l'ensemble des signaux reçus.
- Déterminer, pour un signal dont la présence a été détecté le retard sur le code PRN et la fréquence de l'onde porteuse appelée fréquence Doppler.

Donc l'acquisition est une recherche temps/fréquence où l'acquisition du code et de la porteuse se réalise généralement en parallèle afin d'extraire au plus vite les informations nécessaires pour le calcul de la position [25].

3.4.1.1. Principe de l'acquisition

le signal reçu au niveau du récepteur s'écrit sous la forme [5] :

$$S_r(t) = \sum_{i=1}^{N_{sat}} S_r^i(t) + b(t) \quad (3.10)$$

Avec N le nombre de satellites, $b(t)$ est le bruit thermique de récepteur, le signal associé au satellite i est sous la forme :

$$S_r^i(t) = 2\sqrt{P^i} C_i(t - \tau^i) e^{i2\pi f_d^i t} \quad (3.11)$$

Avec P^i la puissance du signal émis par le satellite i , τ^i et f_d^i représente respectivement le retard de code et la fréquence Doppler de la porteuse. Pour réaliser l'étape de l'acquisition pour le signal satellitaire i , le récepteur génère une réplique qui s'écrit sous la forme :

$$r_{(\tilde{\tau}, \tilde{f})}^i(t) = 2\sqrt{P^i} C_i(t - \tilde{\tau}_i) e^{i2\pi \tilde{f}_i t} \quad (3.12)$$

$\tilde{\tau}_i, \tilde{f}_i$ représente respectivement le retard de code et la fréquence de la réplique tel que: $\tilde{\tau}_i, \tilde{f}_i \in E$, ou $E = [\tau_{min}, \tau_{max}] \times [f_{min}, f_{max}]$ est l'espace de recherche temps/fréquence, le principe de fonctionnement de l'étape de l'acquisition peut s'illustrer grâce à la grille d'incertitude temps/fréquence comme l'illustre la figure 3.4. Par la suite, le récepteur va calculer l'ensemble des points des corrélations suivants :

$$AQ_i(\tilde{\tau}_i, \tilde{f}_i) = \frac{1}{T_{acq}} \int_0^{T_{acq}} S_r(t) r_{(\tilde{\tau}, \tilde{f})}^i(t) dt \quad (3.13)$$

Avec T_{acq} est le temps d'acquisition $T_{acq} \leq 20ms$. Les valeurs de AQ_i sont maximales si la réplique est synchronisée avec le signal ($\tau^i = \tilde{\tau}_i$ et $f_d^i = \tilde{f}_i$), sinon les valeurs de AQ_i sont quasi-nulle $AQ_i(\tilde{\tau}_i, \tilde{f}_i) \approx 0$ [2]. Si la présence de signal associé au satellite i est confirmée, l'estimation de $\tilde{\tau}$ et de \tilde{f} peut se faire par la recherche du maximum suivant :

$$(\tilde{\tau}, \tilde{f}) = \text{Max}_{(\tilde{\tau}, \tilde{f}) \in E} |AQ_i(\tilde{\tau}_i, \tilde{f}_i)| \quad (3.14)$$

La recherche du retard doit s'effectuer à l'aide d'un d'incrément de code d'un demi-chip $\Delta T = \frac{T_c}{2}$ et un incrément $\Delta f = 500Hz$, ces paramètres sont choisis d'une manière à éviter de passer le pic de corrélation maximal sans le détecter [5, 21]

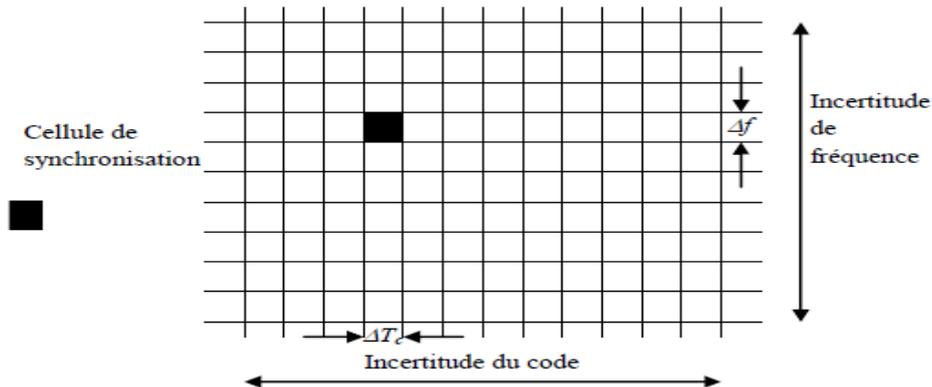


Fig. 3.4 : Grille temps/fréquence dans le processus d'acquisition.

3.4.2. Poursuite des signaux GNSS

La connaissance du retard sur code, la phase ainsi que la fréquence sont nécessaires pour faire le désétalement du spectre afin d'accéder aux données de navigation [5, 22]. Donc le problème d'un récepteur GNSS est de tenir l'affinement de ces paramètres car ces derniers sont en perpétuels évolution.

Le rôle de l'étape de poursuite est de suivre l'évolution du retard, la fréquence et de la phase engendrée par les mouvements relatifs entre le satellite et le récepteur, les circuits qui poursuivre le code sont appelés DLL_S (Delay Lock Loops) et celles de poursuite de phase sont appelés PLL_S (Phase Lock Loops). La figure 3.5 illustre un schéma bloc de l'étape de poursuite.

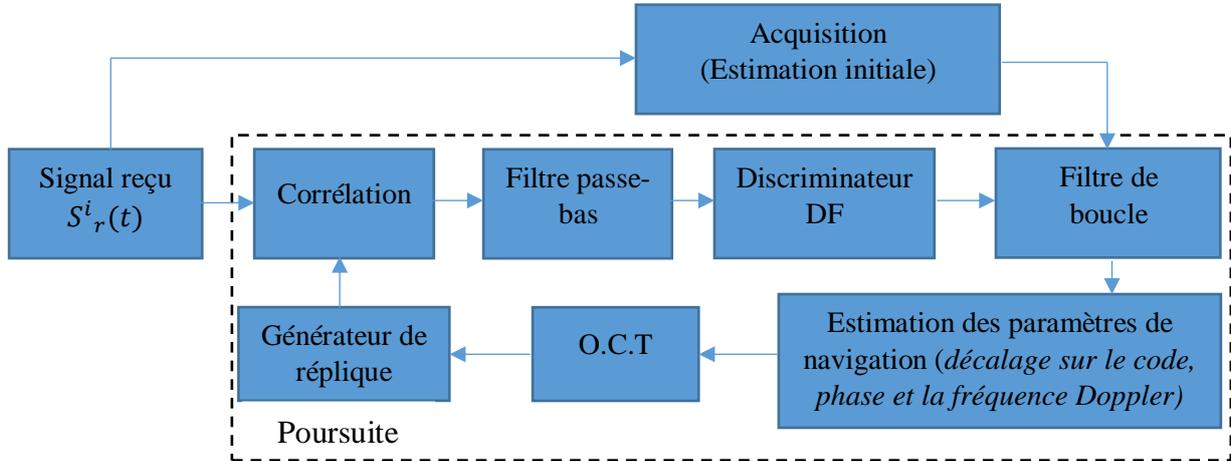


Fig. 3.5 : Schéma bloc de l'étape de poursuite [5].

3.4.2.1. Boucle de poursuite de code DLL

Pour pouvoir estimer la distance qui le sépare du satellite, le récepteur doit donc continuellement mettre à jour la valeur du retard que l'étape d'acquisition lui a fourni initialement, pour ce faire la boucle DLL calcule trois points de corrélation réalisés avec trois répliques différentes : c'est le principe du calcul *Early-Late* [2]. Plus précisément, supposons que le signal associé au satellite i est reçu avec un retard τ^i , et on supposera également que le récepteur a une connaissance a priori de ce retard noté $\tilde{\tau}^i$ (retard fourni précédemment par l'acquisition). Donc le récepteur génère trois répliques :

- Une réplique décalée du retard τ^i (point de corrélation *prompt*)
- Une réplique avancée de $\tilde{\tau}^i - \frac{\Delta\tau}{2}$ noté $C(t - \tilde{\tau}^i - \frac{\Delta\tau}{2})$ (point de corrélation *Early*)
- Une réplique retardée de $\tilde{\tau}^i + \frac{\Delta\tau}{2}$ noté $C(t - \tilde{\tau}^i + \frac{\Delta\tau}{2})$ (point de corrélation *Late*)

Ou $\Delta\tau$ est l'espacement chip entre les points de corrélation *Early* et *Late* ($\Delta\tau < T_c$). En effet, c'est cette valeur qui joue le rôle le plus important dans l'amélioration des performances des boucles DLLs, plus que l'espacement chips augmente, plus que la zone linéaire devient large.

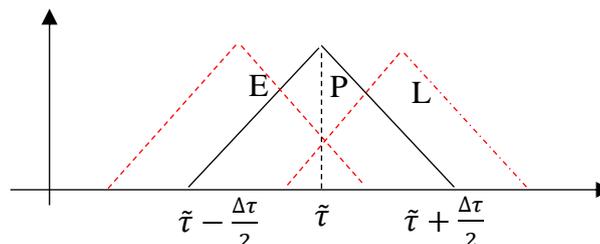


Fig. 3.6 : Corrélation Early, Late et Prompt [5].

Les sorties de deux corrélateurs avancé et retardé sont données sous la forme :

$$R\left(\tau^i - \tilde{\tau}^i - \frac{\Delta\tau}{2}\right) = \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} c(t - \tau^i) c(t - \tilde{\tau}^i - \frac{\Delta\tau}{2}) dt \quad (3.15)$$

$$R\left(\tau^i - \tilde{\tau}^i + \frac{\Delta\tau}{2}\right) = \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} c(t - \tau^i) c(t - \tilde{\tau}^i + \frac{\Delta\tau}{2}) dt \quad (3.16)$$

Ou $R\left(\tau^i - \tilde{\tau}^i - \frac{\Delta\tau}{2}\right)$ et $R\left(\tau^i - \tilde{\tau}^i + \frac{\Delta\tau}{2}\right)$ représente respectivement les CFs avancée et retardée notées $R_E(\Delta\tilde{\tau}^i)$ et $R_L(\Delta\tilde{\tau}^i)$ avec $\Delta\tilde{\tau}^i = \tau^i - \tilde{\tau}^i$ est l'erreur d'estimation du retard (différence de phase entre le retard de propagation du signal reçu et son estimée), $\Delta\tau$ est l'espacement chips entre les deux corrélateurs. La différence entre elles forme ce qu'on appelle un signal de correction nommé «courbe S» ou «tension d'erreur» noté $D(\Delta\tilde{\tau})$ comme il est illustré dans la figure 3.7. Ce signal est utilisé pour piloter un oscillateur commandé en tension, noté V.C.O. qui pilote à son tour le rythme de l'horloge du générateur de code PRN en variant le retard qui permet d'ajuster le code local avec le signal reçu. la boucle est verrouillée lorsque la tension d'erreur s'annule pour $D(\Delta\tilde{\tau}) = 0$ (i.e. $\tau^i = \tilde{\tau}^i$), Si ce n'est pas le cas alors augmenter ou diminuer selon le signe de l'erreur $\Delta\tilde{\tau}$ le rythme jusqu'à avoir la condition de verrouillage [22].

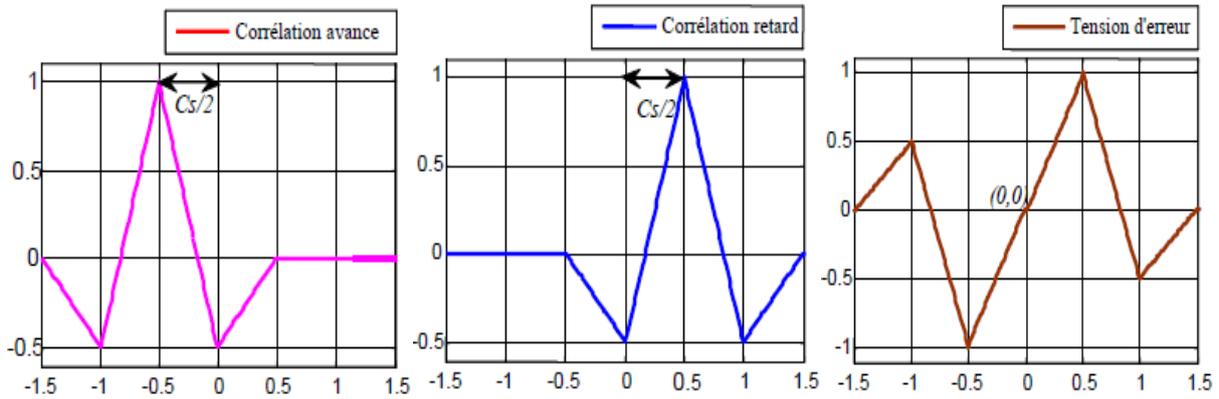


Fig. 3.7 : Construction de la tension d'erreur où $CS = \Delta\tau$ est l'espacement chips [22].

Il existe deux types de boucle de poursuite de code : DLL cohérente et DLL non-cohérente la différence entre ces deux types réside dans le type de discriminateur utilisé ainsi que dans l'expression analytique de la fonction discriminatoire DF [26].

