

إن الحمد لله نحمده ونستعينه ونستغفره ونعوذ بالله من شرور
أنفسنا و من سيئات أعمالنا من يهده الله فلا مضل له، ومن
يضل فلا هادي له . وأشهد أن لا إله إلا الله وحده لا شريك له،
وأشهد أن محمداً عبده ورسوله . والصلاة والسلام على أشرف
الأنبياء والمرسلين نبينا محمد الذي بلغ الرسالة وأدى الأمانة
حتى فتح الله به قلوباً غلفاً وأعيناً عمياً وأذاناً صمماً، وعلى آله
وصحبه الذين تولوا أمانة البلاغ من بعده . تم بحمد الله انجاز
هذا الرسالة في يوم الجمعة 22 جمادى الآخرة 1431 هجرية
الموافق للربيع من شهر جوان 2010 ميلادي.

Remerciements

Mes remerciements vont tout d'abord aux membres du Comité Scientifique du département d'électronique de l'Université Ferhat Abbas qui ont permis à cette thèse de voir le jour et d'être menée à terme dans de bonnes conditions.

Je remercie tout particulièrement le Professeur Djamel CHIKOUCHE qui a dirigé cette thèse au cours de ces quatre dernières années et a grandement participé à sa réussite par ses conseils et sa compétence.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Salim ATIA, Farid BOUTTOUT, Salih AIDEL, Mohammed SAHMOUDI, Rachid HARBA, Ahmed ELMEHDI et Philippe RAVIER qui se sont beaucoup investis dans cette thèse. J'ai particulièrement apprécié notre collaboration qui a été plus qu'enrichissante. Je les remercie pour leurs gentillesse, leurs disponibilités et leurs conseils avisés.

Sans oublier Vincent Calmettes et Marie Malicorne pour les données Ergospace qu'ils m'ont délivrées.

Je ne saurais trop vivement remercier les membres de mon jury, le professeur Nacerddine BOUZIT, le Professeur Abedelaziz MERZOUKI, le Professeur Hichem TEBBIKH, le Professeur Moussa BENYOUCEF, pour le temps précieux qu'ils ont pu sacrifier à la lecture de ma thèse, dont la taille et le volume peuvent sembler dissuasifs.

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

Enfin, on ne peut clore cette page de remerciements, sans exprimer ma profonde reconnaissance à l'ensemble du personnel du département d'électronique : Enseignants, Secrétaires, Agents, ...

Merci Sofia

Dédicace

Je dédie humblement ce manuscrit à :

À mes très chers parents qui ont toujours été là pour moi, et qui m'ont donné un magnifique modèle de labeur et de persévérance. J'espère qu'ils trouveront dans ce travail toute ma reconnaissance et tout mon amour.

À ceux qui m'ont toujours poussé et motivé dans mes études. Sans vous, je n'aurais certainement pas fait de longues études. Cette thèse représente donc l'aboutissement du soutien et des encouragements que vous m'avez prodigué tout au long de ma scolarité.

À ceux qui ont attendu avec patience les fruits de leur bonne éducation.

À celui qui m'a indiqué la bonne voie en me rappelant que la volonté fait toujours les grands hommes.

À celui qui m'a toujours encouragé et soutenu moralement, mon très cher père.

A celle qui s'est toujours dévouée et sacrifiée pour moi ; celle qui m'a aidée du mieux qu'elle pouvait pour réussir ; celle qui m'a accompagnée tout au long de ce parcours périlleux ; celle qui a toujours été là dans mes moments de détresse, ma très chère mère.

أحن إلى خبز أمي
و قهوة أمي
و لمسة أمي
و تكبير في الطفولة
يوماً على صدري يومي
و أعشق عمري
لأنني إذا مت أحجل من دمع أمي

À mes chers frères Azeddine et Bassit.

A mes sœurs « Sabira, Zhor, Sihem, Souhila, Kifaya, Khalissa, Zina, Sonia, Nawel et Djaouida.

À Leila, mon épouse. Ce travail te doit beaucoup... Qu'il soit pour toi le témoignage de mon infinie reconnaissance pour ces années de compréhension et d'efforts communs.

أريدك جسداً يسكنني قلباً فيه
فلا يحيى دوني ولا أحيا إلا فيه

À Abdelghani et Abderrahmane, nos enfants, tout étonnés que leur papa ait enfin terminé « sa thèse » !

À ma nièce « Sofia ».

À mes beaux frères « Abbas, Mohammed, Omar, Mourad, Laid Taleb, Aissa, Moammed, Farouk, Anouar, Fouad.

À ma grande mère et à mes grands pères

À mes tantes et à mes oncles.

À chaque cousin et cousine.

Je ne peux pas oublier mes collègues au centre universitaire de Bordj Bou Arréridj. Ils ont toujours cru en moi et m'ont encouragé et supporté tout au long des quatre années passées avec eux. Je pense particulièrement à Salim, Salih, Salah, Messaoud, Tarek, Abdenour, Mohammed, Mostapha1, Mostapha2 (flexy), A/Karim, Messai, Toufik, Mechouma, Djamel,.

A mon très cher professeur CHIKOUCHE Djamel qui m'a toujours encouragé et soutenu depuis le début de ma thèse ; celui qui a toujours su trouver les mots pour me redonner la force de continuer et d'aller au bout de cette aventure !

Enfin, je tiens à remercier mes amis qui m'ont encouragé et supporté durant ce travail. Ils sont nombreux et tous présents dans mon coeur.

Abstract

The applications of the satellite navigation systems are much diversified and GALILEO system must take into account all this large applications. Among all these applications, navigation in urban environment seems to be one of the most important.

The assumption is made that an urban user needs an availability of 99.5% for a horizontal precision better than 10 meters. The constraining conditions of urban environment do not make always possible the calculation of the position of the user with the desired degree of accuracy.

In reality, the urban environment is characterized by the presence of a large number of obstacles which produce Multipath. It is thus important to precisely characterize the performances for this type of application.

In this thesis we will study the Multipath phenomenon and its influence on the tracking of civilian Galileo signals. We present more precisely, the turbulence of the DLL tracking loop. We hence describe the most popular and most recent techniques leading to the minimization of the influence of the Multipath.

After the implementation of these techniques, we propose three efficient techniques to improve the performances. The first one is based on the Binary Asymmetric phase only correlation. Using the aforementioned scheme, the MP induced bias can be efficiently reduced. Thus, it results in a high accuracy in GNSS positioning.

The second method that we propose is a closed form solution for estimating all the components of Multipath signals. The latter will be thereafter subtracted from the composite received signal to track only the direct path. According to the computer simulation results, it is obvious that our proposed method is a solution for obtaining high performance in the estimation and mitigation of MP signals and thus it results in a high accuracy in GNSS positioning. The last proposed method is based on the use of first side peaks of Double Delta Correlator in combination with Savitzky-Golay filter. The obtained results show that the proposed scheme gives better performance over existing correlation-based schemes.

Keywords: Galileo, GPS, Multipath, Mitigation, BOC, MEDLL, DLL.

Résumé

Les applications des systèmes de navigation par satellites se sont beaucoup diversifiées, et le système GALILEO doit tenir compte de ce grand nombre d'applications. Parmi toutes ces applications, la navigation en milieu urbain semble être l'une des plus importantes.

L'hypothèse est faite qu'un utilisateur urbain a besoin d'une disponibilité de 99.5% pour une précision horizontale meilleure que 10 mètres. Les conditions contraignantes du milieu urbain ne rendent pas toujours possible le calcul de la position de l'utilisateur avec le degré de précision désiré.

En effet, l'environnement urbain est caractérisé par la présence d'un grand nombre d'obstacles qui produisent des trajets multiples. Il est donc primordial de précisément caractériser les performances pour ce type d'application.

Dans cette thèse de doctorat, nous avons étudié le phénomène des Multitrajets ainsi que son influence sur la poursuite des signaux Galileo à usages civils. Nous avons présenté plus précisément, les perturbations des boucles de poursuite de code de type DLL. Nous avons exposé ainsi les techniques de traitement de signal les plus populaires et les plus récentes permettant de minimiser l'influence de ce phénomène sur les signaux à service ouvert.

Après la mise en œuvre de ces techniques, trois techniques efficaces sont proposées pour l'amélioration des performances. La première est basée sur la méthode de la phase de la fonction de corrélation POC et elle est appelée BA-POC. En utilisant cette méthode, le biais dû aux Multitrajets peut être efficacement réduit. L'application de cette méthode a comme conséquence une grande précision dans le positionnement des récepteurs GNSS. La deuxième méthode que nous avons proposée est une solution de forme fermée pour l'estimation de tous les signaux Multitrajets. Ces derniers vont être par la suite soustraits du signal composite reçu afin de poursuivre uniquement le trajet direct. Cette méthode est moins complexe par rapport aux méthodes existantes et selon les résultats de simulation. Il est évident que notre méthode constitue une vraie solution pour obtenir la haute exactitude dans l'estimation et la réduction des signaux Multitrajets et elle a aussi comme conséquence une grande précision dans le positionnement des récepteurs GNSS. La dernière méthode que nous avons proposée est basée sur les corrélateurs doubles delta ainsi que le filtre de Savitzky-Golay. Les résultats obtenus montrent que la méthode proposée donne de meilleures performances par rapport aux structures de corrélation existantes.

Mots-clés : Galileo, GPS, Multitrajets, Réduction, BOC, MEDLL, DLL.

Travaux scientifiques réalisés

Publications

- [1] Khaled ROUABAH and Djamel Chikouche. "GPS/Galileo Multipath Detection and Mitigation Using Closed-Form Solutions." *Mathematical Problems in Engineering* 2009 (September 2009). P:1-19.
- [2] Khaled ROUABAH, Djamel Chikouche, and Ali Khalfa. "Application of the BA-POC Scheme for Multipath Mitigation in GPS/Galileo Receivers." *ICGST International Journal on Computer Network and Internet Research, CNIR* 9, no. 2 (December 2009). P:71-76.
- [3] Khaled ROUABAH, Djamel Chikouche, Farid Bouttout, Rachid Harba and Phillippe Ravier. «GPS/Galileo Multipath Mitigation Using First Side Peak of Double Delta Correlator.» *Wireless Personal Communications* (Springer) Accepted for publication (February 2010): 12p.

Communications internationales

- [1] Khaled ROUABAH, Djamel Chikouche. "Efficient Multipath Mitigation in Galileo Receiver." *Séminaire sur les Systèmes Numériques Embarqués*. Bordj Elbahri Algérie: Ex. INITA, 2008. 5.
- [2] Khaled ROUABAH, Djamel Chikouche. "Elimination des Erreurs des Multitrajets sur la Mesure de Code dans les Récepteurs GPS par différentes Structures de Boucle DLL." *International Conference on Control, Modelling and Diagnosis ICCMD'06*. Annaba, Algeria, Mai, 2006.
- [3] Khaled ROUABAH, Djamel Chikouche. "Utilisation de la Transformée de Fourier FFT pour la Détection des Multitrajets dans les Récepteurs de Navigation C/A GPS." *4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007*. Sétif, Algérie, 03-04 November 2007.
- [4] Khaled ROUABAH, Djamel Chikouche, et Salim Attia. «Evaluation des Erreurs de Poursuite de Code dans les Récepteurs C/A – GPS et BOC(1,1) – GALILEO en Présence des Multitrajets.» *4th International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications*. Hammamet Tunisia: IEEE, 2007.
- [5] Khaled ROUABAH, Djamel Chikouche « Etude Comparative des performances de la structure Multi – DLL avec les structures MEDLL et MRDLL ». *3rd International Symposium on Image/Video Communications over fixed and mobile networks*, Yasmine-Hammamet, Tunisia, September 13-15, 2006

Table des Matières

INTRODUCTION GENERALE	- 1 -
Chapitre I : Système et Signaux Galileo et principe de Navigation	- 6 -
I.1. Introduction	- 6 -
I.2. Description du système	- 7 -
I.2.1. Segment Spatial	- 7 -
I.2.1.1. Altitude des satellites	- 8 -
I.2.1.2. Nombre de satellites	- 9 -
I.2.1.3. Inclinaison du plan des orbites par rapport à l'équateur	- 9 -
I.2.1.4. Répartition des satellites dans l'espace	- 9 -
I.2.2. Segment de contrôle	- 11 -
I.2.3. Segment des utilisateurs	- 12 -
I.3. Localisation par Galileo (Détermination de position)	- 12 -
I.4. Principe de la mesure de distance	- 14 -
I.5. Détermination de la position	- 17 -
I.6. Linéarisation des equations de Navigation	- 17 -
I.7. Considérations Théoriques des Signaux Galileo	- 18 -
I.7.1. Signal Galileo L1-OS	- 20 -
I.7.1.1. Génération du signal	- 22 -
I.7.1.2. Principe de la Modulation CASM	- 22 -
I.7.2. Définition de la modulation à double décalage fréquentiel BOC	- 24 -
I.8. Fonction de corrélation des codes Galileo BOC(m,n)	- 28 -
I.9. Densité Spectrale de Puissance des codes Galileo BOC(m,n)	- 31 -
I.10. Limitation de la largeur de bande	- 33 -
I.11. Séparation des Coefficients Spectraux	- 34 -
I.12. Conclusion	- 36 -
Chapitre II : Architecture des Récepteurs Galileo	- 37 -
II.1. Introduction	- 37 -
II.2. Composants Electroniques de Mise-en-forme (Front-End)	- 37 -
II.2.1. Antenne de réception	- 39 -