La figure 3.8 montre les allures de la courbe S d'une boucle DLL non cohérente pour les différents types de modulation. La zone linéaire autour de $\Delta\tilde{\tau} = 0$ pour les signaux BOC est plus étroite que celle d'un signal BPSK cette propriété permet moins de calculs de poursuite donc plus de précision. Cependant, la présence de plusieurs passages par zéro de la tension d'erreur pour les signaux BOC provoque un problème d'ambiguïté sur le point de verrouillage de la boucle.

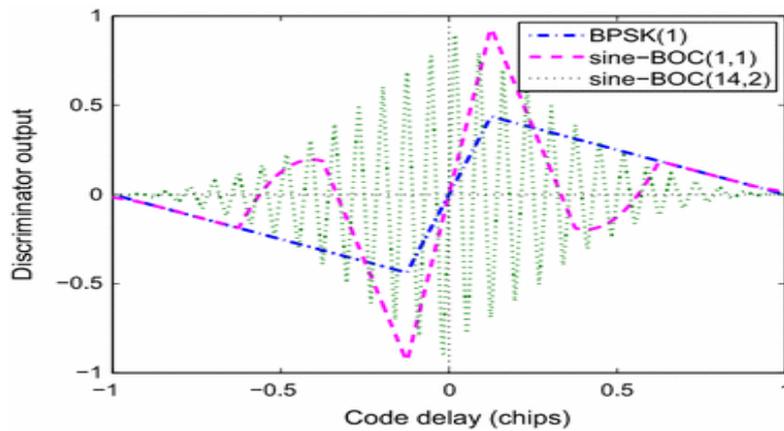


Fig. 3.8 : Tensions d'erreurs des signaux BPSK et BOCs.

3.4.2.2. Boucle de poursuite de phase PLL

Pour pouvoir suivre l'évolution de la phase de la porteuse, les boucles PLL_S sont utilisées. Le principe de fonctionnement de ces boucles est très simple, en effet le signal à l'entrée de la PLL est en premier lieu multiplié par une réplique du code venant de la DLL ensuite il est divisé en deux branches. Ces deux branches sont multipliées par signal sinusoïdal généré localement et d'autre déphasée de 90° [22] (voir la figure 3.9). On obtient ainsi deux valeurs de corrélation dites en phase I_P et en quadrature de phase Q_P pour chaque décalage de code estimé. Les deux composantes passent par un filtre passe-bas pour supprimer le bruit et un discriminateur qui permet d'évaluer l'erreur de phase demeurant après la multiplication par la porteuse locale entre la composante en phase et en quadrature de phase.

Le filtre de la boucle transforme l'erreur de phase en une erreur de fréquence qui commande à son tour le rythme de VCO qui produira une porteuse locale, prenant en considération l'erreur du discriminateur pour donner une plus petite erreur de phase pour la prochaine itération.

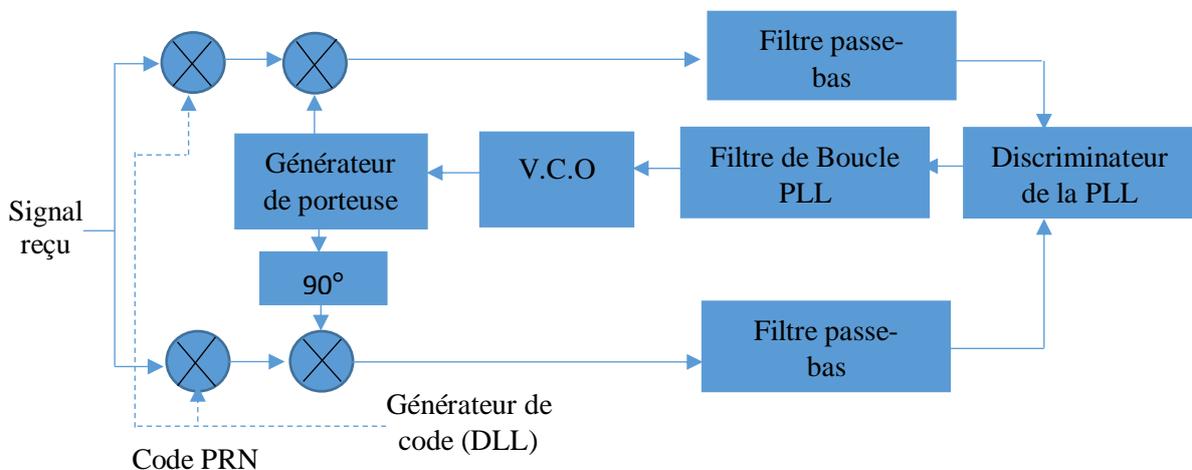


Fig. 3.9 : Schéma bloc d'une boucle PLL générique.

3.5. Les sources d'erreurs

Le signal satellitaire durant sa transmission dans l'espace libre va subir des dégradations causées en grande partie par les couches de l'atmosphère et l'environnement dans lequel évolue l'utilisateur. Certaines de ces erreurs peuvent être corrigées en utilisant des systèmes d'amélioration des performances des systèmes GNSS. Cependant, certaines erreurs comme les multitrajets peuvent être réduits, mais rarement éliminés.

3.5.1. Les effets atmosphériques

Le signal lors de sa traversé de l'atmosphère va subir des fortes dégradations qui se traduiront par des erreurs de positionnement qui peuvent aller après correction jusqu'à 5m [1]. Ces dégradations sont causées souvent par deux couches qui sont :

- **L'ionosphère** : Elle fait partie de la haute atmosphère de la Terre, et se caractérise par la présence de particules qui provoquent une modification dans la vitesse des signaux.
- **Troposphère** : c'est la couche la plus basse de l'atmosphère contenant de la vapeur d'eau qui va ralentir la propagation du signal GNSS.

3.5.2. Erreurs d'horloge

Les satellites et les récepteurs sont équipés des horloges. Donc il faut s'assurer que ces dernières sont parfaitement synchronisées, en effet une différence de synchronisation entre les deux horloges sera interprétée comme une erreur sur la mesure de position.

3.5.3. Effet Doppler

Tout mouvement relatif entre le satellite et le récepteur lors de l'émission du signal provoque une modification de la fréquence du signal reçu : c'est le phénomène de Doppler. Supposons que le signal reçu au niveau de récepteur est sous la forme :

$$S_e(t) = C(t)e^{-i2\pi f_p t} \quad (3.17)$$

Avec $C(t)$ est le code PRN, f_p est la fréquence porteuse, Si on suppose que le signal émis ne subit aucune perturbation lors de sa propagation, le récepteur reçoit alors le signal suivant :

$$S_r(t) = C(t - \tau(t))e^{-i2\pi f_p (t - \tau(t))} \quad (3.18)$$

Avec $\tau(t)$ le retard sur le code PRN associé au temps de propagation de signal, si le satellite est en mouvement, alors le retard peut s'exprimer comme suit :

$$\tau(t) = \tau_0 + \frac{\int_0^t v_{rad}(t) dt}{c} \quad (3.19)$$

Avec v_{rad} la vitesse radicale satellite/récepteur, supposons que v_{rad} est constante, on obtient :

$$\tau(t) = \tau_0 + \frac{v_{rad}(t)}{c} \quad (3.20)$$

En combinant l'équation 3.18 et l'équation 3.20, on obtient l'expression du signal reçu suivant :

$$S_r(t) = c \left(t \left(1 - \frac{v_{rad}}{c} \right) - \tau_0 \right) e^{-i2\pi f_p \left(1 - \frac{v_{rad}}{c} \right) + i\phi_0} \quad (3. 21)$$

Avec $\phi_0 = -i2\pi f_p \tau_0$, on voit bien que la fréquence porteuse du signal du signal reçu est modifiée par la fréquence Doppler f_d définie par :

$$f_d = -f_p \frac{v_{rad}}{c} \quad (3. 22)$$

L'effet Doppler affecte également le rythme binaire des codes PRN :

$$f_d^{code} = -f_p \times \frac{R_c}{f_p} \quad (3. 23)$$

Avec R_c le rythme de code PRN. La figure 3.10 représente l'impact de l'effet Doppler sur le code PRN et la porteuse qui consiste aux deux phénomènes : la dilatation et la compression.

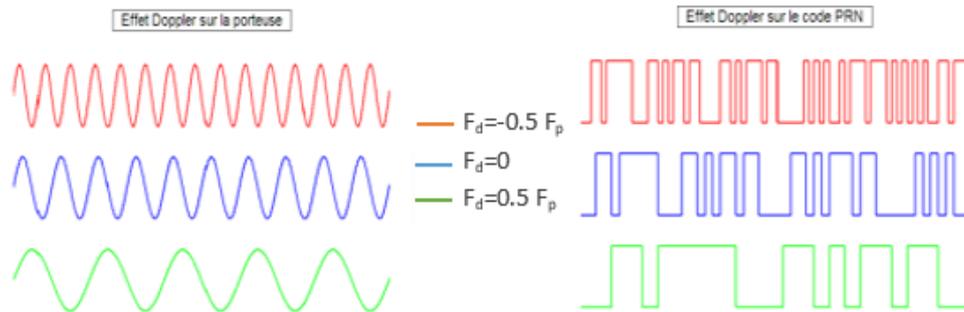


Fig. 3.10 : L'impact de l'effet Doppler sur la porteuse et le code PRN [2].

3.5.4. Multitrajets MPs

Dans les systèmes GNSS, les multitrajets représentent une source d'erreur dominante. Le signal provenant du satellite se réfléchit sur différentes structures (bâtiment, voiture, sol ..., etc). Il parvient alors au récepteur un signal composite, somme du signal direct LOS et de tous les signaux réfléchis comme il est illustré dans la figure 3.11. Ce phénomène est présent souvent dans les zones urbaines. Ces signaux à trajets multiples provoquent inévitablement des erreurs dans le calcul de position. Dans ce chapitre nous intéressons à l'effet de multitrajets sur les performances des signaux, notamment leurs impacts sur les DLLs.

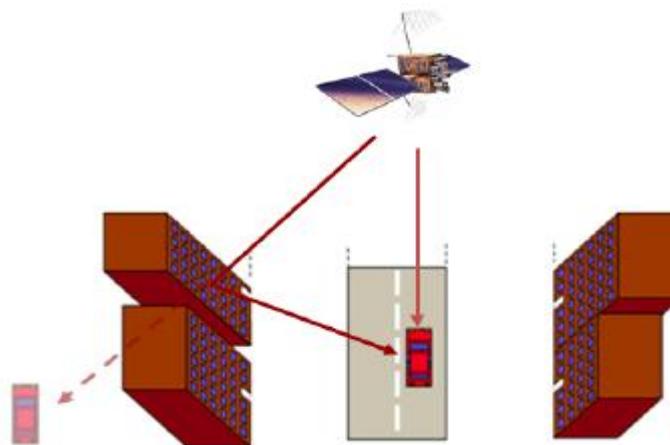


Fig. 3.11 : Illustration du phénomène de multitrajets [2].

Chaque trajet réfléchi suivant son chemin, avec son propre retard de propagation. Ce retard pour un trajet d'indice « m » s'écrit sous la forme: [27]

$$\tau_m = \frac{d_m - d_0}{c} \quad (3.24)$$

Avec d_m, d_0 représente respectivement la longueur de signal réfléchi et de signal direct. En présence des multitrajets le signal reçu subit un déphasage dans la phase et une atténuation dans l'amplitude due à l'allongement du trajet [28]

Etant donné que le phénomène de multitrajets est causé par la réflexion du signal reçu, selon les caractéristiques de la surface réfléchissante on désigne deux types de réflexion :

➤ Réflexion spéculaire

Elle se produit lorsque le signal se réfléchit sur une surface lisse qui engendre un seul signal réfléchi et retardé du signal direct LOS multiplié par un coefficient d'amplitude relative, ce coefficient dépend des caractéristiques de la surface, ce phénomène est connu sous le nom de multitrajets spéculaires

➤ Réflexion diffuse

Se produit lorsque le signal est réfléchi sur une surface rugueuse en engendrant plusieurs signaux réfléchis et retardés. Le signal reçu au niveau de l'antenne est modélisé comme une somme d'un grand nombre de signal ayant chacun des retards différents. Ce phénomène est connu sous le nom de multitrajets diffus.

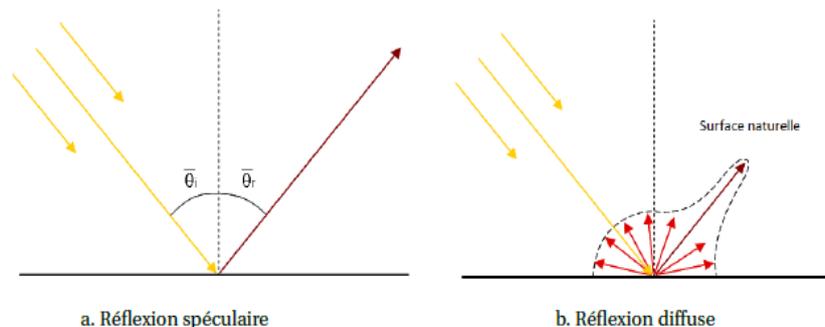


Fig. 3.12 : Réflexion spéculaire et diffuse [28].

3.6. Influence des multitrajets

En présence des multitrajets, le signal à l'entrée du récepteur étant la somme d'un signal direct LOS est un ou plusieurs signaux réfléchis retardés dans le temps, ou chaque signal réfléchi à une puissance plus faible que celui de signal direct [27].