II.2.2. Filtre radiofréquence _____	- 41 -
II.2.3. Amplificateur _____	- 42 -
II.2.4. Mélangeur/Oscillateur local _____	- 43 -
II.2.5. Convertisseur Analogique Numérique _____	- 44 -
II.3. Traitement du signal en bande de base : _____	- 45 -
II.4. Processeur de Navigation _____	- 46 -
II.5. Interface homme machine _____	- 46 -
II.6. Circuit d'acquisition des Signaux Galileo _____	- 46 -
II.6.1. Acquisition du code et de la porteuse pour les Systèmes de Navigation Classiques (Synchronisation initiale) _____	- 47 -
II.6.1.1. Acquisition par recherche série _____	- 47 -
II.6.1.1.1. Décalage temporel _____	- 50 -
II.6.1.1.2. Décalage fréquentiel _____	- 50 -
II.6.1.2. Acquisition par recherche rapide _____	- 53 -
II.6.2. Acquisition du Code et de la Porteuse pour les Systèmes de Navigation Galileo et GPS Nouvelle Génération _____	- 53 -
II.6.2.1. Acquisition par Combinaison Pilote-Données Non-Cohérente _____	- 55 -
II.6.2.2. Acquisition par Combinaison Pilote-Données Cohérente avec rétablissement de signe _____	- 56 -
II.7. Poursuite des signaux Galileo _____	- 57 -
II.7.1. Processus de Poursuite de phase _____	- 58 -
II.7.1.1 Structure générique d'une boucle PLL _____	- 58 -
II.7.1.2. Discriminateurs de phase de la boucle PLL _____	- 59 -
II.7.1.2.1. Discriminateur de phase Galileo en présence des données _____	- 59 -
II.7.1.2.2. Discriminateur de phase Galileo en présence de signaux pilote _____	- 60 -
II.7.2. Processus de Poursuite de Code _____	- 62 -
II.7.2.1. Le circuit corrélateur _____	- 63 -
II.7.2.2. DLL Cohérente _____	- 64 -
II.7.2.2.1. Principe de fonctionnement _____	- 64 -
II.7.2.2.2. Expression analytique de la tension d'erreur de la boucle de code cohérente _____	- 67 -
II.7.2.2.3. DLL cohérente en présence du Bruit _____	- 70 -
II.7.2.3. DLL non-Cohérente _____	- 71 -
II.7.2.3.1. Principe de fonctionnement _____	- 71 -
II.7.2.3.2. Expression analytique de la tension d'erreur de la boucle de code non-Cohérente _____	- 73 -
II.7.3. Architectures de poursuite code-phase simulées _____	- 75 -
II.8 Conclusion _____	- 76 -
Chapitre III : Modèle des Multitrajets et Performances des Récepteurs Galileo _____	- 77 -
III.1. Introduction _____	- 77 -
III.2. Canal Galileo en présence des MPs _____	- 77 -

III.2.1. Les MPs	- 78 -
III.2.1.1. Réflexion spéculaire	- 78 -
III.2.2.2. Réflexion diffusée	- 79 -
III.2.3. Diagramme de phase	- 80 -
III.2.5. La largeur de bande d'évanescence	- 80 -
III.3. Caractéristique des MPs Galileo	- 80 -
III.3.1 Retard de Propagation	- 81 -
III.3.2. Atténuation due aux MPs	- 82 -
III.3.3. Changement de polarisation	- 83 -
III.4. Forme du signal à l'entrée du récepteur	- 83 -
III.5. Performance des boucles DLL en présence des MPs	- 84 -
III.5.1. Influence sur la CF	- 84 -
III.5.2. Influence sur la DLL cohérente	- 87 -
III.5.3. Tension d'erreur de la DLL Cohérente en présence de MPs	- 88 -
III.5.4. Influence sur la DLL non cohérente	- 90 -
III.5.5. Tension d'erreur de la DLL non-Cohérente en présence des MPs	- 91 -
III.6. Offset de code de la DLL cohérente	- 93 -
III.6.1. Code général BOC(α,β) Galileo	- 93 -
III.6.2. Code BOC(1,1) Galileo	- 94 -
III.7. Offset de code de la DLL non cohérente	- 97 -
III.8. Techniques d'amélioration des performances	- 99 -
III.8.1. Corrélateurs étroits	- 100 -
III.8.2. Corrélateur Double-delta.	- 101 -
III.8.3. Corrélateur Stroboscopique	- 105 -
III.8.4. Corrélateur à dérivée nième	- 107 -
III.8.5. La technique de la pente avance-retard	- 108 -
III.8.6. La technique de la pente avance retard améliorée	- 109 -
III.8.7. Technique « Triangle Endpoint Difference (TrEnd)»	- 110 -
III.8.8. Méthodes du maximum de vraisemblance	- 111 -
III.8.8.1. Modèle du signal perturbé par les MPs	- 112 -
III.8.8.2. Estimation des MPs en utilisant la méthode ML	- 113 -
III.8.8.2.1. Le banc de Corrélateur	- 113 -
III.8.8.2.2. Le Multicorrélateur	- 115 -
III.8.8.3. Structure MEDLL Cohérente	- 117 -

III.8.8.4. MEDLL non cohérente	- 119 -
III.8.8.5. Structure MMT	- 119 -
III.8.8.6. Structure FIMLA	- 121 -
III.8.8.6.1. Implémentation de la technique FIMLA	- 122 -
III.8.8.7. Structure Multi-DLL	- 123 -
III.9. Conclusion	- 124 -
Chapitre IV : Réduction des Multitrajets par la méthode BAPOC	- 127 -
IV.1. Introduction	- 127 -
IV.2. Différente déformation de la CF	- 127 -
IV.3. Description de la BA-POC	- 131 -
IV.3.1. Concept général de la méthode POC	- 131 -
IV.3.2. Concept du BA-POC	- 132 -
IV.4. Application dans les systèmes GNSS	- 132 -
IV.5. Conclusion	- 137 -
Chapitre V : Réduction des MPs par une Solution de forme ferme	- 138 -
V.1. Introduction	- 138 -
V.2. CF en présence des MPs	- 139 -
V.2.1. Codes C/A-GPS	- 139 -
V.2.2. Codes BOC(1,1)-Galileo	- 142 -
V.3. Description de notre méthode RCMPM	- 144 -
V.3.1. Détection d'un seul signal MP	- 144 -
V.3.1.1. Cas des signaux C/A-GPS	- 145 -
V.3.1.1.1. Présence d'un signal MP faible puissance par rapport au LOS	- 145 -
V.3.1.1.2. Présence d'un signal MP fort par rapport au LOS	- 148 -
V.3.1.2. Cas des signaux BOC(1,1)-Galileo	- 150 -
V.3.1.2.1. Présence d'un signal MP faible par rapport au LOS	- 150 -
V.3.1.2.2. Présence d'un signal MP fort par rapport au LOS	- 152 -
V.3.2. Détection de deux signaux MPs	- 154 -
V.3.2.1. Cas des signaux C/A-GPS	- 154 -
V.3.2.2. Cas des signaux BOC(1,1)-Galileo	- 156 -
V.4. Considération générale pour le Galileo	- 158 -
V.5. Conclusion	- 159 -
Chapitre VI : Réduction des MPs par la méthode EDDC	- 160 -
VI.1. Introduction	- 160 -
VI.2. CFs traditionnelle et HRC	- 161 -

VI.3. Principe de la méthode EDDC	- 163 -
VI.4. Filtre SGF	- 165 -
VI.4.1. Principe du filtre SGF	- 165 -
VI.4.2. Propriétés du filtre SGF	- 166 -
VI.5. Résistances aux effets des pics secondaires	- 168 -
VI.6. Conclusion	- 169 -
Chapitre VII : Résultats de Simulation	- 170 -
VII.1. Introduction	- 170 -
VII.2. Signaux Galileo modulés en BOC	- 171 -
VII.3. CF des signaux modulés en BOC	- 173 -
VII.4. Spectres des signaux BOC(m,n)	- 178 -
VII.5. Influence de la bande de précorrélacion	- 179 -
VII.6. Acquisition du code et de la porteuse	- 181 -
VII.7. Processus de poursuite de code	- 182 -
VII.8. Influence des MPs sur la poursuite de code	- 186 -
VII.9. Implémentation des structures Multi-DLL, MEDLL, MRDLL,	- 193 -
VII.10. Implémentation de la VMMT	- 196 -
VII.11. Implémentation de la BAPOC	- 197 -
VII.12. Résultats de simulation de la méthode RCMPM	- 198 -
VII.13. Résultats de simulation pour la méthode EDDC	- 200 -
VII.13.1. Scenario 1	- 201 -
VII.13.2. Scenario 2	- 203 -
VII.14. Analyse de la EDDC par le logiciel Ergospace	- 204 -
VII.15. Conclusion	- 205 -
CONCLUSION GENERALE	- 206 -
Annexe I : Codes Galileo et principe de la technique d'étalement de spectre	- 209 -
A.I.1. Codes d'étalements Galileo	- 209 -
A.I.1.1. Codes primaires	- 209 -
A.I.1.2. Codes secondaires	- 209 -
A.I.2. Principe de la technique d'étalement de spectre	- 210 -

A.I.3. Avantages de la technique d'étalement de spectre	- 211 -
A.I.4. Séquence directe :	- 211 -
Annexe II: Densité spectrale de puissance des codes modulés en BOC	- 213 -
A.II.1. Calcul de la densité spectrale de puissance	- 213 -
Annexe III : Propriétés du filtre différentiateur SGF	- 216 -
A.III.1. Restriction de la réponse impulsionnelle	- 216 -
A.III.2. Préservation des moments de la dérivative	- 216 -
Annexe IV : Boucle DLL en présence du bruit	- 218 -
A.IV.1. Influence du bruit sur la DLL cohérente	- 218 -
Références bibliographiques	a

Liste des Figures

FIGURE.I.1. PRINCIPE DE MISE EN ORBITE D'UN SATELLITE AUTOUR DE LA TERRE	- 7 -
FIGURE.I.2. EXEMPLES DE ZONES GEOGRAPHIQUES COUVERTES PAR DIFFERENTS SATELLITES	- 8 -
FIGURE.I.3. PRINCIPE DE L'INCLINAISON D'UNE ORBITE	- 9 -
FIGURE.I.4. CONSTELLATION GALILEO	- 10 -
FIGURE.I.5. SATELLITE GIOVE A	- 10 -
FIGURE.I.6 SATELLITE GIOVE B	- 10 -
FIGURE.I.7. HORLOGE ATOMIQUE	- 11 -
FIGURE.I.8. STATION DE CONTROLE POUR LE SYSTEME GALILEO	- 11 -
FIGURE.I.9. PRINCIPE DE POSITIONNEMENT D'UN RECEPTEUR PAR QUATRE SATELLITES	- 12 -
FIGURE.I.10. PRINCIPE DE TRIANGULATION "2 SATELLITES"	- 13 -
FIGURE.I.11. PRINCIPE DE TRIANGULATION "3 SATELLITES"	- 14 -
FIGURE.I.12. PRINCIPE DE TRIANGULATION "4 SATELLITES"	- 14 -
FIGURE.I.13. PRINCIPE DE MESURE DE DISTANCE	- 14 -
FIGURE.I.14. VECTEUR DE POSITION DE L'UTILISATEUR	- 15 -
FIGURE.I.15. TEMPS EQUIVALENT AUX DIFFERENTES DISTANCES	- 16 -
FIGURE.I.16. SCHEMA DE MODULATION GALILEO	- 21 -
FIGURE.I.17. REPRESENTATION DES COMPOSANTES DE LA MODULATION CASM	- 23 -
FIGURE.I.18. PRINCIPE DE LA MODULATION BOC	- 25 -
FIGURE.I.19. CONCEPT GENERAL D'U DIAGRAMME BLOC DE GENERATEUR DE SIGNAUX BOC	- 27 -
FIGURE.I.20. CF DES CODES C/A-GPS ET BOC(1,1) GALILEO	- 29 -
FIGURE.I.21. CF DU CODE BOC(M,N)-GALILEO POUR P=1,2,4	- 30 -
FIGURE.I.22. DSP DES CODES BOC(1,1) GALILEO ET C/A-GPS	- 31 -
FIGURE.I.23. DSP DES CODES BOC(1,1), BOC(4,1) ET BOC(8,1) GALILEO	- 33 -
FIGURE.II.24. REPRESENTATION FREQUENTIELLE DES PUISSANCES DU SIGNAL GALILEO ET DU BRUIT	- 37 -
FIGURE.II.25. CIRCUIT DE MISE-EN-FORME DU RECEPTEUR L1-GALILEO	- 38 -
FIGURE.II.26. ANTENNE POUR BANDES L1/L2/L3/L5/L6 GPS/GNSS/GALILEO. DIAMETRE 3", GROUND PLANE 5", MOUNT 5/8", GAIN 35dB. « VUE DE FACE »	- 40 -
FIGURE.II.27. ANTENNE POUR BANDES L1/L2/L3/L5/L6 GPS/GNSS/GALILEO. DIAMETRE 3", GROUND PLANE 5", MOUNT 5/8", GAIN 35dB. « VUE ARRIERE »	- 41 -
FIGURE.II.28. COMPARAISON DES FILTRES PASSE-BANDE	- 42 -
FIGURE.II.29. SCHEMA DE PRINCIPE DE L'ACQUISITION TEMPORELLE	- 48 -
FIGURE.II.30. DECALAGE SEQUENTIEL DU CODE	- 50 -
FIGURE.II.31. DECALAGE FREQUENTIEL & TEMPOREL	- 50 -
FIGURE.II.32. SYNOPTIQUE GENERAL D'UN CIRCUIT D'ACQUISITION CODE-PORTEUSE	- 52 -
FIGURE.II.33. PRINCIPE DE L'ACQUISITION PAR FFT	- 53 -
FIGURE.II.34. SCHEMA DE PRINCIPE DE LA TECHNIQUE D'ACQUISITION PAR COMBINAISON PILOTE-DONNEES NON-COHERENTE	- 55 -
FIGURE.II.35. SCHEMA DE PRINCIPE DE LA TECHNIQUE D'ACQUISITION PAR COMBINAISON PILOTE-DONNEES COHERENTE	- 56 -
FIGURE.II.36. ARCHITECTURE D'UNE PLL GENERIQUE	- 58 -
FIGURE.II.37. DISCRIMINATEURS DES DIFFERENTES STRUCTURES DP (GAUCHE SUPERIEUR), ATAN (EN HAUT A DROITE), COHERENT (GAUCHE INFERIEUR) ET ATAN2 (DROITE INFERIEUR)	- 61 -
FIGURE.II.38. FORME GENERALE D'UN CORRELATEUR	- 63 -
FIGURE.II.39. SCHEMA D'UNE BOUCLE DE CODE COHERENTE	- 65 -
FIGURE.II.40. CONSTRUCTION DE LA TENSION D'ERREUR « DLL COHERENTE »	- 66 -
FIGURE.II.41. CF ET TENSION D'ERREUR DE LA BOUCLE DE CODE COHERENTE EN PRESENCE DU BRUIT	- 67 -

FIGURE.II.42. TENSION D'ERREUR DE LA BOUCLE DE CODE COHERENTE (THEORIQUE ET SIMULEE)	- 69 -
FIGURE.II.43. TENSION D'ERREUR DE LA BOUCLE DE CODE COHERENTE POUR DIFFERENTES VALEUR DE L'ESPACEMENT DE CHIP C_s	- 69 -
FIGURE.II.44. VARIANCE DE L'ERREUR DE CODE DE LA DLL COHERENTE	- 70 -
FIGURE.II.45. STRUCTURE DE LA DLL NON-COHERENTE	- 72 -
FIGURE.II.46. CONSTRUCTION DE LA TENSION D'ERREUR « DLL NON-COHERENTE »	- 72 -
FIGURE.II.47. TENSION D'ERREUR DE LA DLL NON COHERENTE POUR DIFFERENTE VALEURS DE L'ESPACEMENT DE CHIP	- 74 -
FIGURE.II.48. MODULE DE POURSUITE COHERENT CODE-PHASE SIMULE (RECEPTEUR BOC GALILEO)	- 75 -
FIGURE.II.49. MODULE DE POURSUITE NON COHERENT CODE - PHASE SIMULE (RECEPTEUR BOC GALILEO)	- 75 -
FIGURE.III.50. PHENOMENE DES MPS	- 78 -
FIGURE.III.51. PREMIERE ZONE DE FRESNEL SUR LE PLAN REFLECHISSANT	- 79 -
FIGURE.III.52. REFLEXION SPECULAIRE ET REFLEXION DIFFUSEE	- 79 -
FIGURE.III.53. DIAGRAMME DE PHASE	- 80 -
FIGURE.III.54. SIGNAL REFLECHI RETARDE PAR RAPPORT AU TRAJET DIRECT	- 81 -
FIGURE.III.55. REFLEXION SUR UN PLAN QUELCONQUE	- 82 -
FIGURE.III.56. SIGNAL REFLECHI ATTENU PAR RAPPORT AU TRAJET DIRECT	- 82 -
FIGURE.III.57. SUPERPOSITION D'UN SIGNAL MP SUR UN SIGNAL DIRECT	- 85 -
FIGURE.III.58. SUPERPOSITION DE LA CORRELATION DU MP SUR LA CORRELATION DIRECTE	- 85 -
FIGURE.III.59. CF POUR DIFFERENTE VALEURS DU RETARD DU MP EN PHASE	- 86 -
FIGURE.III.60. CF POUR DIFFERENTES VALEURS DU RETARD DU MP EN INVERSION DE PHASE	- 86 -
FIGURE.III.61. TENSION D'ERREUR AVEC ET SANS MPS	- 87 -
FIGURE.III.62. TENSION D'ERREUR DE LA DLL COHERENTE EN PRESENCE DES MPS ($C_s=0.6T_c$)	- 89 -
FIGURE.III.63. COMPARAISON DES TENSIONS D'ERREURS DLLS COHERENTE ET NON-COHERENTE	- 91 -
FIGURE.III.64. DLL NON COHERENTE EN PRESENCE DES MPS « INFLUENCE DU TERME D'ERREUR »	- 92 -
FIGURE.III.65. TENSION D'ERREUR DE LA DLL NON COHERENTE EN PRESENCE DES MPS ($C_s=0.4T_c$) (EN PHASE)	- 93 -
FIGURE.III.66. TENSION D'ERREUR DIRECT ET REFLECHI POUR UN RECEPTEUR BOC (1,1) GALILEO	- 95 -
FIGURE.III.67. OFFSET DE CODE DE LA DLL COHERENTE EN PRESENCE DES MP (DIFFERENTES VALEURS DE L'AMPLITUDE)	- 96 -
FIGURE.III.68. OFFSET DE CODE DE LA DLL COHERENTE EN PRESENCE DES MP (DIFFERENTES VALEURS DE LA PHASE $A_{1R}=0.5$, $C_s=0.5T_c$)	- 96 -
FIGURE.III.69. OFFSET DE CODE DE LA DLL NON COHERENTE EN PRESENCE DES MPS (DIFFERENTES VALEURS DE L'AMPLITUDE $C_s=0.5T_c$)	- 98 -
FIGURE.III.70. OFFSET DE CODE DE DLL NON COHERENTE EN PRESENCE DES MPS (DIFFERENTES VALEURS DE LA PHASE $A_{1R}=0.5$, $C_s=0.5T_c$)	- 98 -
FIGURE.III.71. OFFSET DE CODE DU CORRELATEUR ETROIT POUR DIFFERENTES VALEURS DE L'ESPACEMENT DE CHIP « $A_{1R}=0.5$ »	- 100 -
FIGURE.III.72. OFFSET DE CODE DU CORRELATEUR ETROIT POUR DIFFERENTES VALEURS DE L'AMPLITUDE RELATIVE DU TRAJET REFLECHI PAR RAPPORT AU TRAJET DIRECT. « $C_s=0.1T_c$ »	- 101 -
FIGURE.III.73. EXEMPLE DE DEUX REPLIQUES DE CODE « TRADITIONNELLE ET HRC »	- 102 -
FIGURE.III.74. CF TRADITIONNELLE ET HRC ((A) SANS MODULATION BOC ; (B) AVEC MODULATION BOC)	- 103 -
FIGURE.III.75. TENSION D'ERREUR DE LA BOUCLE DLL POUR LA HRC (CODES BOC(1,1) GALILEO ET CODE C/A-GPS SIMPLE)	- 104 -
FIGURE.III.76. ENVELOPPE DE L'ERREUR DE POURSUITE DE CODE POUR LA DLL HRC	- 104 -
FIGURE.III.77. CONCEPT GENERAL DU CORRELATEUR STROBOSCOPIQUE	- 105 -
FIGURE.III.78. ENVELOPPE DE L'ERREUR DE POURSUITE DE CODE POUR LE CORRELATEUR STROBOSCOPIQUE ($A_{1R}=0.5$, $C_s=0.5T_c$).	- 106 -
FIGURE.III.79. CF ET SA PREMIERE DERIVEE EN L'ABSENCE DU BRUIT	- 107 -
FIGURE.III.80. CF ET SA PREMIERE DERIVEE EN PRESENCE DU BRUIT	- 107 -
FIGURE.III.81. CALCUL DE LA CORRECTION DE LA PSEUDO-DISTANCE PAR LA TECHNIQUES ELS	- 108 -
FIGURE.III.82. PRINCIPE DE LA TECHNIQUE TREND	- 110 -
FIGURE.III.83. BANC DE CORRELATEURS	- 114 -
FIGURE.III.84. ECHANTILLONS DE LA CF DELIVRES PAR LE BANC DE CORRELATEURS	- 114 -
FIGURE.III.85. ARCHITECTURE D'UNE BRANCHE DU MULTICORRELATEUR	- 115 -

FIGURE.III.86. ECHANTILLONS DE LA CF DELIVRES PAR UN MULTICORRELEATEUR POUR UNE CONFIGURATION UNIFORME _____	- 115 -
FIGURE.III.87. ECHANTILLONS DE LA CF DELIVRES PAR UN MULTICORRELEATEUR POUR UNE CONFIGURATION INTENSIF _____	- 116 -
FIGURE.III.88. ECHANTILLONS DE LA CF DELIVRES PAR UN MULTICORRELEATEUR POUR UNE CONFIGURATION FRONT DESCENDANT- _____	116
FIGURE.III.89. ORGANIGRAMME DE LA MEDLL _____	- 118 -
FIGURE.III.90. STRUCTURE MULTI-DLL _____	- 123 -
FIGURE.IV.91. LOSCF, MPCF ET CCF EN PRESENCE DU LOS ET D'1 SEUL MP ($A_{1R}=1, T_{1R}=0.5$) POUR C/A-GPS _____	- 128 -
FIGURE.IV.92. LOSCF, MPCF ET CCF EN PRESENCE DU LOS ET D'1 SEUL MP ($A_{1R}=1, T_{1R}=0.5$) POUR BOC(1,1)-GALILEO _____	- 128 -
FIGURE.IV.93. LOSCF, MPCF ET CCF EN PRESENCE DU LOS ET D'1 SEUL MP FAIBLE PUISSANCE ($A_{1R}=0.5, T_{1R}=0.5$) CODES C/A-GPS _____	- 129 -
FIGURE.IV.94. LOSCF, MPCF ET CCF EN PRESENCE DU LOS ET D'1 SEUL MP ($A_{1R}=0.5, T_{1R}=0.5$) CODES BOC(1,1)-GALILEO _____	- 129 -
FIGURE.IV.95. LOSCF, MPCF ET CCF EN PRESENCE DU LOS ET D'1 SEUL MP FAIBLE PUISSANCE ($A_{1R}=1.5, T_{1R}=0.5$) CODES C/A-GPS _____	- 130 -
FIGURE.IV.96. LOSCF, MPCF ET CCF EN PRESENCE DU LOS ET D'1 SEUL MP FAIBLE PUISSANCE ($A_{1R}=1.5, T_{1R}=0.5$) _____	- 130 -
FIGURE.IV.97. DIAGRAMME BLOC DE LA STRUCTURE BA-POC _____	- 132 -
FIGURE.IV.98. CF CONVENTIONNELLE ET CF BA-POC EN PRESENCE DU LOS ET D'1 SEUL MP ($A_{1R}=1, T_{1R}=0.5$) CODES C/A-GPS. _____	133 -
FIGURE.IV.99. CF CONVENTIONNELLE ET CF BA-POC EN PRESENCE DU LOS ET D'1 SEUL MP ($A_{1R}=1, T_{1R}=0.5$) _____	- 134 -
FIGURE.IV.100. CF CONVENTIONNELLE ET CF BA-POC EN PRESENCE DU LOS ET D'1 SEUL MP ($A_{1R}=0.5, T_{1R}=0.5$) CODES C/A-GPS _____	- 134 -
FIGURE.IV.101. CF CONVENTIONNELLE ET BA-POC CF EN PRESENCE DU LOS ET D'1 SEUL MP ($A_{1R}=0.5, T_{1R}=0.5$) CODES BOC(1,1)-GALILEO _____	- 135 -
FIGURE.IV.102. CF CONVENTIONNELLE ET CF BA-POC EN PRESENCE DU LOS ET D'1 SEUL MP ($A_{1R}=1.5, T_{1R}=0.5$) CODES C/A-GPS _____	- 135 -
FIGURE.IV.103. CF CONVENTIONNELLE ET BA-POC CF EN PRESENCE DU LOS ET D'1 SEUL MP ($A_{1R}=1.5, T_{1R}=0.5$) CODES BOC(1,1)-GALILEO _____	- 136 -
FIGURE.IV.104. CF CONVENTIONNELLE ET BA-POC CF EN PRESENCE DU LOS ET 2 MPS ($A_{1R}=1.5$ ET $A_{2R}=0.7, T_{1R}=0.5, T_{2R}=0.75$) CODES C/A-GPS _____	- 136 -
FIGURE.V.105. LOS, MP ET CCF (MP FAIBLE 'CODE GPS') _____	- 145 -
FIGURE.V.106. CONCEPT DE VMM (MP FAIBLE "CODE GPS") _____	- 146 -
FIGURE.V.107. LOS, MP ET (MP FORT 'CODE GPS'). _____	- 148 -
FIGURE.V.108. CONCEPT DE VMM (MP FORT 'CODE GPS') _____	- 149 -
FIGURE.V.109. LOS, MCF ET CCF (MP FAIBLE 'CODE BOC(1,1)-GALILEO') _____	- 150 -
FIGURE.V.110. CONCEPT OF VMM (MP FAIBLE 'CODE BOC(1,1)-GALILEO') _____	- 151 -
FIGURE.V.111. LOS, MCF ET CCF (MP FORT 'CODE BOC(1,1)-GALILEO') _____	- 153 -
FIGURE.V.112. CONCEPT DE LA VMM (MP FORT 'CODE BOC(1,1)-GALILEO') _____	- 153 -
FIGURE.V.113. LOSCF, MCF1, MCF2 ET CCF (2 SIGNAUX MP 'CODE GPS') _____	- 154 -
FIGURE.V.114. CONCEPT DE LA VMM (2 SIGNAUX MP 'CODE GPS'). _____	- 155 -
FIGURE.V.115. LOSCF, MCF1, MCF2 ET THE RESULTANT CCF 'CODE BOC(1,1)-GALILEO'. _____	- 156 -
FIGURE.V.116. CONCEPT DE LA VMMT (DEUX 'CODE BOC(1,1)-GALILEO') _____	- 157 -
FIGURE.VI.117. CF (A) : CF TRADITIONNELLE (AVANCE, EN PHASE ET RETARD) . (B): HRC-CF (C/A-GPS) ($T_c=1, A_0=1, C_s=0.1T_c$) _____	162 -
FIGURE.VI.118. (A) : CF TRADITIONNELLE (AVANCE, EN PHASE ET RETARD). (B) : HRC-CF (BOC(1,1)-GALILEO) ($T_c=1, A_0=1, C_s=0.1T_c$). _____	- 162 -
FIGURE.VI.119. SORTIE DU DISCRIMINATEUR (C/A-GPS) EN PRESENCE D'UNE SEULE COMPOSANTE MP POUR LE NC ET LA HRC. _____	163 -
FIGURE.VI.120. PROCEDURE DE LISSAGE D'UN SIGNAL _____	- 164 -
FIGURE.VI.121. DIAGRAMME BLOC DE LA EDDC. _____	- 164 -