3.6.1. Influence des multitrajets sur la CF

En présence de multitrajets, La CF est déformée. En effet, le signal réfléchi peut créer plusieurs pics dans la corrélation, ces pics sont déphasés par rapport aux pics du signal LOS

d'une durée qui correspond à la longueur que le trajet indirect a parcouru en plus du trajet direct avant d'atteindre le récepteur. Le multitrajet spéculaire est dit en phase si $\varphi_1 - \varphi_0 = 0$, et en opposition de phase si $\varphi_1 - \varphi_0 = \pi$. La figure 3.13 présente l'effet des multitrajets sur la CF où LOSCF, MCF, CCF représentent respectivement la CF du signal direct, le signal réfléchi et le signal composite. Nous pouvons remarquer que la CF de signal composite est déformé ce qui provoque une imprécision dans la localisation du pic principal et donc une erreur sur l'estimation du retard.

Le niveau de déformation dans la CF dépend de trois paramètres : le retard relatif $\Delta\tau_m$, l'amplitude relative $\frac{a_1}{a_0}$ notée SMR (Signal to Multipath Ratio) et la phase relative $\Delta\varphi_m$ du signal réfléchi par rapport au signal LOS [22].

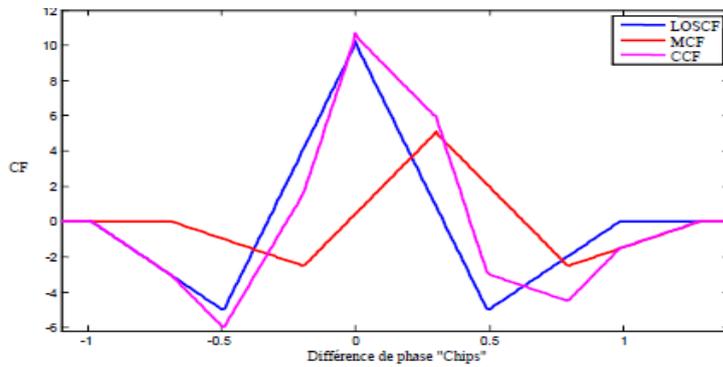


Fig. 3.13 : Forme de la CF en présence d'un multitrajet spéculaire en phase [22].

3.6.2. Influence des multitrajets sur les boucles DLLs

En présence des MP_s, la DLL ne poursuit plus le retard du LOS mais celui du signal composite reçu. plus précisément, en absence des MP_s la DLL fait tendre la tension d'erreur vers zéro pour une valeur $\Delta\tau_m = 0$ (i.e $\tau^i = \tilde{\tau}^i$) par contre en présence des MP_s la DLL fait tendre la tension d'erreur vers zéro mais pour une valeur $\Delta\tau_m \neq 0$ Donc la boucle s'asservit sur une mauvaise valeur du retard et commet une erreur sur l'estimation du retard du signal LOS appelée « **Offset de Code** » [5] comme il est montré dans la figure ci-dessus.

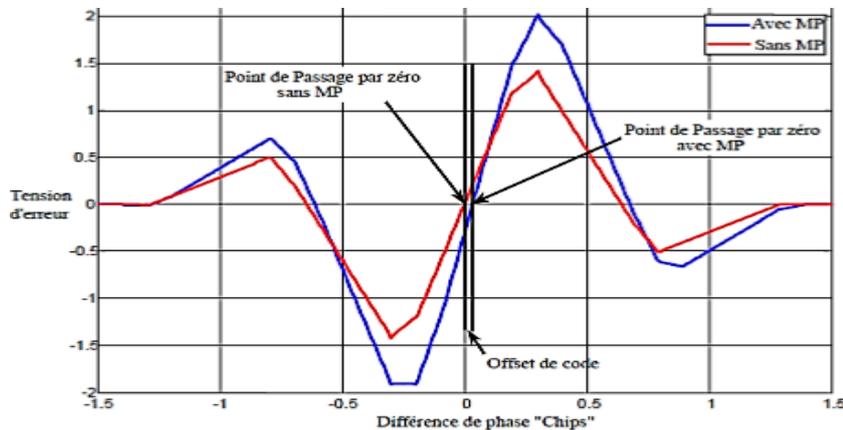


Fig. 3.14 : Tension d'erreur avec et sans multitrajets [22].

Tout comme la CF, la tension d'erreur est fortement liée au retard, l'amplitude et la phase de signal réfléchi par rapport au signal LOS, en effet plus que la valeur de SMR augmente, plus que la zone linéaire devient plus large est la valeur de l'offset augmente. L'augmentation de retard du signal réfléchi par rapport au signal LOS provoque l'apparition de plusieurs points de passage par zéro ce qui entraîne un problème d'ambiguïté au niveau de la DLL [22].

3.7. Caractéristiques des signaux multitrajets

Les performances des signaux en présence du bruit sont souvent représentées par le tracé de la courbe de l'erreur quadratique moyenne notée RMSE (Root Mean Square Error) qui mesure l'erreur quadratique qui existe entre le signal original et le même signal bruité. Tandis que les performances des signaux en présence des multitrajets sont représentées par le tracé de :

- l'enveloppe d'erreur de l'offset de code nommée « *enveloppe d'erreur de multitrajets* » **MEE** (Multipath Error Envelope).
- la moyenne courante de l'erreur de multitrajets nommé **RAE** (Running Average Error) qui est la somme commutative des valeurs absolues maximales de l'enveloppe d'erreur.

Car les performances d'un multitrajet peuvent varier dans le temps [5]. Pour obtenir l'erreur équivalente en mètres, on doit donc multiplier les erreurs de l'offset obtenus par la valeur 293,25 [5, 22].

$$\tau_m \times \frac{c}{f_c} = \tau_m \times \frac{3.10^8}{1.023.10^6} \approx \tau_m \times 293.25 \quad (3.25)$$

Les courbes de MME et RAE sont représentés en fonction de retard de signal réfléchi par rapport signal direct. Donc l'offset de code est une fonction de l'amplitude, retard et de la phase de trajet réfléchi. Les figures 3.15 et 3.16 représentent respectivement la variation de l'enveloppe d'erreur en fonction de SMR, l'espacement chips et la phase de signal réfléchi.

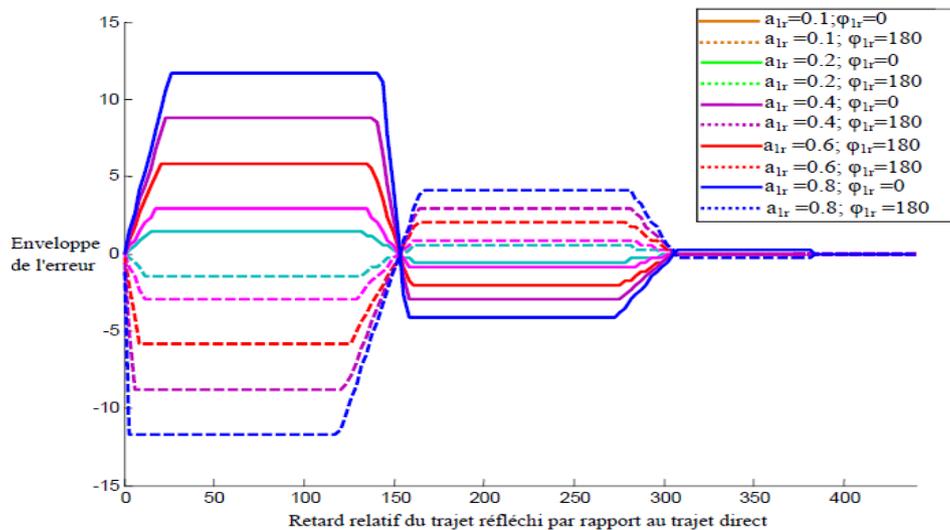


Fig. 3.15 : MEE en fonction de l'amplitude de trajet réfléchi avec un espacement chip $\Delta\tau=0.1$ chips [22].

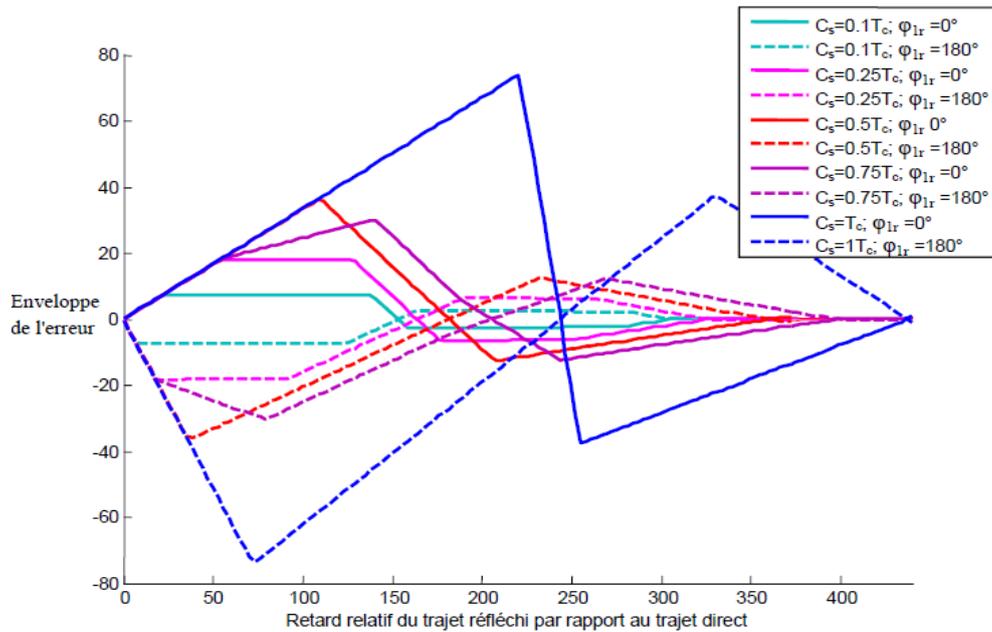


Fig. 3.16 : MEE pour différentes valeurs de l'espacement chips [22].

Comme on peut le constater d'après ces figures que la réduction de l'espacement chips réduit la valeur de l'erreur provoquer par la présence des signaux à trajets multiples. En effet, il existe plusieurs méthodes de réduction des impacts des multitrajets comme par exemple la technique n-EML (technique de corrélation étroite) qui repose sur le principe de la réduction de l'espacement chips a une valeur inférieure à un demi chips, la technique HRC qui repose sur le principe de l'utilisation de la dérivé seconde de code local pour effectuer la poursuite,...etc.

3.8. Conclusion

Les récepteurs GNSS reçoivent différentes signaux transmis par les satellites et contenant les données nécessaires au calcul de sa position (message de navigation). Les signaux reçus doivent être analysés pour estimer leurs temps de vol qui est souvent accompagné des erreurs liées au dynamique satellite/récepteur et aux bruits ainsi que les multitrajets. Pour cela des techniques de réception et de corrélation sont mise à la disposition des récepteurs, parmi ces techniques on trouve les deux opérations majeurs l'acquisition et la poursuite qui ont été l'objectif de ce chapitre. Les performances des signaux à la réception en présence des multitrajets dépendent non seulement de l'espacement chip, l'amplitude, retard et la phase de signal réfléchi, mais aussi de type de modulation utilisée lors de l'émission des signaux comme il sera montré dans le chapitre suivant.

Chapitre 4 Simulations et Étude Comparative

4.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons une étude comparative des résultats de simulation numériques des différents signaux via le simulateur Matlab afin de valider l'analyse théorique développée dans les chapitres précédents.

En premier lieu, nous commençons par générer un code PRN qui sera utile pour la suite de notre étude. Ensuite, nous allons représenter tous les spectres et les fonctions de corrélations des différents signaux GNSS modulés. Par la suite, nous présenterons les résultats de simulations des tensions d'erreurs des boucles DLLs cohérentes et nous exposerons ainsi l'influence des MPs sur la poursuite de code en effectuant une comparaison entre les différents signaux en termes de L'enveloppe et la moyenne d'erreur MEE, RAE et le taux d'erreur BER.

4.2. Les codes PRN

Les satellites GPS et Galileo émettent plusieurs signaux codés, ses signaux sont envoyés soit à destination civile (code C/A) ou bien militaire (code P(Y)). Comme nous avons déjà vu dans le troisième chapitre, la mesure des pseudo-distances repose sur le principe de corrélation entre le signal reçu et une réplique générée localement contenant le même code PRN associé au satellite émetteur.

4.2.1. Génération du code C/A

Le code C/A est un code PRN en libre accès composé des séquences déterministes ayant des propriétés proches à celles d'un bruit aléatoire. C'est le produit de deux séquences PRN générés localement par deux registres à décalage à rétroaction linéaire G1 et G2. La longueur maximale de chaque séquence égale à $N=2^n-1$, sachant que n c'est le nombre d'étages dans chaque registre ($n=10$), comme l'illustre la figure 4.1. Le retour de G1 provient des bits 3 et 10 et le polynôme correspondant peut être écrit sous la forme $G1 : 1 + x^3 + x^{10}$ et la réaction de G2 provient des bits 2, 3, 6, 8, 9, 10 où le polynôme correspondant est $G2 : 1 + x^2 + x^3 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10}$. En général, la sortie du dernier bit du registre à décalage G1 est la sortie de la séquence.