FIGURE.VI.122. SORTIE DU DISCRIMINATEUR (BOC(1,1)-GALILEO) LISSEE AVEC LES FILTRES MAF ET SGF (FENETRES DE 9 ECHANTILLONS ET AJUSTEMENT PAR POLYNOME D'ORDRE 2)	- 166 -
FIGURE.VI.123. (A): CFS HRC BRUTE ET NON BRUTE. (B) : DISCRIMINATEUR EDDC AVANT ET APRES FILTRAGE PAR LE FILTRE SGF.	- 167 -
FIGURE.VI.124. INFLUENCE DES PICS DES MPS (MP AVEC UN RETARD COURT)	- 168 -
FIGURE.VI.125. INFLUENCE DES PICS DES MPS (MP AVEC UN RETARD LONG).	- 169 -
FIGURE.VII.126 CONSTRUCTION D'UN SIGNAL BOC(1,1)-GALILEO	- 171 -
FIGURE.VII.127 CONSTRUCTION D'UN SIGNAL BOC(2,1)-GALILEO	- 172 -
FIGURE.VII.128 CONSTRUCTION D'UN SIGNAL BOC(6,1)-GALILEO	- 172 -
FIGURE.VII.129 CONSTRUCTION D'UN SIGNAL BOC(1,10)-GALILEO	- 173 -
FIGURE.VII.130 FONCTION D'AUTOCORRELATION BOC(1,1) ET SANS MODULATION BOC	- 174 -
FIGURE.VII.131 FONCTION D'AUTOCORRELATION BOC(2,1) ET SANS MODULATION BOC	- 175 -
FIGURE.VII.132 FONCTION D'AUTOCORRELATION BOC(6,1) ET SANS MODULATION BOC	- 176 -
FIGURE.VII.133 FONCTION D'AUTOCORRELATION POUR UNE DUREE D'UN CHIP POUR DES MODULATIONS BOC(M,N) (M=1,2,4,8,10 ET N=1)	- 176 -
FIGURE.VII.134 FONCTION D'AUTOCORRELATION BOC(1,2) ET SANS MODULATION BOC	- 177 -
FIGURE.VII.135 FONCTION D'AUTOCORRELATION BOC(10,10) ET SANS MODULATION BOC	- 177 -
FIGURE.VII.136 FONCTION D'AUTOCORRELATION POUR UNE DUREE D'UN CHIP POUR DES MODULATIONS BOC(M,N) (N=1,2,4,8,10 ET M=1)	- 178 -
FIGURE.VII.137 SPECTRE DES SIGNAUX BOC(M,N) (M=1,2,4,8,10, N=1)	- 179 -
FIGURE.VII.138 CF BOC(1,1) POUR DIFFERENTE VALEURS DE LA BANDE DE PRECORRELATION	- 180 -
FIGURE.VII.139 CF BOC(10,1) POUR DIFFERENTE VALEURS DE LA BANDE DE PRECORRELATION	- 180 -
FIGURE.VII.140 CORRELATION BALAYAGE TEMPS/FREQUENCE	- 181 -
FIGURE.VII.141 TENSION D'ERREUR DE LA BOUCLE DE CODE COHERENTE (BOC(M,N) (M=1,2,4,8,10, N=1 $C_s=T_c/20$))	- 182 -
FIGURE.VII.142 TENSION D'ERREUR DE LA BOUCLE DE CODE COHERENTE DANS DEUX FOIS T_c (BOC(M,N) (M=1,2,4,8,10, N=1 $C_s=T_c/20$))	- 183 -
FIGURE.VII.143 TENSION D'ERREUR DE LA BOUCLE DE CODE COHERENTE EN PRESENCE DU BRUIT (BOC(M,N) (M=1,2,4,8,10, N=1) $C_s=T_c/20$, SNR=25dB-Hz)	- 183 -
FIGURE.VII.144 TENSION D'ERREUR DE LA BOUCLE DE CODE COHERENTE EN PRESENCE DU BRUIT DANS DEUX FOIS T_c (BOC(M,N) (M=1,2,4,8,10, N=1 $C_s=T_c/20$))	- 184 -
FIGURE.VII.145 TENSION D'ERREUR DE LA BOUCLE DE CODE NON COHERENTE (BOC(M,N) (N=1,2,4,8,10, M=1 $C_s=T_c/20$))	- 184 -
FIGURE.VII.146 TENSION D'ERREUR DE LA BOUCLE DE CODE COHERENTE DANS DEUX FOIS T_c (BOC(M,N) (N=1,2,4,8, M=1 $C_s=T_c/20$))	- 185 -
FIGURE.VII.147 CORRELATION COMPOSITE ET TENSION D'ERREUR DE LA MODULATION BOC(1,1) EN PRESENCE DES MPS	- 187 -
FIGURE.VII.148 CORRELATION COMPOSITE ET TENSION D'ERREUR DE LA MODULATION BOC(4,1) EN PRESENCE DES MPS	- 188 -
FIGURE.VII.149 CORRELATION COMPOSITE ET TENSION D'ERREUR DE LA MODULATION BOC(8,1) EN PRESENCE DES MPS	- 188 -
FIGURE.VII.150 CORRELATION COMPOSITE ET TENSION D'ERREUR DE LA MODULATION BOC(10,1) EN PRESENCE DES MPS	- 189 -
FIGURE.VII.151 POINTS DE PASSAGE PAR ZERO DES TENSIONS D'ERREURS BOC(M,N) (M=1,2,4,8 ET N=1) EN PRESENCE DES MPS ($A_{1R}=0.5$, $T_{1R}=0.5$)	- 189 -
FIGURE.VII.152 ENVELOPPE DE L'ERREUR DE LA DLL COHERENTE EN PRESENCE DES MPS (SANS BOC ET BOC(M,N), (MN)=(0,2), (0,4), (0,8), (0,10)), $A_{1R}=0.5$	- 190 -
FIGURE.VII.153 ENVELOPPE DE L'ERREUR DE LA DLL COHERENTE EN PRESENCE DES MPS (SANS BOC ET BOC(M,N), (MN)=(1,1), (2,2), (4,4), (8,8)), $A_{1R}=0.5$	- 191 -
FIGURE.VII.154 ENVELOPPE DE L'ERREUR DE LA DLL COHERENTE EN PRESENCE DES MPS (SANS BOC ET BOC(M,N), (MN)=(1,1), (2,1), (3,1), (4,1)), $A_{1R}=0.5$	- 192 -
FIGURE.VII.155 ENVELOPPE DE L'ERREUR DE LA DLL COHERENTE EN PRESENCE DES MPS (SANS BOC ET BOC(M,N), (MN)=(2,1), (3,1), (4,1), (5,1), (6,1), (7,1), (8,1)) (LOCALISATION DU PIC CENTRAL), $A_{1R}=0.5$	- 192 -
FIGURE.VII.156 ENVELOPPE DE L'ERREUR DE LA DLL COHERENTE EN PRESENCE DES MPS (SANS BOC ET BOC(M,N), (MN)=(1,1), (2,1), (3,1), (4,1), (5,1), (6,1), (7,1), (8,1)) (LOCALISATION D'UN AUTRE PIC SECONDAIRE), $A_{1R}=0.5$	- 193 -

FIGURE.VII.157 OFFSET DE L'ERREUR POUR LES STRUCTURES (NC, MEDLL, MRDLL, M-DLL) POUR UN FAIBLE SNR	- 194 -
FIGURE.VII.158 MOYENNES ET VARIANCES DE L'ERREUR POUR LES STRUCTURES (NC, MEDLL, MRDLL, M-DLL) EN FONCTION DU SNR	- 194 -
FIGURE.VII.159 ENVELOPPE DE L'ERREUR POUR LA STRUCTURE MEDLL (C/A-GPS ET BOC(1,1)-GALILEO)	- 195 -
FIGURE.VII.160 ENVELOPPE DE L'ERREUR POUR LA STRUCTURE MRDLL (C/A-GPS ET BOC(1,1)-GALILEO)	- 196 -
FIGURE.VII.161 ENVELOPPE DE L'ERREUR POUR LES STRUCTURES NC, VMMT CA/GPS VMM BOC(1,1)-GALILEO ($C_5=0.1T_c$, $A_{1R}=0.7A_0$, $T_{1R}=0.5T_c$)	- 197 -
FIGURE.VII.162 ENVELOPPE DE L'ERREUR POUR LES STRUCTURES HRC, NC (C/A-GPS) ET BA-POC (C/A-GPS ET BOC(1,1)-GALILEO)	- 198 -
FIGURE.VII.163. ENVELOPPE DE L'ERREUR DE CODE POUR (RCMPM-GALILEO ET NC-GALILEO)	- 199 -
FIGURE.VII.164 ENVELOPPES DES ERREURS « RCMPM »	- 200 -
FIGURE.VII.165. ENVELOPPES DES ERREURS DE LA HRC ET DE LA EDDC (CODE/C/A-GPS)	- 201 -
FIGURE.VII.166. ENVELOPPES DES ERREURS DE LA HRC ET DE LA EDDC (CODE BOC(1,1)-GALILEO)	- 202 -
FIGURE.VII.167. ENVELOPPES DES ERREURS POUR LA EDDC AVEC SGF ET LA EDDC AVEC MAF (FENETRE DE 15 ECHANTILLONS ET UN AJUSTEMENT POLYNOMIALE DU DEUXIEME DEGREE)	- 203 -
FIGURE.VII.168. METHODE DU TRACER DE RAYON POUR LE LOGICIEL ERGOSPACE	- 204 -
FIGURE.VII.169. ERREUR DE POURSUITE DE CODE DE LA EDDC DANS LES DIFFERENTS SITES.	- 205 -
FIGURE.A.I.170. SCHEMA D'IMPLEMENTATION SIMPLIFIE DU CODE D'ETALEMENT.	- 210 -
FIGURE.A.I.171. L'ETALEMENT DE SPECTRE	- 210 -
FIGURE.A.I.172. EMETTEUR A SEQUENCE DIRECTE	- 212 -
FIGURE.A.I.173. CF D'UN CODE PN	- 212 -
FIGURE.A.IV.174. SCHEMA EQUIVALENT DE LA BOUCLE DE CODE COHERENTE	- 218 -

Liste des tableaux

TABLEAU.I.1. COMBINAISON DES TROIS SIGNAUX BINAIRES (CASM) _____ - 24 -

Liste des abréviations

ADC	Analog to Digital Converter « Covertisseur analogique numérique »
AltBOC	Alternate Binary Offset Carrier « Porteuse à offset binaire alternative »
AOA	Angle Of Arrival « Angle d'arrivée »
BA-POC	Binary-Asymmetric Phase-Only Correlation « Corrélation de phase antisymétrique binarisée »
BOC	Binary Offset Carrier « Porteuse à offset binaire »
BPSK	Binary Phase Shift Keying
C/A	Coarse/Acquisition
CASM	Coherent Adaptive Sub-carrier Modulation « Modulation de sous-porteuse cohérente adaptative »
CCE	Codes Correcteurs d'Erreur
CCF	Composite Correlation Function « Fonction de corrélation composite »
CDMA	Code Division Multiple Access « Accès multiple par codage »
CF	Correlation Function « Fonction de corrélation »
CS	Commercial Service « Service commercial »
DDC	Double Delta Correlator « Corrélateur double delta »
DGPS	Differential Global Positioning System « Système de positionnement global différentiel »
DLL	Delay Locked Loop « Boucle à verrouillage de code »
DoD	Department of Defense « Département de la défense »
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum « Étalement de spectre à séquence directe »
EC	European Commission « Commission européenne »
EDDC	Enhanced Double Delta Correlator « Corrélateur double delta amélioré »
EGNOS	European Geostationary Navigation Overlay Service
ELS	Early Late Slopes « Pente avance retard »
ESA	European Space Agency « Agence spatiale européenne »
ESTB	EGNOS System Test Bed
FFT	Fast Fourier Transform « Transformée de fourier rapide »
FIMLA	Fast Iterative Maximum Likelihood Algorithm « Maximum de vraisemblance itératif rapide »
GLONASS	GLOBAL'naya NAVigatsionnaya Sputnikovaya Sistema
GNSS	Global Navigation Satellite System « Système de navigation par satellite global »
GPS	Global Positioning System « Système de positionnement global »
GSFF	Galileo System Simulation Facility
HRC	High Resolution Correlator « Corrélateur à haute résolution »
IELS	Improved Early Late Slopes « Pente avance retard améliorée »

IFFT	Inverse FFT « Transformée de fourier inverse rapide »
LFSR	Linear Feedback Shift Register « Régistre à décalge linéaire rebouclé »
LOS	Line Of Sight « Ligne de visibilité directe »
LOSCF	LOS CF
MAF	Moving Average Filter « Filtre à moyenne mobile »
MAP	Maximum A Posteriori
MCF	MP CF
MEDLL	Multipath Estimating Delay Locked Loop
MET	Multipath Elimination Technology
ML	Maximum Likelihood « Maximum de vraisemblance »
MMSE	Mean Square Error Estimation « Estimation de l'erreur quadratique moyenne »
MMT	Multipath Mitigation Technology
MP	Multipath « Multitrajet »
Multi-DLL	Multiple Delay Locked Loop
NC	Narrow Correlator « Corrélateur étroit »
NLOS	Non LOS
NRZ	No-Return to Zero « Non retour à zero »
NRCC	Navigation System Control Center
OS	Open Service « Service ouvert »
P	Precision « Précision »
PAC	Pulse Aperture Correlator
PLL	Phase Locked Loop « Boucle à verrouillage de phase »
PN	Pseudo Noise « Pseudo aléatoire »
POC	Phase Only Correlation « Corrélation de phase »
PRS	Public Regulated Service
PVT	Position, Velocity and Time « Position, vitesse et temps »
RCMPM	Reference Correlation Multipath Mitigation « Elimination des multitrajets par corrélation de référence »
RF	Radio Fréquence
SAR	Search And Rescue Service
SC	Strobe Correlator
SGF	Savitzky-Golay Filter
SNR	Signal to Noise Ratio « Rapport signal sur bruit »
SOL	Safety Of Life Service
TrEnd	Triangle Endpoint Difference
TTC	Tracking, Telemetry and Command
UE	Union European
UTC	Universal Time Coordinates
VC	Vision Correlator
VCO	Voltage Controled Oscillator
VLOS	Virtual Line Of Sight

VMCF	Virtual Multipath Correlation Function
VMMT	Virtual Multipath Mitigation Technology
WGN	White Gaussian Noise
XOR	Exclusive OR

THESE DE DOCTORAT

INTRODUCTION GENERALE

ETUDE & AMELIORATION DES PERFORMANCES DES BOUCLES DE
POURSUITE DE CODE DANS LES RECEPTEURS DE NAVIGATION GALILEO EN
PRESENCE DE TRAJECTOIRES MULTIPLES

KHALED ROUABAH
2009/2010

INTRODUCTION GENERALE

L'Europe a pris l'initiative de mettre en place Galileo, un système de navigation par satellite, fournissant un service civil de positionnement global garanti [1], pour assurer son indépendance du système de positionnement par satellite américain GPS (Global Positioning System). Comme il fournit la navigation autonome et les services de positionnement, Galileo sera en même temps interopérable avec le GPS [2] et le système Russe GLONASS (GLObal'naya NAVigatsionnaya Sputnikovaya Sistema) [3], qui signifie Système GLObal de NAVigation par Satellite), les deux autres systèmes de navigation par satellites Globaux. Le système Galileo, entièrement déployé, se composera de 30 satellites et de l'infrastructure au sol associée [4]- [5]. Il est en test depuis 2004, il commencera à être utilisable en 2010 et sera opérationnel en 2014 [6]. Comme le GPS et le GLONASS, le Galileo fournit à tout utilisateur une information de position et de vitesse en trois dimensions, ainsi qu'une information de temps (PVT « Position, Velocity and Time ») [5]. Il détermine la position d'un utilisateur en mesurant le temps de propagation d'une onde qui voyage dans l'espace entre un satellite et un récepteur qui est situé n'importe où sur la planète.

Dans son architecture, et en plus de l'utilisation de la technique d'étalement de spectre [7]- [8], Galileo utilise une nouvelle structure des signaux et une modulation BOC (Binary Offset Carrier) supplémentaire qui est la modulation à double décalage fréquentiel ou modulation de porteuse à offset binaire [9]. Avec l'utilisation de cette nouvelle structure des signaux, le système Galileo offre plusieurs types de services à savoir le service ouvert (ou OS pour Open Service), le service commercial (ou CS pour Commercial Service), le service de sûreté de la vie (ou SOL pour Safety Of Life Service), le service public réglementé (ou PRS pour Public Regulated Service) et le service de recherche et secours (ou SAR pour Search And Rescue Service) [10]- [11]. Tous ces services seront aussi implémentés dans les récepteurs GPS nouvelles générations [12]. La complexité et le coût d'un tel récepteur dépendent du type de service voulu et du signal à décoder. Nous nous intéresserons dans notre thèse de doctorat, aux signaux du service *OS* dont l'architecture des récepteurs utilisée est moins coûteuse [4].

Dans ce type de récepteur, la réception des signaux se fait en deux processus : l'acquisition et la poursuite du code et de la porteuse [5]- [13]- [4]. Malheureusement ces deux processus sont fortement perturbés par la présence de plusieurs phénomènes [14]. La propagation par trajets multiples est largement identifiée comme une forte source d'erreur dans le système de navigation par satellites GNSS (Global Navigation Satellite Systems) qui englobe le GPS, le GLONASS et le Galileo [15]. L'exactitude de positionnement dans ce type de récepteurs est sérieusement dégradée en présence des signaux Multitrajets (Multipath « MP ») qui causent des erreurs de poursuite de code dans la boucle à verrouillage de retard dite DLL (Delay Locked Loop) [16]- [4]. Les DLLs sont des discriminateurs de code qui utilisent des corrélateurs avance et retard (Early Late Correlators « ELS ») [16]- [13]. Il est donc nécessaire d'éliminer les erreurs des MPs dans le discriminateur DLL pour une poursuite efficace des signaux de visibilité directe (Line Of Sight « LOS »). La présence des signaux MPs introduit généralement des erreurs de positionnement qui peuvent atteindre des valeurs de quelques dizaines de mètres pour les récepteurs Galileo et quelques centaines de mètres pour les récepteurs GPS [15]. Les performances dépendent en fait de plusieurs paramètres de signal et de récepteur comme le type de modulation du signal tel que la modulation BOC pour les signaux Galileo [4], la bande du filtrage de précorrélacion et les caractéristiques du filtre de l'étage de mise-en-forme [17], le taux de chip du code d'étalement [13], les niveaux de puissances relatifs des signaux MPs, le nombre réel des signaux MPs [18], le retard géométrique des MPs, l'espacement de chip entre les corrélateurs dans la DLL et le type de discriminateur utilisé pour la poursuite de code [19]. L'influence des trajets multiples comme source d'erreur a eu comme conséquence le développement de différentes techniques de réduction des erreurs causées par ce phénomène. Ces techniques sont typiquement classées par catégorie en termes de conception d'antenne [20]- [21], architecture améliorée de discriminateur [22]- [23], et post-traitement des objets perceptibles. Dans notre travail de recherche, nous nous intéressons à la conception des architectures des discriminateurs. Dans cette dernière, diverses techniques récentes ont été proposées dans la littérature scientifique. Les performances des techniques classiques typiques sont comparées dans la référence [24] lorsque seulement une composante MP simple existe. Dans la référence [19] des techniques à réaction pour l'évaluation du retard, en tant que solutions de remplacements confirmés pour les boucles de poursuite de code des signaux BOC, ont été présentés. Par conséquent, une telle technique est choisie selon le coût et l'exactitude exigée. Dans la référence [25], une analyse des algorithmes de rétroaction et de réaction, pour la poursuite de code, a été faite. Par

la suite, des méthodes de poursuite du pic ont été proposées comme une combinaison des structures de rétroaction et de réaction. Ces méthodes utilisent les avantages inhérents des deux structures. Néanmoins, en présence d'un petit rapport signal sur bruit (Signal to Noise Ratio « SNR »), la DLL avec des corrélateurs étroits (Narrow Corrélateur « NC ») [26] reste toujours le meilleur choix parmi les algorithmes considérés [25].

Dans la référence [27], une technique d'amélioration des performances, basée sur les MPs virtuels (Virtual Multipath Mitigation Technology « VMMT »), a été proposée pour combattre les MPs à faible retard. Il a été démontré qu'il existe un offset entre le retard estimé et le retard réel due essentiellement au filtre de précorrélacion dans le récepteur [27]- [28].

Dans la référence [29], la propriété du premier pic secondaire de la fonction de corrélation (Correlation Function « CF ») traditionnelle est employée pour atténuer les MPs dans les récepteurs GPS. Dans l'aspect matériel, la technique proposée est facile à mettre en œuvre. De plus, d'après [29] elle rejette autant de MPs que le NC. Cependant, cette technique est valide pour seulement 25 satellites par rapport à un total de 32 satellites de la constellation [29].

Dans la référence [30], la corrélation Binaire-Asymétrique de la phase (Binary-Asymmetric Phase-Only Correlation « BA-POC ») est appliquée dans le secteur du positionnement pour aider à identifier le LOS dans des environnements perturbés par les trajets multiples. La BA-POC implique le calcul de 2 *FFTs* (Fast Fourier Transform) et d'une *IFFT* (Inverse Fast Fourier Transform) pour chaque signal reçu. Cette dernière a présentée des performances supérieures pour l'atténuation des signaux MPs, en présence d'un fort SNR, en comparaison avec les méthodes de corrélation classique. En outre, cette méthode n'est pas encore utilisée pour les applications Galileo. Ce travail de recherche en fait une application.

D'autres techniques, comme la MEDLL (Multipath Estimating DLL) [31] et [32], la MRDLL (Modified Rake DLL) [33], la FIMLA (Fast Iterative Maximum Likelihood Algorithm) [34], la structure Multi-DLL [35] et l'approche du filtrage adaptatif [36], qui utilisent les propriétés du signal reçu pour estimer le retard du signal direct, sont aussi proposées dans la littérature. Toutes ces méthodes sont basées sur le même principe qui est l'utilisation d'un banc de corrélateurs [37]- [38]- [39], qui délivre les échantillons de la CF, et la théorie du maximum de vraisemblance. La CF échantillonnée résultante est ensuite utilisée pour estimer les paramètres de toutes les composantes du signal reçu (MPs et LOS). Les différences entre ces structures sont la méthode de résolution de la fonction de vraisemblance ainsi que le nombre de paramètres à estimer [40]. Malgré le fait que toutes ces structures présentent de meilleures performances, elles sont limitées par la complexité tant matérielle que logicielle.