Cette sortie est appelée sortie MLS (Maximum Length Sequence). Cependant, le générateur G2 n'utilise pas MLS comme sortie, mais il utilise les deux bits comme sortie appelés sélecteur de phase de code via un autre additionneur modulo-2 [29].

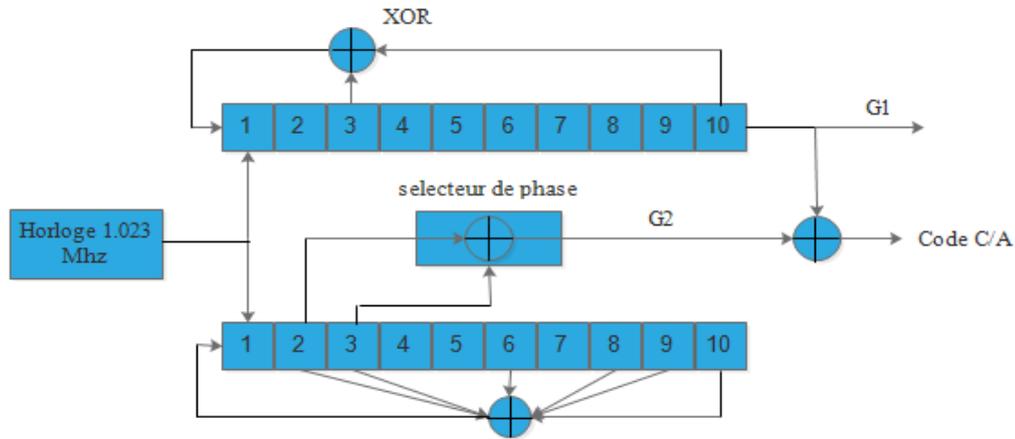


Fig. 4.1 : Générateur de code C/A pour le satellite numéro 10.

Les valeurs initiales des deux registres à décalage G1 et G2 sont toutes égales à -1 dans notre cas et ils doivent être chargés d'abord dans les registres. L'identification du satellite est déterminée par les deux positions de sortie du générateur G2. En effet c'est ces sorties qui rendent les codes PRN quasi-orthogonaux. Il existe au total 37 sorties uniques utilisées pour les codes C/A dont 5 sont réservées au secteur de contrôle [30].

Numéro de satellite	Numéro de code PRN	Sélection de phase de code
1	1	$2 \oplus 6$
2	2	$3 \oplus 7$
3	3	$4 \oplus 8$
4	4	$5 \oplus 9$
5	5	$1 \oplus 9$
6	6	$2 \oplus 10$
7	7	$1 \oplus 8$
8	8	$2 \oplus 9$
9	9	$3 \oplus 10$
10	10	$2 \oplus 3$

TAB. 4.1 : Valeurs de phase de code pour les 10 premiers satellites.

Dans la figure 4.2, la forme d'onde d'un code C/A associé au satellite numéro 10 est présentée via les résultats de simulation Matlab, tout en basant sur le même principe décrit précédemment. Le code C/A généré à une longueur 10230 chips avec deux registres G1 et G2 initialisés à -1. Nous pouvons constater que les codes PRNs sont des suites de chips qui prennent des amplitudes +1 et -1 aléatoirement.

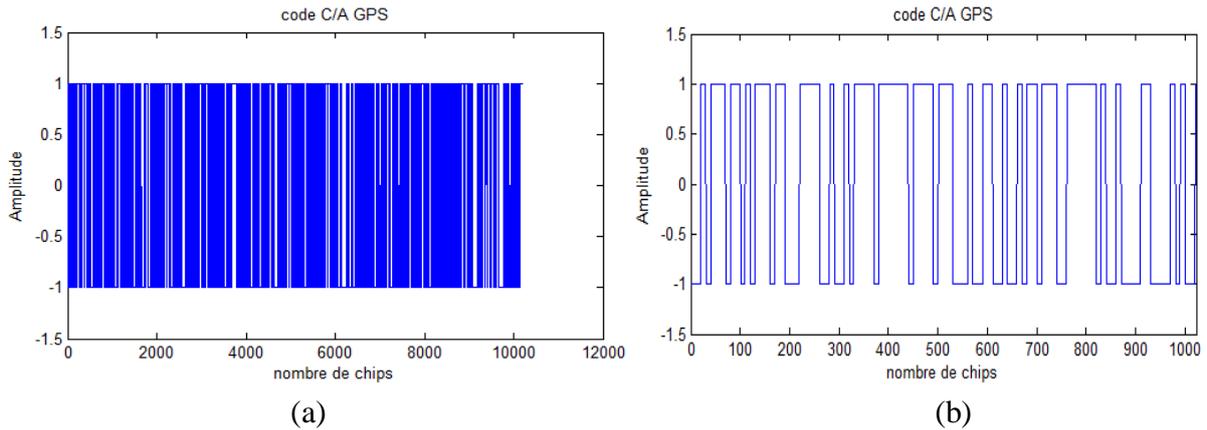


Fig. 4.2 : Exemple d'un code C/A GPS : (a) code PRN (b) séquence PRN.

4.2.2. Propriétés de corrélation des codes C/A

Comme il est déjà mentionné dans le troisième chapitre, la corrélation est une étape indispensable dans les processus d'acquisition et de poursuite, elle permet de détecter la présence du signal associé à un satellite donnée parmi l'ensemble des signaux reçus afin d'aboutir au calcul des distances. L'une des propriétés les plus importantes des codes C/A est leurs résultats de corrélation contenant un pic d'autocorrélation maximale et plusieurs pics d'intercorrélation faibles (corrélations croisées), cette propriété fournit une large plage dynamique pour l'acquisition du signal pour détecter un signal faible en présence des signaux forts grâce à la corrélation et permettent également aux satellites d'émettre simultanément dans la même bande de fréquence sans risque d'interférences. En effet, si les codes sont orthogonaux entre eux, les valeurs des corrélations croisées seront nulles. Cependant, les codes C/A ne sont pas orthogonaux, mais quasi-orthogonaux ce qui implique que ses valeurs ne sont pas nulles.

La figure 4.3 présente la fonction d'autocorrélation d'un code C/A associé au satellite n°10 et une vue agrandie dans la figure 4.4. D'après les résultats obtenus, nous pouvons constater que la fonction d'autocorrélation présente des valeurs faibles de corrélation croisée et un seul pic maximal.

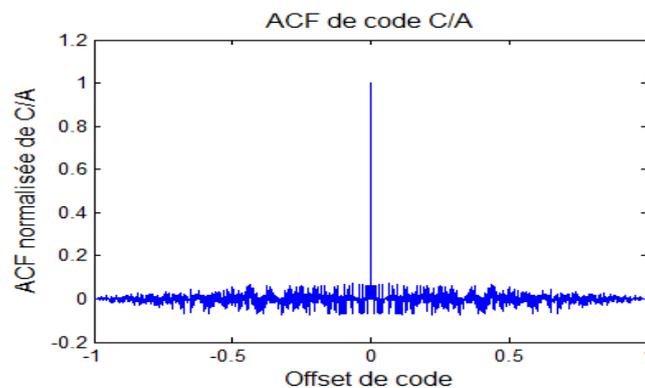


Fig. 4.3 : Fonction d'autocorrélation de code C/A associé au satellite n°10.

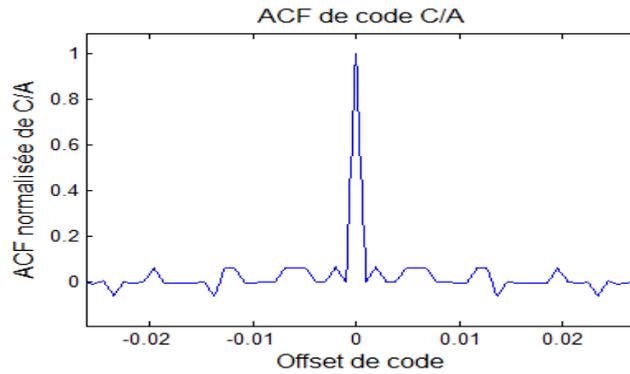


Fig. 4.4 : Vue agrandie de la fonction d'autocorrélation de code C/A.

La figure 4.5 illustre la fonction d'intercorrélation entre le code C/A associé au satellite n°9 et le code C/A associé au satellite n°10. On peut aisément constater que la fonction d'intercorrélation entre ces deux codes donne des valeurs faibles, car les codes sont différents et quasi-orthogonaux entre eux.

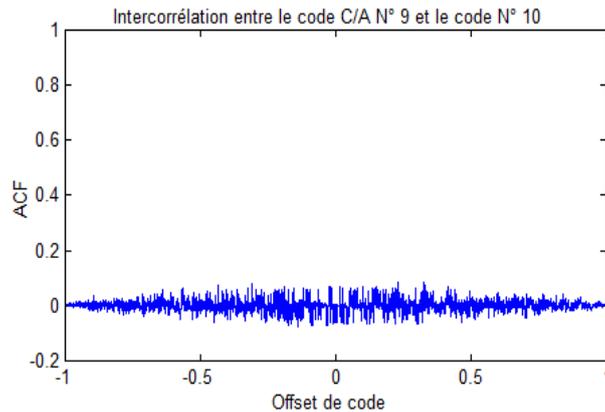


Fig. 4.5 : Intercorrélation entre les codes n°9 et n°10.

4.3. Simulations et étude comparative entre les signaux GNSS

Dans cette partie, une étude comparative entre les différents signaux GNSS en termes de la DSP, CF, MEE, RAE, BER (Bit Error Rate) et RMSE (Root Mean Square Error), va être présentée.

4.3.1. Densité spectrale de puissance

La DSP d'un signal décrit la répartition de la puissance en fonction de la fréquence. Elle peut être obtenu par le transformé de Fourier de la fonction d'autocorrélation. L'ancien système GPS utilise la modulation BPSK dans le but de véhiculer l'information via la phase d'un signal de référence. Cependant, cette technique de modulation représente certaines limitations pour les applications qui nécessitent un débit élevé, ainsi que l'imprécision de calcul de position en présence des perturbateurs comme les multitrajets.

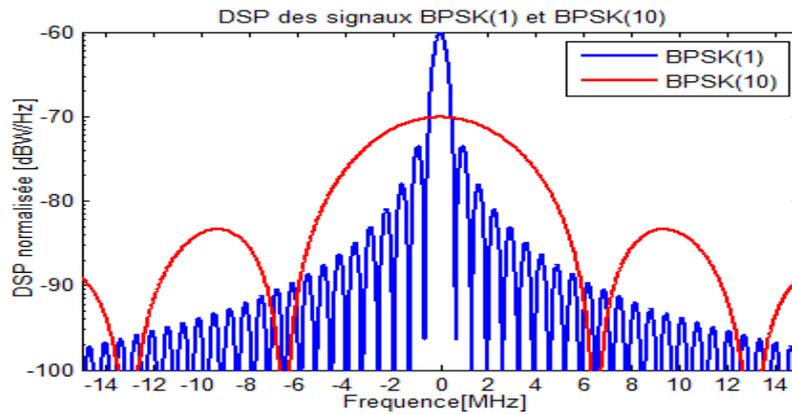


Fig. 4.6 : DSP des signaux BPSK(1) et BPSK(10).

La simulation de l'équation de la DSP d'un signal BPSK(1) et BPSK(10) est illustrée à la figure 4.6. D'après les résultats obtenus, nous pouvons constater que la DSP d'un signal BPSK contient un seul lobe principal centré autour de la fréquence centrale (fréquence porteuse) et plusieurs lobes secondaires décalés à gauche et à droite quel que soit le taux de code PRN. En effet, cette propriété conduit à des interférences entre les différents services qui utilisent les mêmes bandes d'émission. C'est l'une des raisons qui ont poussé les chercheurs à développer de nouvelles techniques de modulations dont le spectre de puissance sera le plus possible éloigné de ceux des autres signaux existants présents déjà dans la bande.

La modulation BOC est désormais utilisée pour améliorer le partage spectral des signaux en la même bande, comme l'illustre les figure 4.7, 4.8 et 4.9. Dans le cas des signaux BOC, le spectre est divisé en deux lobes décalés à gauche et à droite de la fréquence centrale et plusieurs lobes secondaires. Ceci est dû grâce à l'insertion de la sous-porteuse par rapport au signal courant GPS C/A. Cette propriété permet de minimiser aux mieux les interférences entre les différents systèmes ayant des bandes d'émission communes et rend la séparation avec les signaux GPS plus facile.

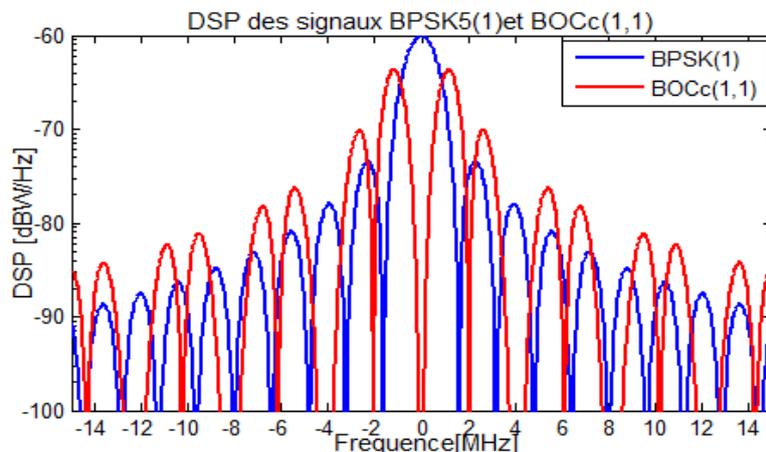


Fig. 4.7 : Comparaison entre les DSP des signaux BPSK(1) et BOC(1,1).

A travers les différents DSPs, nous pouvons remarquer que le nombre de lobes secondaires situés entre les deux lobes principaux égaux à $M-2$, tel que M est l'ordre de modulation. Par exemple, pour $\text{BOC}(15,2.5)$, $M=12$, le spectre contient dix lobes secondaires entre les lobes principaux. Donc cela revient à dire que l'augmentation de rapport entre la fréquence de la sous-porteuse et la fréquence de code PRN élargit la distance entre les lobes principaux et faire augmenter la bande passante. Notons que la bande passante est égale à deux fois la somme des fréquences de la sous-porteuse et du code. On peut remarquer également que les passages à zéro des lobes principaux sont espacés de $2f_c$ tandis que les passages à zéro des lobes secondaires sont espacés de f_c .

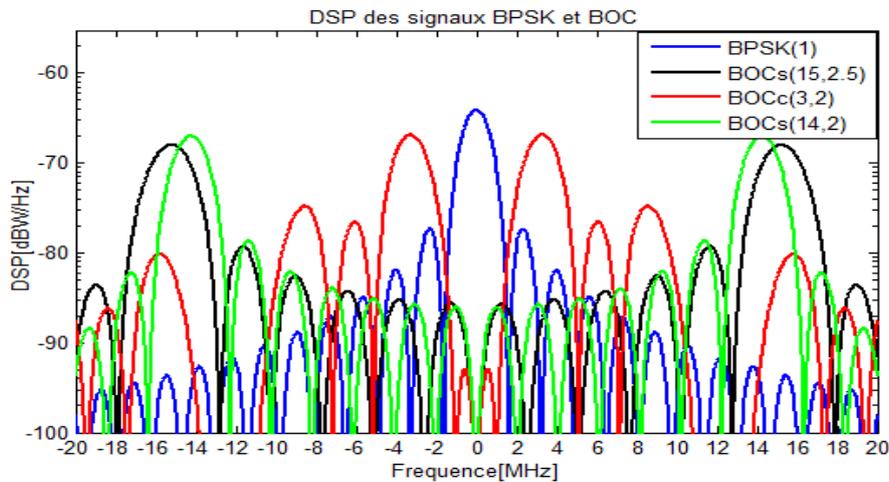


Fig. 4.8 : DSP normalisée des signaux BPSK et BOC.

Dans la figure 4.9, les tracés des spectres des signaux BOCs et BOCc pour $M=4$ et $M=12$ sont illustrés. Nous pouvons constater que la différence entre les spectres des signaux BOCs et BOCc réside dans l'amplitude des lobes secondaires situés entre les lobes principaux. En effet, dans le cas d'un signal BOCs, les lobes secondaires situés entre les deux lobes principaux ont une amplitude supérieure aux lobes secondaires situés à l'extérieur, par contre dans le cas d'un signal BOCc, ce phénomène est inversé.

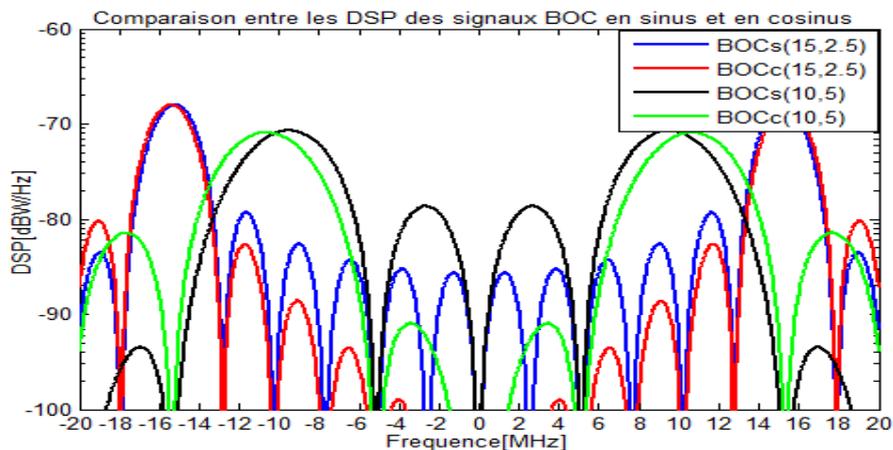


Fig. 4.9 : DSP des signaux BOC(10,5), BOC(15,2.5) en sinus et en cosinus.

Cette propriété est très intéressante au regard des phénomènes d'interférences avec les signaux existant. En effet, le signal BOC en cosinus sera à l'origine d'interférence moindre avec les signaux déjà présents dans la bande commune. Néanmoins, dans le cas où le filtre utilisé en réception a une bande n'excédant pas la largeur de la bande des lobes principaux, les pertes seront plus importantes pour un signal BOC en cosinus que pour un signal BOC en sinus.

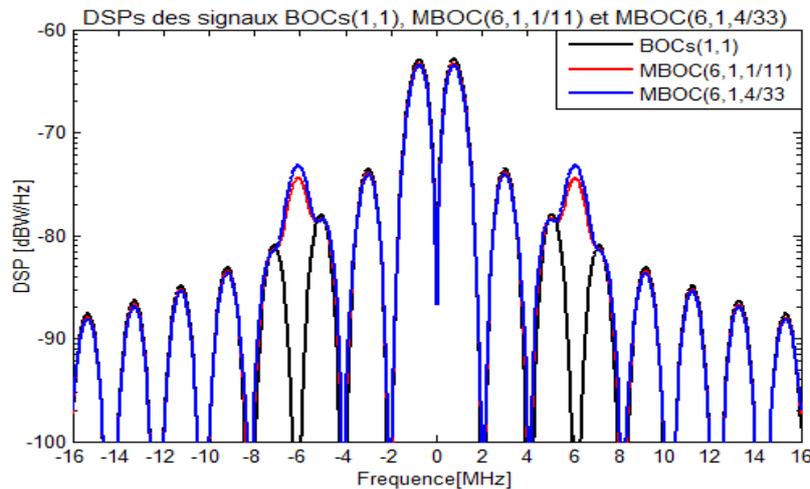


Fig. 4.10 : DSP normalisée des signaux BOCs(1,1), MBOC(6,1,1/11) et MBOC(6,1,4/33).

Les résultats de simulation des DSPs des signaux, MBOC OS E1 Galileo et BOCs L1C GPS, sont montrés à la figure 4.10. On peut aisément constater d'après cette figure que contrairement aux signaux BOC, les signaux modulés en MBOC ont une puissance considérablement élevée autour des hautes fréquences $\pm 6\text{MHz}$. Cette puissance est proportionnelle à la valeur de l'allocation de puissance de BOC(6,1). Ceci va permettre de réduire le nombre des pics secondaires de la CF et l'ouverture de pic principal comme il sera souligné dans la suite de ce chapitre.

4.3.2. Etude temporelle des signaux GNSS

4.3.2.1. Fonctions de corrélation

La précision de suivi, de positionnement et la robustesse aux trajets multiples sont étroitement liées à la forme de la CF qui représente la base des processus d'acquisition et de poursuite. Un pic de corrélation étroit permet d'avoir de meilleures performances en termes de la précision et de la poursuite et la résistance aux Multitrajets, comme il est déjà indiqué aux chapitres 2 et 3. Bien évidemment, la forme de la CF dépend de type de modulation utilisée lors de l'émission de signal.

Dans la figure 4.11, les tracés des CFs des signaux BPSK et BOC sont illustrés, nous pouvons constater que le pic de corrélation d'un signal BOC est plus étroit et plus pointu que celui d'un signal BPSK. En outre, on remarque également que pour la même valeur de M , le

pic principal de BOC_C est plus étroit que celui de BOC_S et tous les deux deviennent de plus en plus étroits et presque de même largeur pour M élevé (voir la figure 4.12).

En outre, on remarque que contrairement au signal BPSK, la CF des signaux BOC présente des pics secondaires autour d'un pic principal étroit. Les CFs des signaux BOC_S et BOC_C ont respectivement $2M-1$ et $2M+1$ pics positifs et négatifs, de plus ces derniers sont séparés par une durée $\frac{T_c}{M}$ ce qui implique la présence de $2M-2$ passages par zéro, par exemple, pour $M=12$ $\text{BOC}_S(15,2.5)$, la CF a 22 passages par zéro. Donc l'augmentation du rapport M diminue la largeur de pic principal, mais augmente également le nombre de pics secondaires. En effet, cette caractéristique rend la poursuite du signal BOC plus délicate.

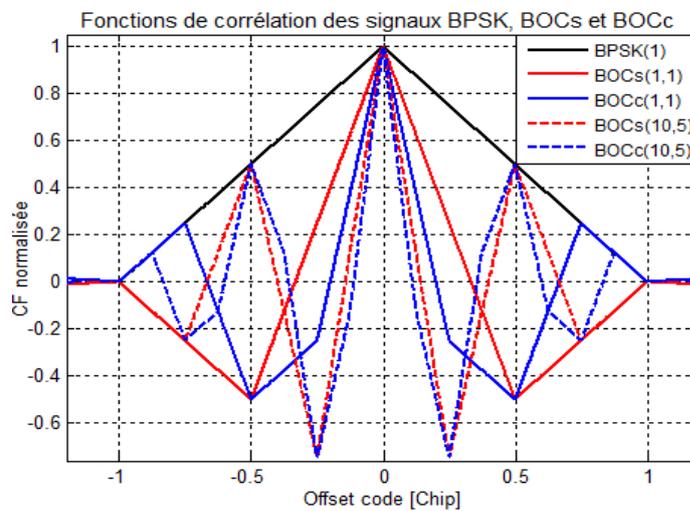


Fig. 4.11 : CF des signaux BPSK, BOCs et BOCc pour $M=2$ et $M=4$.

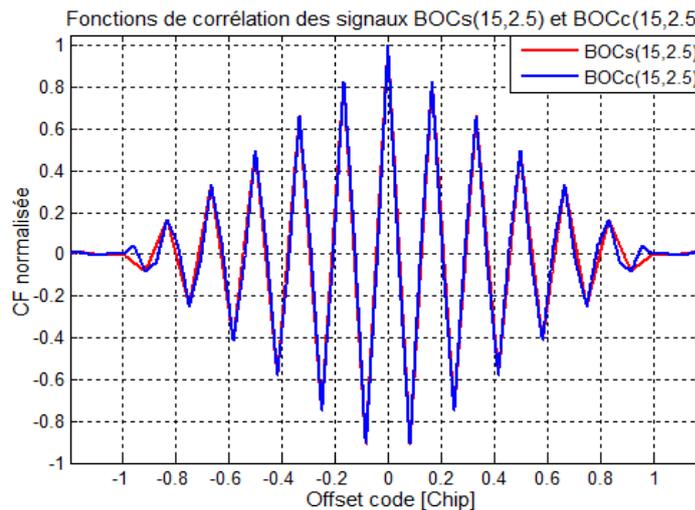


Fig. 4.12 : CF normalisée des signaux, BOCs et BOCc $M=12$.

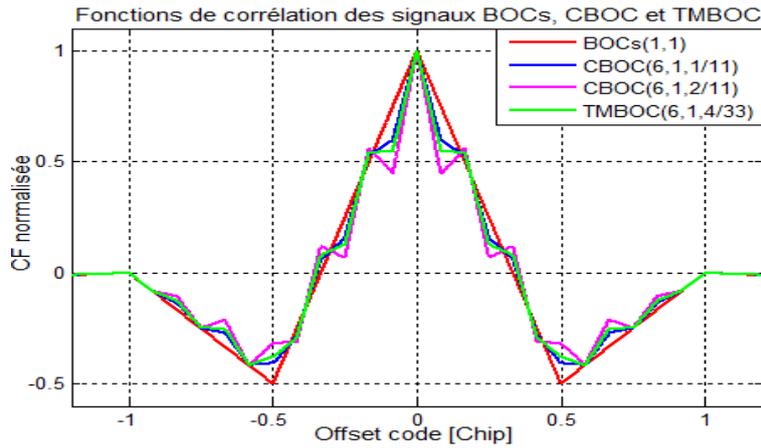


Fig. 4.13 : CFs normalisées des signaux BOCs et MBOC.

La figure 4.13 montre les CFs normalisées pour les signaux BOC et MBOC dans le cas optimal ($\sigma_k = \pm 1$). Nous pouvons remarquer que les CFs des signaux MBOC sont presque les mêmes, de plus leurs pics principaux sont plus étroits que celui d'un signal BOCs(1,1). En effet, si nous rappelons de principe de la modulation MBOC, nous pouvons dire que ceci est le résultat de l'insertion de la composante haute fréquence BOC(6,1) qui va procurer une corrélation étroite. La largeur de pic principal est proportionnel à la fraction de puissance alloué pour la composante BOC(6,1).

4.3.2.2. La fonction discriminatrice en absence des multitrajets

Le retard sur le code et la phase de la porteuse sont en perpétuelle évolution de fait des mouvements relative entre le satellite et le récepteur. Donc le défi des boucles DLLs est de suivre l'évolution de ces paramètres.