D'autres techniques qui utilisent des DLLs augmentés, comme la corrélation à haute résolution (High Resolution Correlator « HRC ») [41] et le corrélateur stroboscopique SC (Strobe Correlator) [22] basées sur l'utilisation de la structure à double paire de corrélateurs, ont été aussi proposées. Selon [24], ces deux dernières techniques ont données des exécutions fortement précises en présence des MPs. Cependant, pour les deux structures un espacement de chip très étroit et une grande largeur de bande de précorrélation sont exigés pour atténuer efficacement les erreurs des MPs. Malheureusement, ils existent des pics latéraux dans la CF. Ces pics produisent plusieurs points de passage par zéro des fonctions discriminatrices des deux structures qui ont une influence sur la précision de l'estimation du retard de propagation. De plus, ces deux techniques sont sensibles aux signaux MPs de retards courts et longs. Dans la référence [23] un arrangement modifié de la HRC a été proposé. La HRC modifiée peut réduire efficacement l'erreur des MPs pour des signaux réfléchis de retard très court. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle est très sensible au bruit par rapport à la HRC. En réalité, à la différence du discriminateur classique qui utilise seulement une paire de corrélateurs, les trois structures précédentes (HRC, SC et HRC modifiée) utilisent plus de quatre corrélateurs ce qui augmente leurs sensibilités au bruit [23].

Il existe d'autres techniques qui ont été proposées dans la littérature scientifique. Dans notre thèse de doctorat, nous nous intéressons beaucoup plus aux techniques les plus pratiques, les plus populaires et les plus efficaces.

Les objectifs de notre thèse de doctorat sont doubles et sont comme suit :

- 1- Dans un premier lieu nous allons valider et implémenté toute les chaines de transmissions des récepteur L1 GPS et Galileo. De plus, nous allons caractériser les erreurs de poursuite de code dans les boucles DLL en présence des MPs.
- 2- Par la suite nous allons étudier et implémenter les techniques de réduction des effets des MPs les plus populaires. De plus, nous allons proposer plusieurs techniques permettant l'amélioration des performances des boucles DLL en présence de ces perturbations.

Notre thèse est donc organisée de la manière suivante :

Dans la première partie, nous allons décrire le principe du système de navigation Galileo et les caractéristiques temporelles et spectrales des signaux émis par la constellation Galileo. Nous introduirons ainsi la chaine émission et réception où nous aborderons les différentes architectures d'acquisition et de poursuite des codes Galileo. L'objectif de la 2^{ème} partie de cette thèse est de présenter le phénomène des MPs ainsi que la synthèse que nous avons effectuée pour caractériser son influence sur la poursuite de code des boucles DLL. Nous

allons montrer ainsi que la propagation par MPs peut avoir des effets désastreux sur la précision des mesures de navigation Galileo. Par la suite, nous allons étudier et implémenter les techniques de traitement de signal répertoriées dans la littérature permettant d'améliorer les performances. Des études comparatives peuvent être envisagées pour en arriver finalement à proposer trois structures pour améliorer les performances. La première méthode étant basée sur la méthode BA-POC, la 2^{ème} méthode est une solution de forme ferme et la 3^{ème} est basée sur les corrélateurs doubles delta ainsi que le filtre de Savitzky-Golay (Savitzky-Golay Filter « SGF »). Nous allons clôturer cette thèse par des résultats de simulation suivies d'une conclusion d'ordre générale et des perspectives.

Chapitre I

THESE DE DOCTORAT

SYSTEME ET SIGNAUX GALILEO ET PRINCIPE DE NAVIGATION

ETUDE & AMELIORATION DES PERFORMANCES DES BOUCLES DE
POURSUITE DE CODE DANS LES RECEPTEURS DE NAVIGATION GALILEO EN
PRESENCE DE TRAJECTOIRES MULTIPLES

KHALED ROUABAH
2009/2010

I.1. Introduction - 6 -

I.2. Description du système - 7 -

I.2.1. Segment Spatial - 7 -

I.2.1.1. Altitude des satellites - 8 -

I.2.1.2. Nombre de satellites - 9 -

I.2.1.3. Inclinaison du plan des orbites par rapport à l'équateur - 9 -

I.2.1.4. Répartition des satellites dans l'espace - 9 -

I.2.2. Segment de contrôle - 11 -

I.2.3. Segment des utilisateurs - 12 -

I.3. Localisation par Galileo (Détermination de position) - 12 -

I.4. Principe de la mesure de distance - 14 -

I.5. Détermination de la position - 17 -

I.6. Linéarisation des equations de Navigation - 17 -

I.7. Considérations Théoriques des Signaux Galileo - 18 -

I.7.1. Signal Galileo L1-OS - 20 -

I.7.1.1. Génération du signal - 22 -

I.7.1.2. Principe de la Modulation CASM - 22 -

I.7.2. Définition de la modulation à double décalage fréquentiel BOC - 24 -

I.8. Fonction de corrélation des codes Galileo BOC(m,n) - 28 -

I.9. Densité Spectrale de Puissance des codes Galileo BOC(m,n) - 31 -

I.10. Limitation de la largeur de bande - 33 -

I.11. Séparation des Coefficients Spectraux - 34 -

I.12. Conclusion - 36 -

Chapitre I : Système et Signaux Galileo et principe de Navigation

I.1. Introduction

Le système global de navigation par Satellite Galileo sera un repère permanent dans l'espace et dans le temps. En effet, ce sera le premier système de positionnement par satellite conçu spécifiquement à des applications civiles. Il sera le plus performant, le plus avancé et le plus sûr par rapport aux autres systèmes de navigation par satellites comme l'américain GPS et le Russe GLONASS [5]. Les grands besoins futurs en matière de navigation ne peuvent être satisfaits que par l'introduction du système Galileo. Le système de radionavigation par satellite Galileo est une décision prise par l'Union Européenne (UE) et l'Agence Spatiale Européenne (ESA). Ce système mondial assurera en complémentarité avec le système actuel GPS une grande couverture et une grande précision. C'est une technologie de pointe qui résulte de l'émission, à partir d'une constellation de 30 satellites, de signaux indiquant un temps d'une extrême précision [5]. Ceci permet à chaque personne, ayant son récepteur individuel, de connaître sa position ou celle de tout objet mobile ou immobile (véhicule, bateau, troupeau de bétail, ...etc.).

Le système Galileo offrira plusieurs services, quelques-uns seront gratuits et le reste payant. Dans ce chapitre nous aurons affaire seulement au signal du service ouvert sur la bande *LI* (*LI-OS*). Le signal *LI-OS* peut garantir une précision horizontale mieux que 15 m, une exactitude verticale mieux que 35 m, une exactitude de vitesse mieux que 50 cm/s et une exactitude de temps mieux que 100 ns [42]. L'augmentation à partir d'une fréquence seule à une fréquence double dans les récepteurs Galileo inclue naturellement le signal E5a (bande E5a). Pour un récepteur de fréquence double, les exactitudes correspondantes sont respectivement 7 m, 15 m, 20 cm/s et 100 ns. Tous les satellites Galileo utilisent les mêmes bandes de fréquences et se servent de la technique d'accès multiple par répartition de code CDMA (Code Division Multiple Access) [43]. Les signaux à spectres étalés seront transmis en incluant un code d'étalement (Code pseudo aléatoire en anglais pseudo noise « PN ») différent par signal, par fréquence et par satellite. Tous les signaux seront transmis avec une polarisation circulaire droite.

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons le principe de fonctionnement du système Galileo. Nous illustrons d'abord l'architecture du système ainsi que le principe de la mesure de distance. Dans la deuxième partie, nous présentons la forme des signaux Galileo L1-OS dans les domaines temporel et spectral.

I.2. Description du système

Les systèmes Galileo et GPS reposent sur le même principe de fonctionnement [5]. Pour déterminer la position d'un objet quelconque (qu'il soit mobile ou immobile) dans la planète, trois segments sont nécessaires à savoir : le segment spatial, le segment de contrôle et le segment des utilisateurs [42]- [13].

I.2.1. Segment Spatial

Depuis la fin des années 1950, les différentes puissances spatiales ont déployé dans l'espace plusieurs milliers de satellites faisant en permanence le tour de la planète. Pour comprendre comment évolue un « satellite artificiel », imaginons que nous lançons un objet en direction de l'horizon. Sous l'effet de son poids [5], ou plus précisément sous l'effet de la force de gravitation terrestre, celui-ci retombe un peu plus loin sur le sol. Si nous le lançons plus fort, il retombe plus loin. Si nous le lançons de plus haut, il retombe également plus loin. Considérons maintenant la courbure de la surface terrestre, puisque nous sommes à la surface d'une sphère, qui explique que l'horizon se dérobe en permanence quand nous nous déplaçons en ligne droite. Si l'objet est lancé suffisamment fort, la distance dont il tombe après avoir parcouru 10 km correspond à la courbure de la surface du globe sur 10 km [5].



Figure.I.1. Principe de mise en orbite d'un satellite autour de la terre

L'objet se trouve en perpétuelle chute vers un sol qui ne cesse de se dérober : on dit que l'objet est « satellisé », ou placé en orbite terrestre. La figure (I.1) illustre ce principe de mise en orbite des satellites terrestres. Une fois mis en orbite, le satellite survole la surface terrestre et fait le tour de la planète en permanence. Le temps qu'il met pour faire le tour du globe dépend de son altitude : plus le satellite est bas, plus il tourne vite ; plus il est haut, plus il met du temps.

L'altitude du satellite détermine non seulement la durée nécessaire pour faire un tour complet du globe (la période orbitale), mais aussi la taille de la zone de surface terrestre qu'il couvre. Un satellite géostationnaire (36000 km d'altitude) offre une couverture permanente sur près d'un tiers de la surface du globe. La figure (I.2) illustre les zones de couverture d'un satellite géostationnaire, d'un satellite Galileo et d'un satellite en orbite basse.

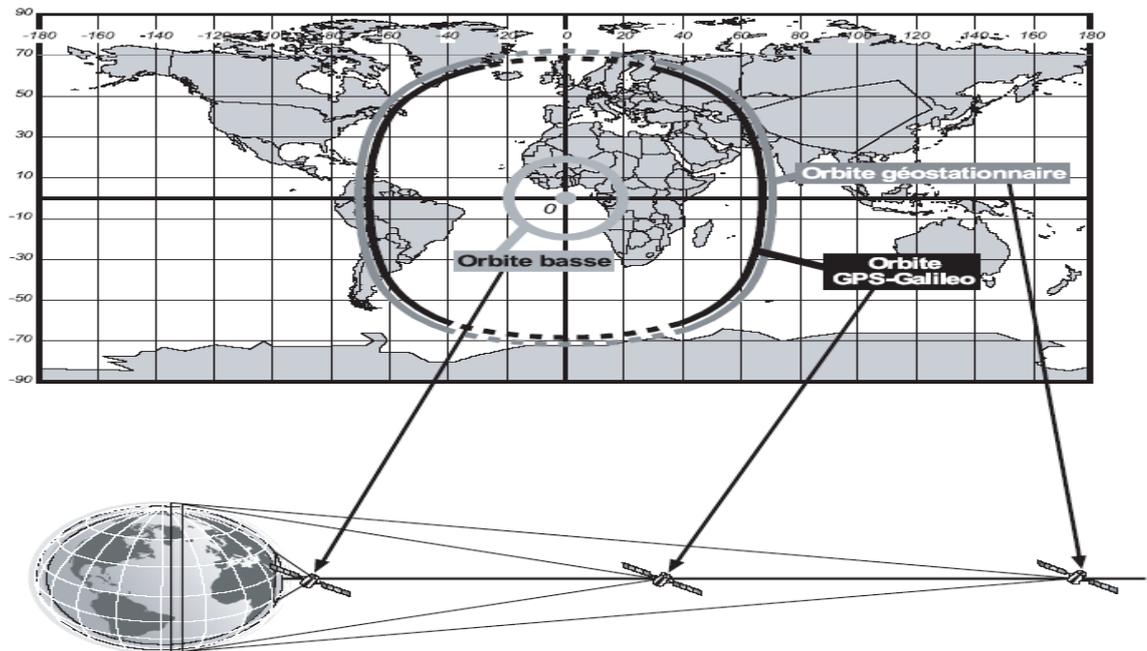


Figure.I.2. Exemples de zones géographiques couvertes par différents satellites

La constellation de satellites Galileo est constituée de 30 satellites en orbite à environ 23200km d'altitude. Ses caractéristiques sont un aspect essentiel de la conception du système Galileo. Parmi les nombreux critères qui entrent en jeu, les plus importants qui ont conduit aux choix des paramètres de cette constellation sont donnés dans les sections suivantes.

1.2.1.1. Altitude des satellites

Les satellites Galileo ont une altitude de 23200Km. Elle détermine directement la zone couverte et la durée de visibilité d'un satellite depuis un utilisateur au sol. Dans le système Galileo, le choix d'une altitude trop basse nécessiterait le déploiement d'un nombre trop

important de satellites pour couvrir l'ensemble du globe. Une altitude trop élevée entraînerait pour sa part une augmentation de la puissance et de la masse des satellites, pour un très faible gain en zone de couverture (voir figure (I.2)).

I.2.1.2. Nombre de satellites

Le nombre de satellites est de 30 et il est déterminé de façon à assurer la performance recherchée sur l'ensemble du globe. Au moins quatre satellites doivent être visibles de tout point du globe pour fournir un service de positionnement. Un nombre plus important de satellites offre de meilleures performances, en particulier dans les zones urbaines, où certains satellites peuvent être masqués par des immeubles.