Dans la figure 4.14, le tracé de la fonction discriminatrice d'une boucle DLL cohérente notée C-ELP pour un signal BOCs(1,1) avec un espacement chips égale à 0.2 chip est illustré. Nous pouvons remarquer que la tension d'erreur passe par zéro en zéro, plus précisément, lorsque le signal et la réplique sont synchronisés en temps et en fréquence.

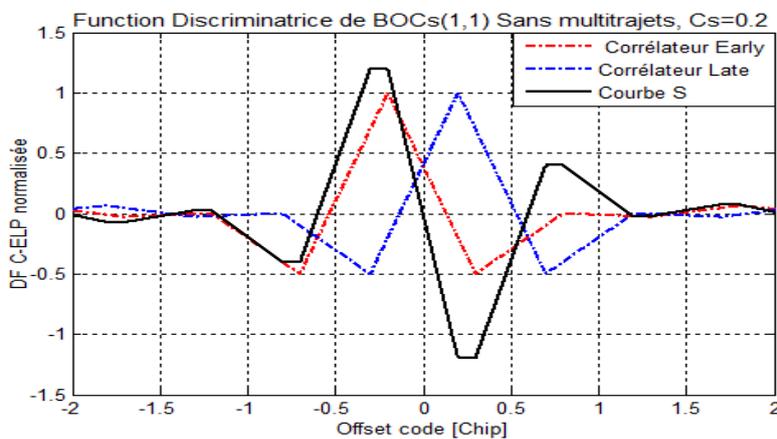


Fig. 4.14 : DF d'un signal BOCs(1,1) avec un espacement chip $C_s=0.2$.

Dans la figure 4.15, la tension d'erreur d'une boucle DLL cohérente et non cohérente pour un signal BOCs(1,1) est illustrée. Nous pouvons remarquer que la différence entre ses boucles réside dans la forme de la tension d'erreur. En effet, la tension d'erreur de la boucle DLL non-cohérente est plus pointue que celle d'un DLL cohérente ce qui simplifié la limitation de la zone linéaire qui correspond au point de passage par zéro de la tension d'erreur.

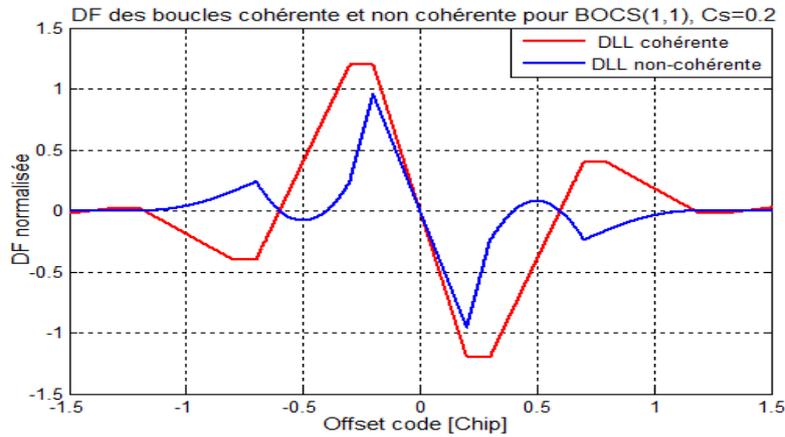


Fig. 4.15 : DF d'une DLL C-ELP et NC-ELP pour un signal BOCs(1,1).

L'espaceur chips joue un rôle très important dans l'amélioration des performances des boucles DLLs en termes de précision et de poursuite. Dans la figure 4.16, le tracé de la tension d'erreur d'un signal BOCs(1,1) d'une boucle C-ELP pour différentes valeurs de l'espaceur chip est illustrée. Nous pouvons remarquer que plus que la valeur de ce dernier augmente plus que la zone linéaire de la courbe devienne large d'où beaucoup de calculs de poursuite et un temps de traitement long.

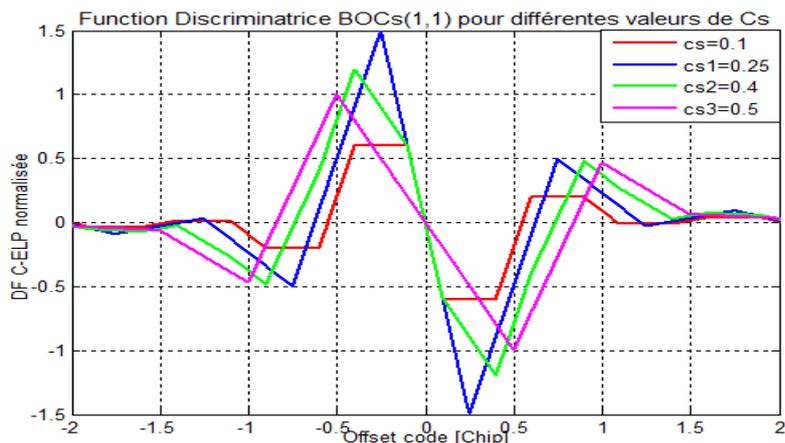


Fig. 4.16 : DF d'un signal BOCs(1,1) pour différentes valeurs de Cs.

La forme de la CF est fortement liée aux types de modulations utilisées et comme la DF n'est que la différence entre deux corrélations l'une en avance et l'autre en retard, cela revient à dire que la forme de la DF dépend également de type de modulation.

Dans les figures 4.17 et 4.18, les tracés des tensions d'erreur d'une boucle DLL C-ELP pour les signaux BPSK, BOCs, BOCc et MBOC sont illustrés. Les simulations ont été

effectuées avec un espacement chips $C_s=0.1$ de la durée d'un chip. Nous pouvons remarquer que la zone linéaire autour de $\Delta\hat{\tau}$ est plus étroite pour les signaux MBOC et BOCs(10,5), ainsi, en comparant la DF de signal BOCs avec celle de BOCc pour $M=2$, nous pouvons constater que celle de BOCc est plus étroite car son pic principal est plus étroit que celui d'un signal BOCs. En outre, la zone linéaire de la DF pour BOCs(10,5) est plus étroite que celle de BOCs(1,1). Donc cela revient à dire que cette zone est plus étroite pour un ordre de modulation M élevé et un pic principal étroit. En effet, cette propriété va permettre moins de calculs de poursuite et donc plus de précision.

Contrairement à la DF d'un signal BPSK, la DF des signaux BOC présente plusieurs passages par zéro. Évidemment, ces faux points de verrouillage sont générés à cause des pics secondaires de la CF. En effet, la plage de fonctionnement correcte de la boucle se situe bien évidemment autour du point (0,0).

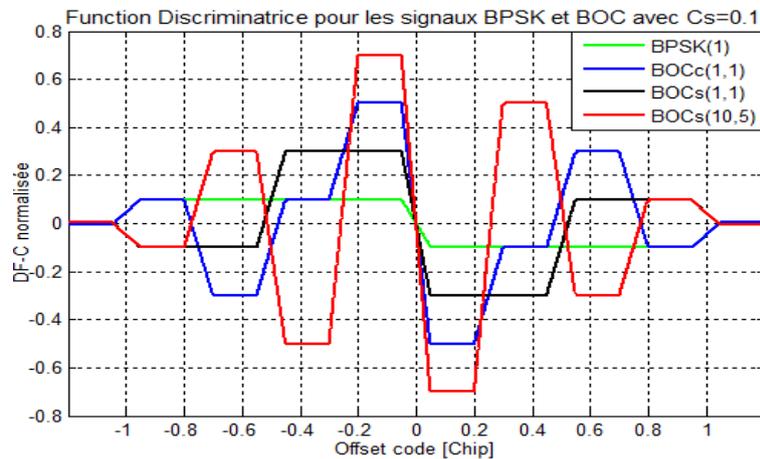


Fig. 4.17 : DF C-ELP des signaux BPSK, BOCs et BOCc, $C_s=0.1$.

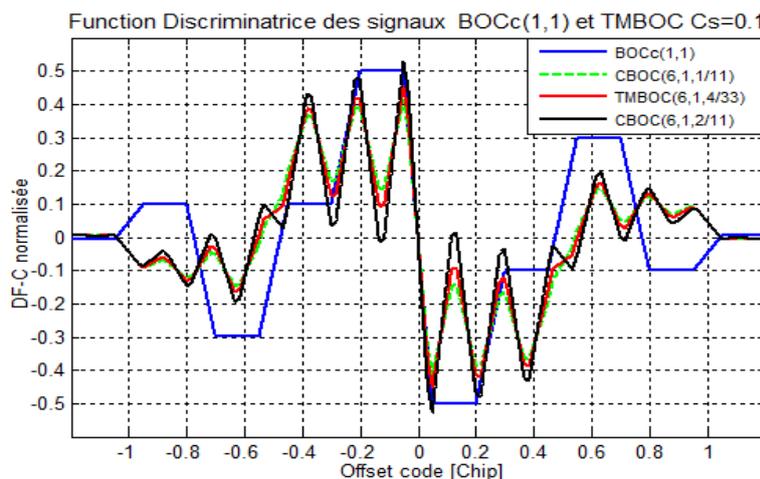


Fig. 4.18 : DF C-ELP des signaux BOCc(1,1) et TMBOC, $C_s=0.1$.

Si au cours du processus de poursuite, le bruit est suffisamment fort, pour "pousser" la boucle hors de cette zone, la DLL peut s'accrocher sur un faux point de verrouillage secondaire, et ainsi conduire à une erreur d'estimation inacceptable.

4.3.2.3. Fonction discriminatrice en présence des multitrajets

En présence des multitrajets, le signal au niveau de récepteur étant la somme d'un signal direct LOS et de tous les signaux réfléchit. Dans la figure 4.19, le tracé de la CF d'un signal BOCs(1,1) en présence d'un multitrajet spéculaire en phase et en opposition de phase est illustré. La simulation a été effectuée on supposant que le retard de signal réfléchi égal a $Cr=0.3$ et son amplitude égale à 0.5. Nous pouvons remarquer que dans les deux cas la fonction de corrélation est déformée.

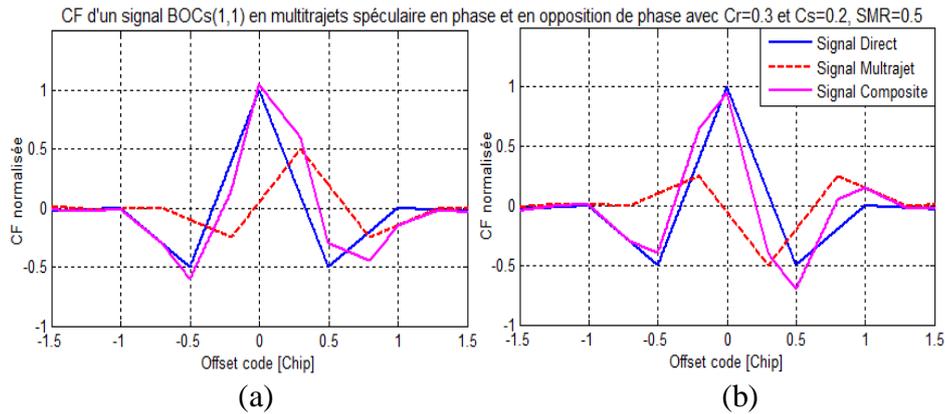


Fig. 4.19 : CF de BOCs(1,1) en présence de multitrajets spéculaire : (a) en phase (b) en opposition de phase $Cr=0.3$, $SMR=0,5$.

Le niveau de déformation dépend de plusieurs paramètres à savoir, le retard, la phase et l'amplitude de signal réfléchi par rapport au signal direct. Dans la figure 4.20, les tracés de la CF pour un signal BOCs(1,1) en présence d'un multitrajet spéculaire en phase pour différentes valeurs de retard Cr sont illustrés. Nous pouvons remarquer que L'amplitude du pic de corrélation du signal résultant peut être inférieure ou supérieure à l'amplitude de celui du LOS. De plus, en fonction du retard de signal MP, un ou deux pics secondaires peuvent apparaitre.

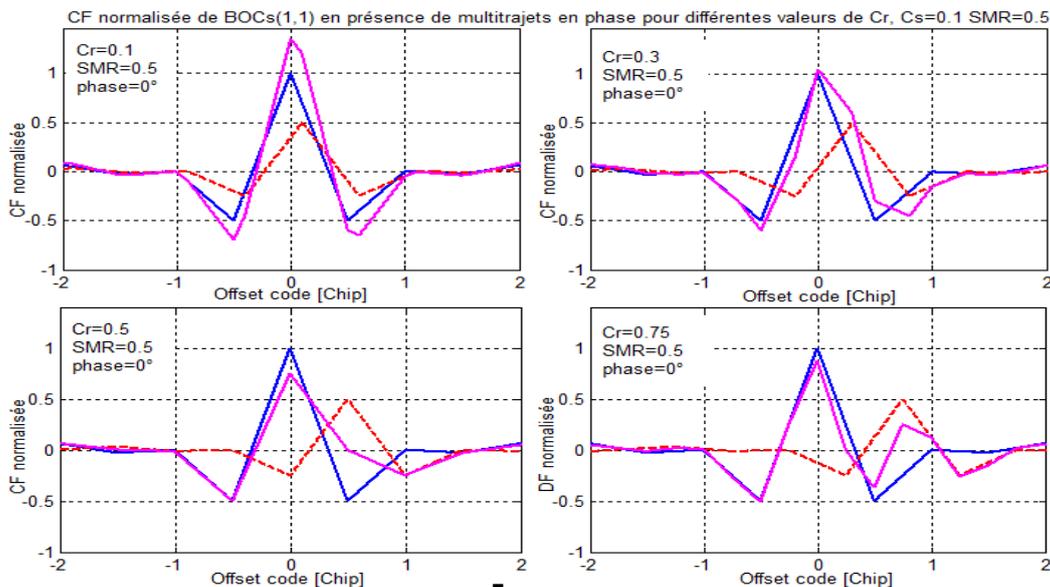


Fig. 4.20 : CF de BOCs(1,1) pour différentes valeurs de retard Cr , $SMR=0.5$.