I.2.1.3. Inclinaison du plan des orbites par rapport à l'équateur

Galileo offre une couverture légèrement meilleure aux latitudes élevées par rapport au système GPS. En effet, le paramètre de l'inclinaison influence directement la visibilité par les usagers des hautes latitudes. Les satellites Galileo décrivent une orbite inclinée de 56° par rapport à l'équateur. La figure (I.3) illustre le principe des inclinaisons des orbites.

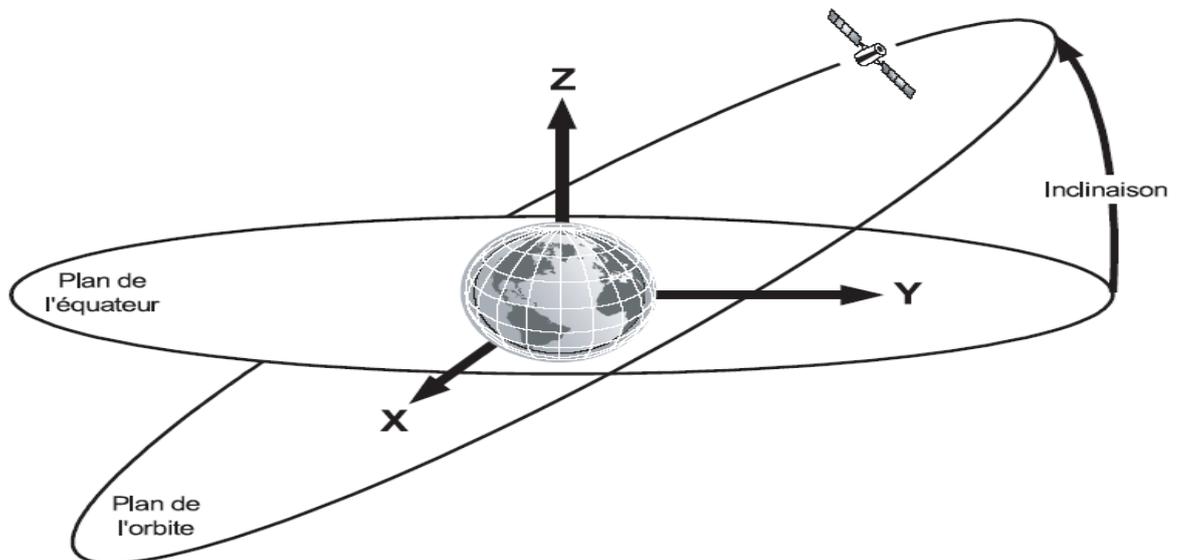


Figure.I.3. Principe de l'inclinaison d'une orbite

I.2.1.4. Répartition des satellites dans l'espace

Cette caractéristique influence directement les performances du service et également le nombre de lancements nécessaires au déploiement puis au remplacement des satellites. Les satellites sont disposés dans 3 plans orbitaux de 10 satellites pour Galileo, autorisant le lancement de multiples satellites dans un plan avec un seul lanceur.

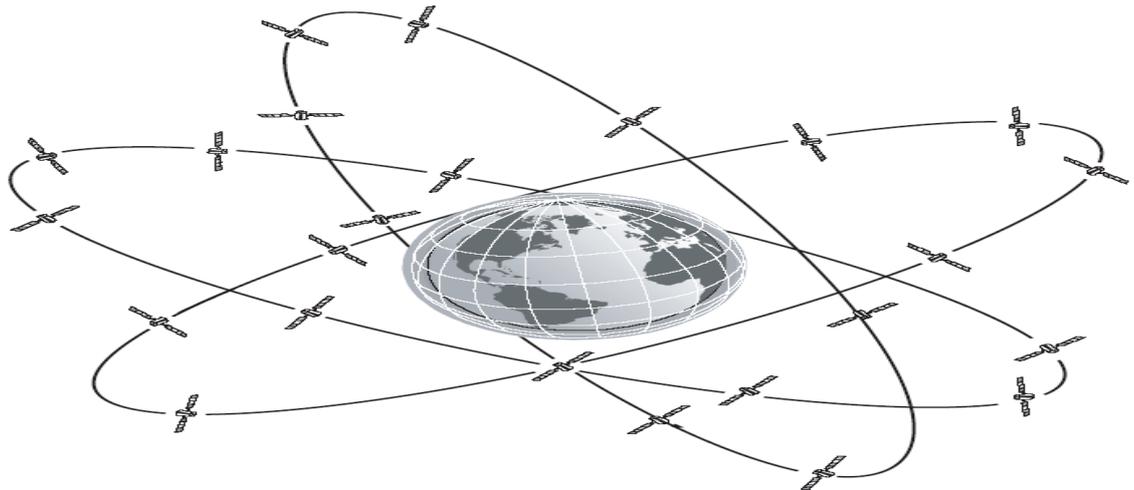


Figure.I.4. Constellation Galileo

La figure (I.4) illustre la répartition dans l'espace des satellites de la constellation Galileo. C'est un ensemble de satellites évoluant dans l'espace avec une disposition bien déterminée. C'est ce qu'on appelle la « géométrie » de la constellation. La mise en place de la constellation demande un soin particulier pour obtenir un positionnement initial des satellites (à la fin du lancement) en conformité avec les caractéristiques précises de la géométrie de la constellation.

Le premier satellite (Giove « A ») a été lancé en 2002 quant au 2^{ème} (Giove « B ») il a été lancé en 2005 [44]. Les figures (I.5) et (I.6) illustrent respectivement les premiers satellites de la constellation Galileo.

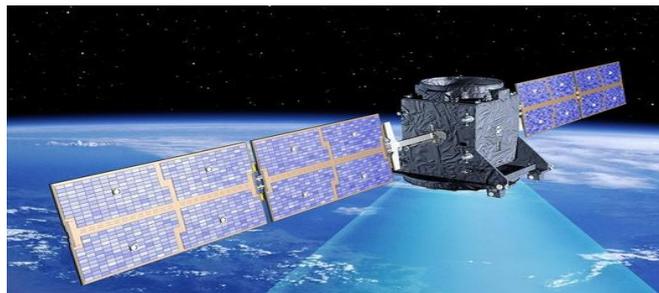


Figure.I.5. Satellite GIOVE A



Figure.I.6 Satellite GIOVE B

Chaque satellite pèse près de 700kg et contient notamment :

1. Plusieurs horloges atomiques (voir figure I.7)
2. Des panneaux solaires fournissant une puissance maximale de 1500 watts,
3. Un émetteur et un récepteur radio.



Figure.I.7. Horloge atomique

I.2.2. Segment de contrôle

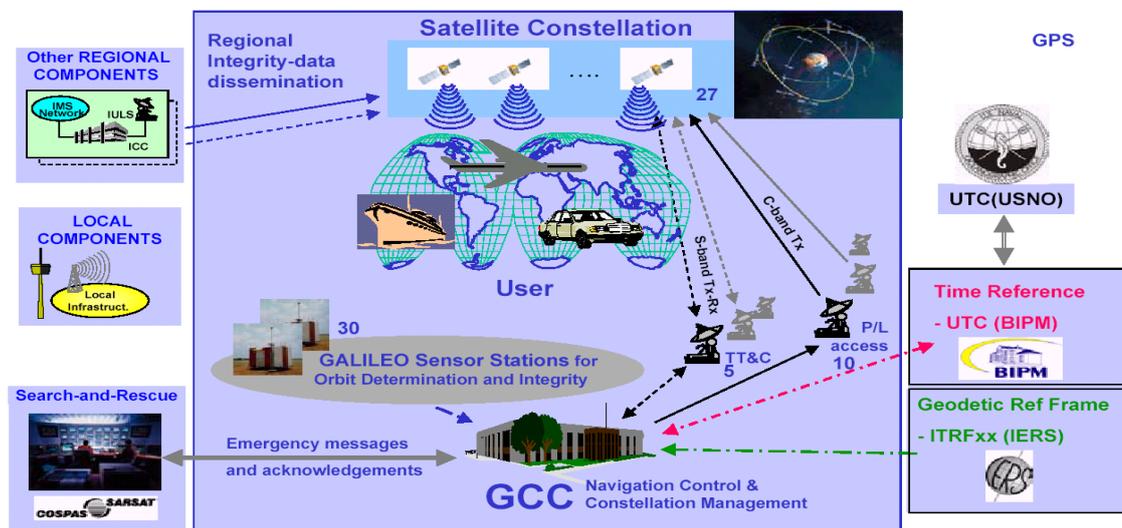


Figure.I.8. Station de contrôle pour le système Galileo

Pendant toute la durée où le service de positionnement est fourni, le maintien de cette géométrie (constellation) demande un contrôle permanent de l'état des satellites, lesquels peuvent tomber en panne, sans compter que leur durée de vie est limitée. C'est le rôle des opérateurs du système depuis les centres de contrôle au sol d'effectuer ces vérifications.

Deux centres de contrôle Galileo (Navigation System Control Center « NSCC ») en Europe contrôleront la constellation ainsi que la synchronisation des horloges atomiques des satellites, le traitement du signal d'intégrité et la gestion des données de tous les éléments internes et externes grâce à un réseau global de station de surveillance et de synchronisation orbitale « OSS » (Orbitography and Synchronisation Stations) et de stations de télémétrie et de commandes « TTC » (Tracking, Telemetry and Command) [5]. Un réseau de

télécommunications redondant mondial dédié, assurera l'interconnexion des vingt stations et l'installation terrestre en utilisant des liaisons terrestres et satellitaires VSAT (Very Small Aperture Terminal). Enfin, les centres de contrôle adresseront leurs données aux satellites par l'entremise de stations dites de "liaison montante". Cinq stations de ce type en bande S, et 10 stations en bande C, seront installées à cet effet autour du globe. Des composantes régionales assureront indépendamment l'intégrité des services Galileo. Des fournisseurs d'accès régionaux, utilisant les canaux autorisés de liaison montante de données d'intégrité fournis par Galileo, diffuseront des données d'intégrité régionales. Le système garantira qu'un utilisateur sera toujours en mesure de recevoir des données d'intégrité d'au moins deux satellites avec un angle d'élévation minimum de 25°. D'autres composantes locales optimiseront cette chaîne en diffusant localement ces données au moyen de liaisons terrestres ou de réseaux de communications existants dans le but d'offrir un supplément de précision ou d'intégrité autour des aéroports, des gares, des ports et des zones urbaines denses ou inaccessibles.

I.2.3. Segment des utilisateurs

Ce sont les civils et militaires qui ne font que recevoir les signaux Galileo. Ce segment englobe :

- 1- La gestion du trafic routier.
- 2- La signalisation du trafic ferroviaire.
- 3- Le control aérien.
- 4- Le contrôle maritime et le guidage des cargaisons.

I.3. Localisation par Galileo (Détermination de position)

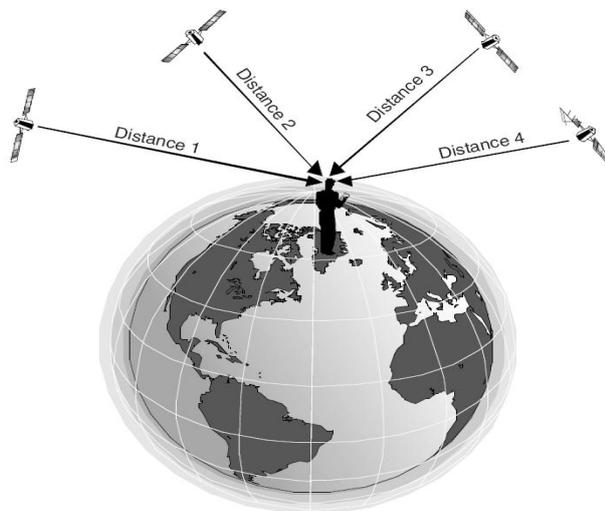


Figure.I.9. Principe de positionnement d'un récepteur par quatre satellites

Chaque satellite de la constellation diffuse en permanence un signal vers l'ensemble des zones visibles de la terre. Il inclut dans son signal les informations donnant sa position précise dans l'espace. Un nombre illimité de récepteurs (utilisateurs) qui ne font que la réception des signaux en provenance d'au moins quatre satellites de la constellation. Les signaux captés sont utilisés pour mesurer les distances qui séparent un récepteur quelconque de ces quatre satellites. La figure (I.12) illustre le principe de localisation.

La trajectoire de chaque satellite est parfaitement connue à chaque instant (exactitude de l'ordre du cm). Un récepteur Galileo évalue sa position en calculant les distances qui le séparent des satellites à partir du retard dû au transit des signaux provenant des satellites. A l'instant t , le récepteur reçoit les informations de position de deux satellites S_1 et S_2 émises respectivement aux temps t_1 et t_2 . De là, il déduit qu'il est à une distance

$$d_1=c.(t-t_1) \tag{1}$$

de S_1 et

$$d_2=c.(t-t_2) \tag{2}$$

de S_2 .