La déformation de la CF provoque à son tour une déformation au niveau de la tension d'erreur. La figure 4.21 illustre la forme de la tension d'erreur d'un signal BOCs(1,1) en présence d'un multitrajet en phase et en opposition de phase. La simulation a été effectuée en supposant que le retard de signal réfléchi égale à $Cr=0.3$ et son amplitude égale à 0.5 (moitié d'amplitude du signal LOS). Nous pouvons remarquer que dans les deux cas, la tension d'erreur est déformée et le point de passage par zéro est affecté. L'erreur sur le point de passage à zéro est positive dans le cas d'un multitrajet en phase et négative dans le cas d'un multitrajet en opposition de phase.

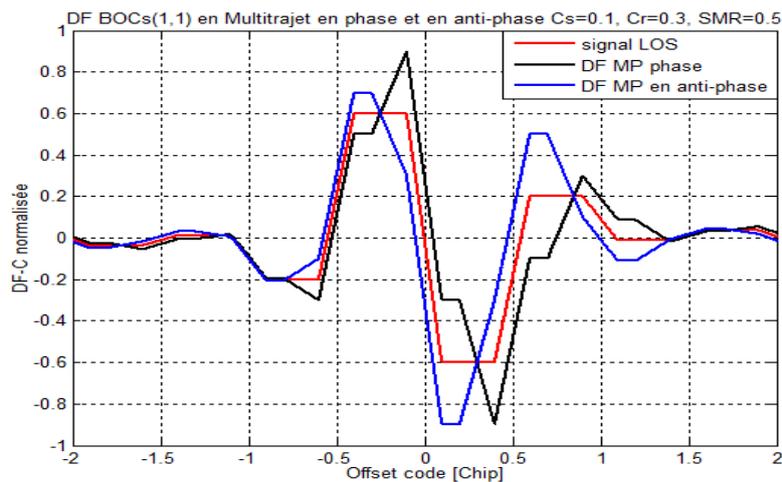


Fig. 4.21 : DF BOCs(1,1) en présence d'un multitrajet spéculaire en phase et opposition de phase avec $C_s = 0.1$, $C_r = 0.3$ et $SMR = 0.5$.

Tout comme la CF, la déformation dans la tension d'erreur dépend de retard, phase et l'amplitude de signal réfléchi par rapport au signal direct. Dans les figures 4.22 et 4.23, le tracé de la tension d'erreur d'un signal BOCs(1,1) pour différentes valeurs de C_r et SMR est illustré. Nous pouvons remarquer que la forme de la tension d'erreur est fortement liée au retard de signal MP. En effet, plus que le retard augmente plus que le nombre de points de passage par zéro ce qui conduit donc à une forte ambiguïté. D'après la figure 4.23, nous pouvons remarquer que la valeur d'amplitude de signal réfléchi par rapport au signal LOS affecte la forme de la tension d'erreur. En effet, l'augmentation de ce dernier augmente la valeur de l'offset de code ce qui conduit à des erreurs de positionnement importantes.

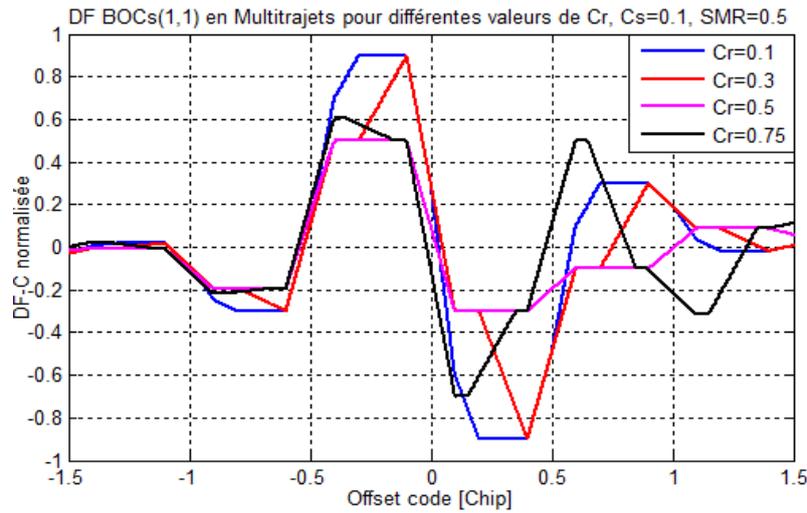


Fig. 4.22 : DF BOCs(1,1) en présence des multitrajets en phase pour différentes valeurs de C_r , $C_s=0.3$, $SMR=0.5$.

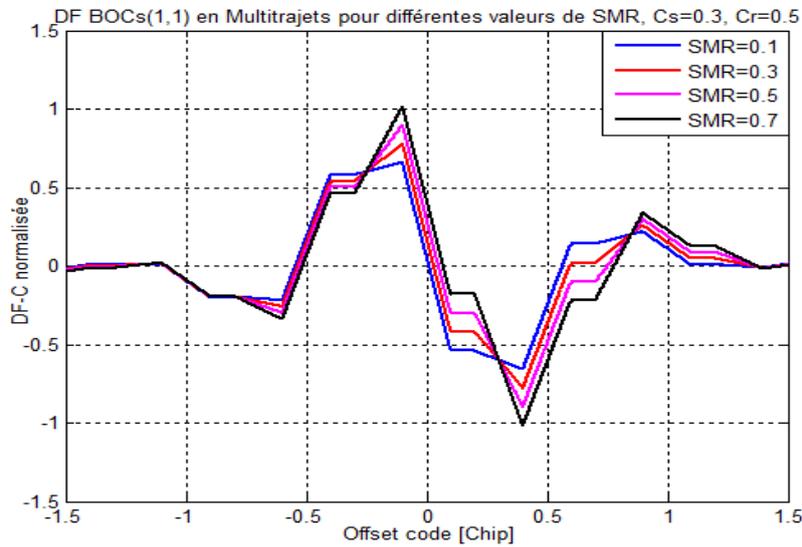


Fig. 4.23 : DF BOCs(1,1) en présence des multitrajets en phase pour différentes valeurs de SMR , $C_s=0.3$, $C_r=0.5$.

Les performances des signaux en présence des multitrajets sont souvent représentées par le tracé de l'Enveloppe d'erreur MEE et la moyenne courante d'erreur RAE. Dans les figures 4.24 et 4.25, les tracés des MEEs et RAEs des signaux BPSK, BOCs, BOCc, et MBOC sont illustrés. La simulation est effectuée en supposant que le signal réfléchi est en phase et en opposition de phase avec une l'amplitude relative de $a_1/a_0 = 0.5$, et un retard qui varie entre 0 et 1 chip. D'après la figure 4.24, nous pouvons remarquer que la modulation BOC donne une meilleure résistance aux multitrajets par rapport à la modulation traditionnelle BPSK. En effet, dès que retard du trajet réfléchi par rapport au trajet direct est supérieur à 150 mètres l'erreur de poursuite pour un signal BOC est pratiquement divisée par deux par rapport à ce que l'on observe pour le signal BPSK.

En outre, d'après la figure 4.25, nous pouvons remarquer que pour la même valeur de M ($M=2$), la modulation BOCc donne une meilleure mitigation aux multitrajets par rapport à la modulation BOCs pour les retards relatifs moyens du multitrajet (70 jusqu'à 150m) car la modulation BOCc présente un pic de corrélation plus étroit que celui de la modulation BOCs. De plus, l'augmentation de rapport M permet d'avoir une meilleure robustesse aux multitrajets, ceci est valable que pour les retards inférieurs à 80 mètres. Ainsi, nous pouvons remarquer également que les signaux modulés en MBOC ont de meilleures performances par rapport aux signaux BOC et BPSK pour les retards relatifs inférieurs à 80 mètres et supérieurs à 150 mètres. Cependant, tous les signaux modulés en MBOC ont presque les mêmes performances en termes de multitrajets pour les courts retards.

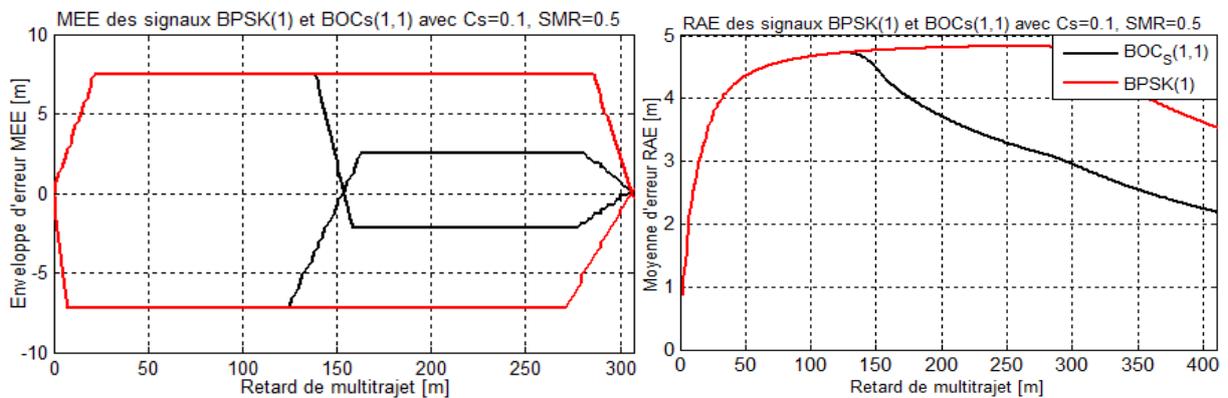


Fig. 4.24 : MEE et RAE des signaux BPSK, BOCs avec $C_s=0.1$, $SMR=0.5$.

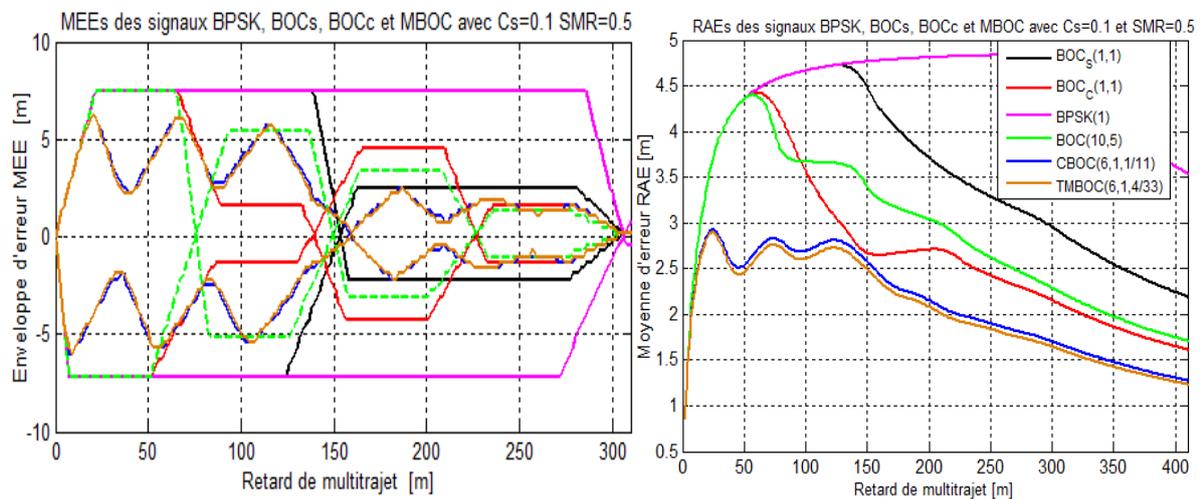


Fig. 4.25 : MEEs et RAEs des signaux BPSK, BOCs, BOCc et MBOC, $C_s=0.1$, $SMR=0.5$.

4.3.3. Racine carré de l'erreur moyenne quadratique

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, noté RMSE. Afin de montrer l'effet du bruit sur les boucles DLLs, plus précisément son effet sur le point de verrouillage de la boucle. Dans la figure 4.26, les courbes de RMSE des signaux BPSK,

BOCc, BOCc et MBOC ont été tracées. Nous pouvons remarquer que l'erreur de suivi de code diminue linéairement avec la diminution du bruit. Les signaux CBOC et TMBOC présente une meilleure robustesse face aux bruits que les signaux BOC, de même, le signal BOC à son tour est le plus performant que le signal BPSK. Nous pouvons remarquer également que l'erreur de suivi de code est proportionnelle à l'ordre de modulation, cela peut être justifié par le faite que l'augmentation du rapport M diminue la largeur de pic centrale ce qui permet d'avoir une zone linaire plus étroite et moins sensible aux bruits. Cependant les performances des signaux restent les même dans le cas d'une boucle NC-ELP.

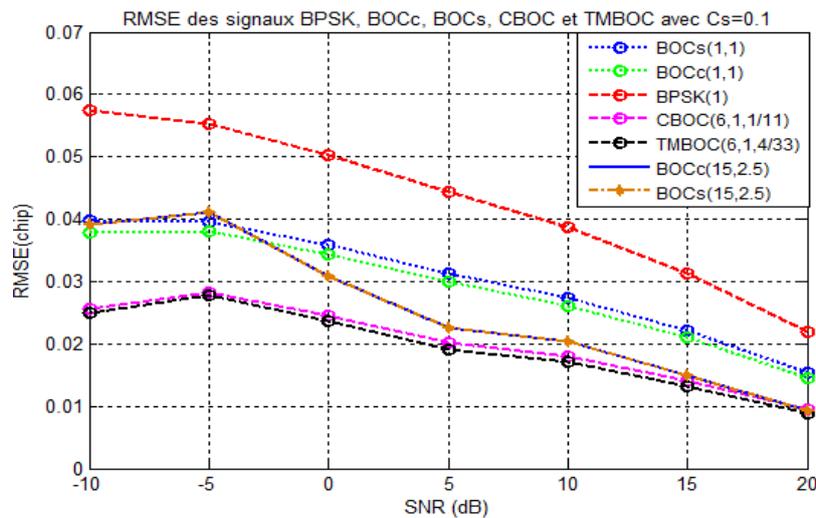


Fig. 4.26 : RMSE des signaux BPSK, BOCs, BOCc, CBOC et TMBOC avec $C_s=0.1$ chips.

4.3.4. Taux d'erreur binaire

Les phénomènes parasites (bruit) perturbent la transmission des signaux et peuvent affecter les informations en modifiant un ou plusieurs bits dans le message de navigation. On appelle le taux d'erreur binaire (TEB ou BER, Bit Error Rate) le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre de bits total transmis. Dans la figure 4.27, les tracés des courbes de BER pour les signaux BPSK, BOC et MBOC sont illustrés. Nous pouvons constater que les signaux modulés en BOCc, BOCs et TMBOC sont plus performants que les signaux modulés en BPSK et CBOC, de plus pour une valeur de SNR égale à 4 dB, la valeur de BER obtenue pour un signal BOC égale à 0.05754 tandis que pour un signal CBOC le BER égale à 0.09078. Ceci peut être justifié par le fait que les signaux BOC et TMBOC sont des signaux à deux niveaux tandis que le signal CBOC est un signal à quatre niveaux. Nous pouvons remarquer également que les signaux BOCs et BOCc donne les même performances et l'augmentation du rapport M affecte légèrement les valeurs de BER obtenus.

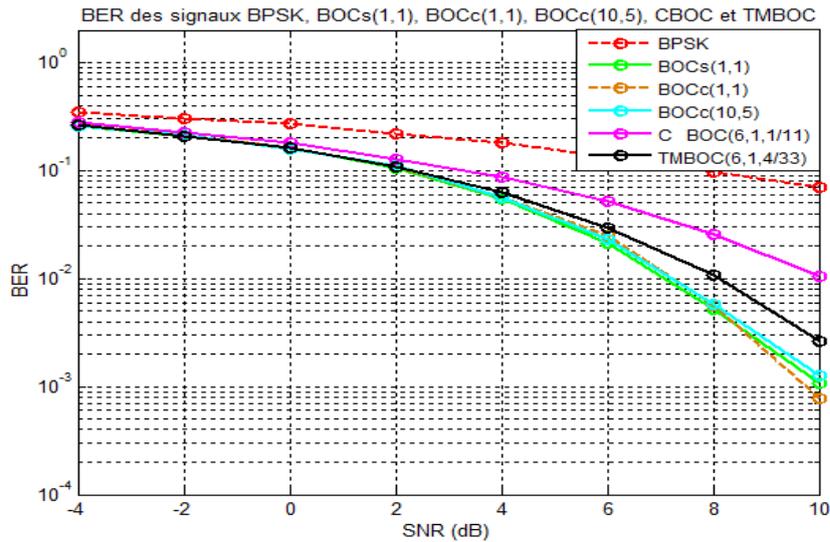


Fig. 4.27 : Taux d'erreur binaire des signaux BPSK, BOC et MBOC.

4.4. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons commencé par interpréter la méthode de génération des codes PRN, plus précisément le code d'acquisition C/A GPS. Ensuite, nous avons simulé et présenté en premier lieu les courbes de la densité spectrale de puissance ainsi que celles de la fonction de corrélation CF et de la fonction discriminatrice DF des différents signaux modulés en BPSK, sinBOC, cosBOC, TMBOC et CBOC afin d'effectuer une étude comparative entre eux et de montrer l'utilité et les performances apportées de la modernisation du l'ancien système GPS.

En second lieu, nous avons démontré l'effet des multitrajets sur les signaux et ceci en traçons les courbes de la CF et celles de la DF en présence d'un multitrajet spéculaire en phase et en opposition de phase. Enfin, nous avons révélé l'influence des multitrajets sur le positionnement d'un système GNSS en traçons les courbes des MEEs, RAEs pour chacun de nos signaux ou nous avons constaté d'après les résultats obtenus que les signaux BOC et MBOC sont plus performants que les signaux BPSK en termes de résistance aux multitrajets. Ainsi, nous avons présenté à la fin de chapitre les courbes de RMSE et BER afin de montrer lesquels des signaux est le plus robuste face aux bruits.

Conclusion générale

Un système de positionnement par satellites également désigné sous le sigle anglais GNSS (Global Navigation Satellite System) est un ensemble de composants reposant sur une constellation de satellites artificiels permettant de fournir à un utilisateur par l'intermédiaire d'un récepteur de petite taille sa position.

Le travail présenté dans ce mémoire a pour but d'étudier le principe de fonctionnement des différents systèmes de positionnement en décrivant pour chacun les différents secteurs qui les composent ainsi que les codes et les services proposés. De même, effectuer une étude comparative entre les différents signaux modulés via différentes techniques afin de montrer les avantages que représentent les modulations BOC, MBOC et ALTBOC par rapport à l'ancienne modulation adoptée pour le GPS (BPSK).

Dans le premier chapitre, nous avons présentés les quatre systèmes de positionnement existants actuellement sur le marché GNSS, autrement dit, le système GPS, GALILEO, GLONASS et COMPASS tout en décrivant leurs architectures ainsi que les différents bandes d'émissions et la structure des signaux (code PRN, porteuse...etc) pour chacun d'entre eux.

Le deuxième chapitre est dédié à la comparaison entre les différentes techniques de modulations où nous avons expliqué le principe de chaque type de modulations et ceci en analysant les courbes de la densité spectrale ainsi que celles de la fonction de corrélation. Ce chapitre nous a permis de comprendre les raisons qui ont poussé les chercheurs à développer de nouvelles techniques apportant plus d'avantages que la modulation BPSK et l'utilité de la modernisation du système GPS.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés aux différents traitements réalisés par le récepteur GNSS notamment les processus d'acquisition et de poursuite qui restent une étape indispensable dans la réception des signaux satellitaires. C'est plus particulièrement aux boucles de poursuite de code DLLs que nous sommes intéressés de plus nous avons expliqué la manière dont cette dernière poursuit le code, autrement dit les étapes de construction de la tension d'erreur qui sera utilisée pour piloter le rythme de générateur de code PRN jusqu'à ce que il y'aura une synchronisation parfaite entre la réplique et le signal reçu. Par la suite, nous avons éclairé l'influence du phénomène de multitrajets sur les circuits d'acquisition et de poursuite, notamment leurs impacts sur la fonction de corrélation et la tension d'erreur. Ce phénomène représente une source d'erreurs pénalisante pour les systèmes GNSS ceci en produisant des erreurs de positionnement qui peuvent atteindre des dizaines de mètres. Cette

erreur peut être vue par le tracé représentatif de l'offset de code, nommé l'enveloppe de l'erreur de multitrajets MEE ou soit par le tracé de la moyenne courante d'erreur RAE.

L'analyse théorique présentée dans les chapitres précédents a été prouvée ensuite dans le dernier chapitre où nous avons présentés les résultats des simulations numériques sur les différentes structures que nous avons implémentées sous MATLAB et ceci en traçons les courbes de la densité spectrale, la fonction de corrélation, les tensions d'erreurs des signaux. Les courbes des MEEs, RAEs et le BER ont été aussi tracées afin de valider notre étude présentée déjà avant dans les chapitres précédents.

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 la modulation ALTBOC en présence des multitrajets, de même, faire une étude sur les différentes techniques de réduction des multitrajets comme par exemple la technique HRC [5,22].

Bibliographie

- [1] B. Parkinson and J. Spilker, "Global Positioning System : Theory and Applications," Progress in Astronautics and Aeronautics, vol. 1, 1996.
- [2] S. Roche, " Méthodes de poursuite de phase pour signaux GNSS multifréquence en environnement dégradé.," Toulouse, 2013
- [3] P. Bosser, *GNSS : Systèmes Globaux De Positionnement Par Satellite*, 2013.
- [4] K. Muthuraman, S. Shanmugam, and G. Lachapelle, "Evaluation of Data/Pilot Tracking Algorithms for GPS L2C Signals Using Software Receiver," 2007.
- [5] 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.
- [6] P. Dafesh and A. Parker, "Impact of Transmitter and Receiver Filtering on the Codetracking Performance of GPS Modernization Signals," vol. National Technical Meeting of The Institute of Navigation, (Anaheim), , January 2000. 2000
- [7] E. D. Kaplan and C. J. Hegarty, "Understanding GPS principles and applications," *Boston, MA, USA : Artech House Publishers*, 2006.
- [8] SarayTab., "Analyse et modélisation de l'utilisation de signaux GNSS en environnement marin.,". Thèse Doctorat. Bretagne, 2012.
- [9] H. Wellenhof, B. Lichtenegger, and H. e. Collins, *GPS theory and practice*, 2001.
- [10] J. B. W., "Binary offset carrier modulations for radionavigation," *Journal of the Institute of Navigation*, vol. 48, 2002.
- [11] J. Ángel and Á. Rodríguez, "On Generalized Signal Waveforms for Satellite Navigation," Munich, June 2008.
- [12] G. Usha, C. S. Prabha, and D. V. B. S. S. Indira, "Simulation and Analysis of Binary Offset Carrier Modulation for Modernized Global Navigation Satellite Systems," *International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA)*, vol. 2, May-Jun 2012 2012.
- [13] E. Rebeyrol, C. Macabiau, L. Lestarquit, and J.-L. I. Lionel Ries, "BOC power spectrum densities," *National Technical Meeting of The Institute of Navigation*, 2005.
- [14] J. O. Winkel, "Modeling and simulating GNSS signal structures and receivers," Universität der Bundeswehr, Munchen, Germany, 2000.
- [15] M. F. Samad and E. S. Lohan, "MBOC Performance in Unambiguous Acquisition," *Department of Communications Engineering, Tampere University of Technology*.
- [16] S. CHEBIR, S. AIDEL, K. ROUABAH, S. ATIA, M. FLISSI, and "GNSS Signals Acquisition and Tracking in Unfavorable Environment," *ETA Laboratory, Electronics Dept University of Mohamed El Bachir El-Ibrahimi, Bordj Bou Arreridj- Algeria*, vol. 27, june 2018 2018.

- [17] E. S. Lohan., "Analytical performance of CBOC-modulated Galileo E1 signal using sine BOC(1,1) receiver for mass-market applications," *Department of communications Engineering, Tampere University Of Technology*, 2010.
- [18] F. D. Coté, "GNSS Modulation : A Unified Statistical Description with Application to Tracking Bounds," *Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montréal, Canada* August 2019 2009.
- [19] Z. Xuefen and C. Xiyuan, "Comparison between Strobe correlator and Narrow correlator on MBOC DLL tracking loop," presented at the Laboratory of Micro-Inertial Instrument and Advanced Navigation Technology, University Nanjing, China.
- [20] [https://gssc.esa.int/navipedia/index.php/Composite_BOC_\(CBOC\)](https://gssc.esa.int/navipedia/index.php/Composite_BOC_(CBOC)).
- [21] Z. Khezzer, "Acquisition Rapide des Signaux GNSS Par un Récepteur Logiciel," Thèse Doctorat. Université de Batna.
- [22] 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.
- [23] L. Bertrand, "Localisation par satellites : le système GPS," Université de Bordeaux 1.
- [24] I. Ilie, "Récepteur hybride GPS/Galileo : simulation et analyse de robustesse avec le filtre FADP," niversité du Québec, 2004.
- [25] K. Borre, D. Akos, N. Bertelsen, P. Rinder, and S. Jensen, "A Software-Defined GPS and Galileo Receiver," *Birkhäuser.*, 2007.
- [26] S.Durand, "Amélioration de la précision de la localisation différentielle temps réel par mesure de phase des systèmes GNSS," Doctorat de l'observatoire de paris, 2003.
- [27] M. Malicorne, "Analyse ses performances de systemes de navigation par satellites pour les applications en environnement urbain," Ecole Nationale de l'Aéronautique et de l'Espace : Toulouse, 2001.
- [28] N. Roussel, "Application de la réflectométrie GNSS à l'étude des redistributions des masses d'eau à la surface de la Terre," Thèse Doctorat. Université de Toulouse III, 2015
- [29] J. Bao and Y. Tsui, *Fundamentals of Global Positioning System Receivers : A Software Approach chapter five : GPS C/A Code Signal Structure*, 2000.
- [30] L. jingye and L. lilong, "GPS C / A code signal simulation based on MATLAB," *nternational Conference on Instrumentation, Measurement Computer Communication and control*, 2011.