Donc, tout ce que l'on peut déduire de cela est la différence de parcours entre les points S_1 et S_2 qui est donnée par:

$$d_1-d_2=c.(t_1-t_2) \tag{3}$$

Comme l'illustre la figure (I.9), on est donc quelque part sur un hyperboloïde de révolution dont les deux satellites sont les foyers. Un troisième satellite S_3 définit, avec S_2 , un deuxième hyperboloïde (Voir figure (I.10)). Un quatrième satellite (non coplanaire à S_1 , S_2 et S_3) définit avec S_3 un troisième hyperboloïde (Voir figure (I.11)). En fait, la position du récepteur est le point d'intersection des trois hyperboloïdes. De là, le récepteur peut synchroniser son horloge et obtenir un temps ultra-précis. Et par conséquent, une position précise.

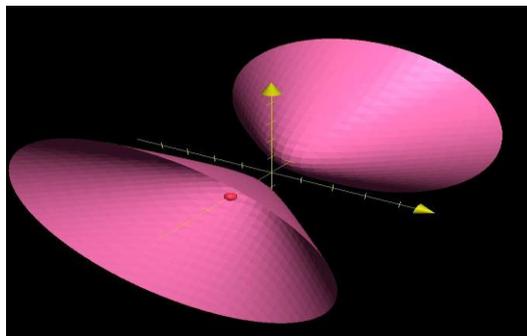


Figure.I.10. Principe de Triangulation "2 Satellites"

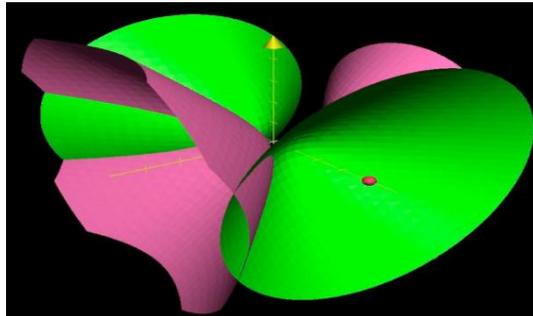


Figure.I.11. Principe de Triangulation "3 Satellites"

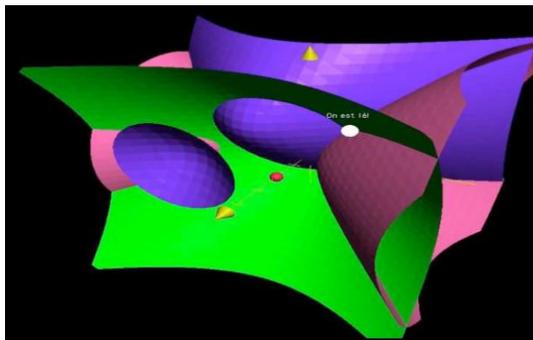


Figure.I.12. Principe de Triangulation "4 Satellites"

I.4. Principe de la mesure de distance

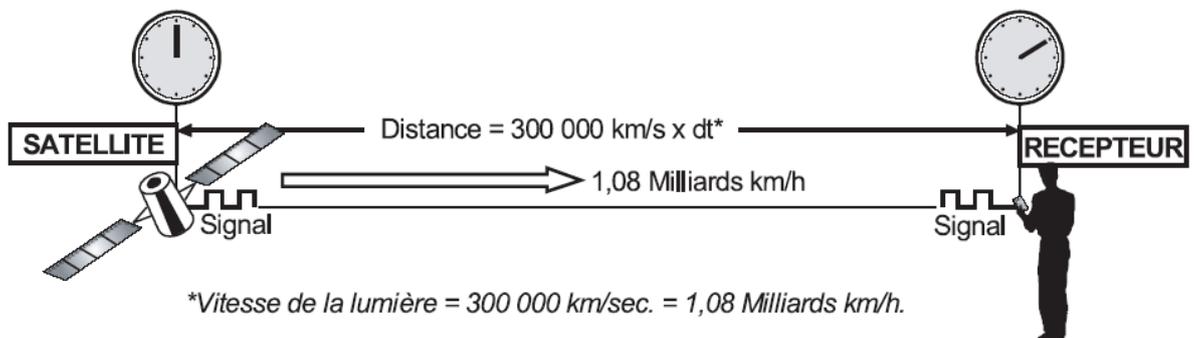


Figure.I.13. Principe de mesure de distance

Le satellite possède une horloge et introduit dans son signal, à des instants très précis [13] (disons à chaque nouvelle seconde de son horloge), un porteur, laquelle se propage jusqu'au récepteur de l'utilisateur. Le récepteur possède également une horloge, par rapport à laquelle il mesure très précisément à quel instant ce signal est reçu. En comparant l'instant où le signal a été émis et celui où il est reçu, le récepteur de l'utilisateur peut déterminer le temps de propagation du signal entre le satellite et le récepteur. Connaissant la vitesse de propagation du signal provenant des satellites, qui correspond à la vitesse de la lumière, le récepteur peut

déduire la distance parcourue par ce signal, et donc la distance qui le sépare du satellite comme l'illustre la figure (I.13). La figure (I.13) illustre comment il est possible de déterminer une mesure de distance à partir d'une mesure de temps. Une condition essentielle au calcul de la position est la synchronisation des satellites entre eux [5]. Grâce à leurs infrastructures de mesures et de calculs au sol, les systèmes GPS et Galileo garantissent que les horloges des satellites sont très précisément synchronisées entre elles. Les satellites sont de la sorte tous synchronisés par rapport à une référence de temps commune, dite « Temps Système » (Temps Galileo). Ces références de temps sont établies dans les infrastructures de contrôle des systèmes au sol et sont « raccordées » au temps universel, dit UTC (Universal Time Coordinates). Nous pouvons maintenant revenir sur le calcul de la position par le récepteur. Comme les satellites sont synchronisés entre eux, le récepteur doit déterminer quatre paramètres inconnus :

- Trois paramètres définissant sa position dans l'espace (longitude, latitude, altitude).
- Un paramètre définissant l'avance ou le retard de son horloge par rapport au temps de référence du système qu'il utilise (Temps Galileo) [45].

Le but est donc de déterminer le vecteur u (voir la figure (I.14)) qui représente la position du récepteur de l'utilisateur dont les inconnues sont les coordonnées de l'utilisateur. Si on travaille avec des coordonnées géocentriques dont le centre des coordonnées est le centre de la terre, le satellite est donc localisé par les coordonnées (x_i, y_i, z_i) .

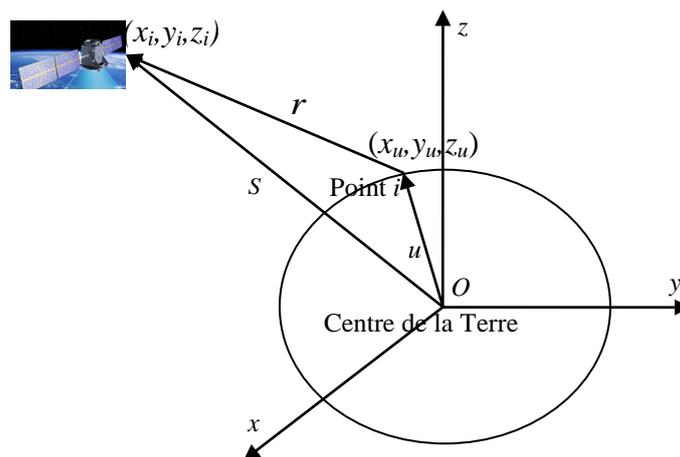


Figure.I.14. Vecteur de position de l'utilisateur

Le vecteur S qui représente la position du satellite est calculé en utilisant les données éphémérides [13].

Nous avons l'équation vectorielle suivante:

$$r = S - u \quad (4)$$

Les équations suivantes représentent respectivement la distance géométrique (réelle) et la pseudo-distance (calculée) [13]:

$$R = c(T_u - T_s) = c\Delta t \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \rho &= c(T_u + t_u) - (T_s + \delta t) \\ &= R + c(t_u - \delta t) \end{aligned} \quad (6)$$

Avec:

T_s : Temps du système pour lequel le signal a quitté le satellite.

T_u : Temps du système pour lequel le signal a atteint le récepteur.

δt : Offset de l'horloge du satellite par rapport au système de temps.

t_u : Offset de l'horloge du récepteur par rapport au système de temps.

$(T_u + t_u)$: Temps indiqué par l'horloge satellite (temps de départ).

$(T_s + \delta t)$: Temps indiqué par l'horloge récepteur (temps d'arrivée).

c : Vitesse de la lumière.

En module, l'équation (6) devient :

$$\rho - c(t_u - \delta t) = \|s - u\| \quad (7)$$

Cette relation peut être représentée par le schéma de la figure (I.15) :

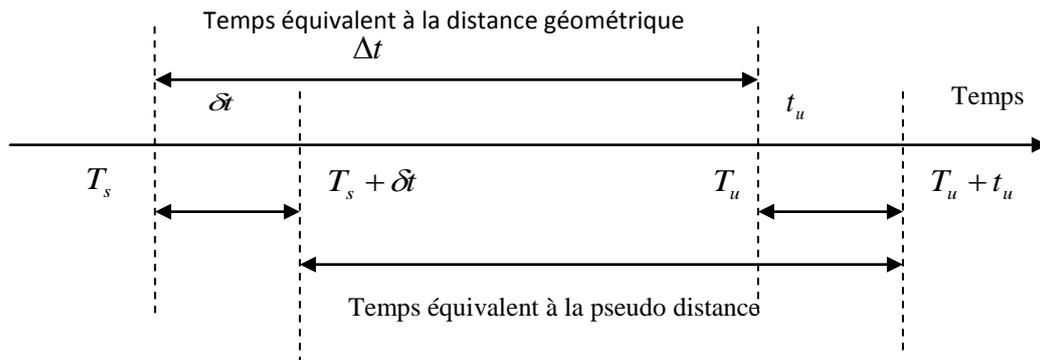


Figure.I.15. Temps équivalent aux différentes distances

La station de contrôle détermine l'offset δt et transmet la correction au satellite qui la transmet à son tour au récepteur. On suppose qu'un calcul est effectué pour compenser cette erreur, alors l'équation (7) devient :

$$\rho - ct_u = \|s - u\| \quad (8)$$

I.5. Détermination de la position

Pour déterminer la position du récepteur à trois dimensions (x_u, y_u, z_u) et l'offset de temps « t_u », on mesure quatre pseudo-distances à partir des positions des quatre satellites. Pour chaque satellite i ($i=1,2,3,4$) l'équation (8) devient:

$$\rho_i - ct_u = \|s_i - u\| \quad (9)$$

Pour ($i=1,2,3$ et 4) , cette équation peut être exprimée en terme de coordonnées cartésiennes, de la façon suivante :

$$\rho_1 = \sqrt{(x_1 - x_u)^2 + (y_1 - y_u)^2 + (z_1 - z_u)^2} + ct_u \quad (10)$$

$$\rho_2 = \sqrt{(x_2 - x_u)^2 + (y_2 - y_u)^2 + (z_2 - z_u)^2} + ct_u \quad (11)$$

$$\rho_3 = \sqrt{(x_3 - x_u)^2 + (y_3 - y_u)^2 + (z_3 - z_u)^2} + ct_u \quad (12)$$

$$\rho_4 = \sqrt{(x_4 - x_u)^2 + (y_4 - y_u)^2 + (z_4 - z_u)^2} + ct_u \quad (13)$$

Ce système d'équation non-linéaire peut être résolu en fonction différentes méthodes à savoir :

- 1- Les solutions de forme ferme des références [46] et [47].
- 2- La technique itérative basée sur la linéarisation [13].
- 3- Le filtrage de Kalman [48].

C'est la 2^{ème} méthode qui est utilisée dans ce chapitre.

I.6. Linéarisation des equations de Navigation

Si nous connaissons approximativement la position du récepteur, donc nous pouvons définir l'offset entre la vraie position (x_u, y_u, z_u) et la position approximative $(\hat{x}_u, \hat{y}_u, \hat{z}_u)$. Cet offset est dénoté $(\Delta x_u, \Delta y_u, \Delta z_u)$. En étendant les équations (10) : (13) dans une série de Taylor de la position approximative, nous pouvons obtenir l'offset de position $(\Delta x_u, \Delta y_u, \Delta z_u)$ à partir des équations linéaires. Ce processus est décrit dans ce qui suit.

Une pseudo-distance quelconque est donnée par :

$$\rho_i = \sqrt{(x_i - x_u)^2 + (y_i - y_u)^2 + (z_i - z_u)^2} + ct_u = f(x_u, y_u, z_u, t_u) \quad (14)$$

Une approximation de cette pseudo-distance peut être représentée par :

$$\hat{\rho}_i = \sqrt{(x_i - \hat{x}_u)^2 + (y_i - \hat{y}_u)^2 + (z_i - \hat{z}_u)^2} + c\hat{t}_u = f(\hat{x}_u, \hat{y}_u, \hat{z}_u, \hat{t}_u) \quad (15)$$

L'évolution de la position et de l'offset du temps s'écrit :

$$\begin{cases} x_u = \hat{x}_u - \Delta x_u \\ y_u = \hat{y}_u - \Delta y_u \\ z_u = \hat{z}_u - \Delta z_u \\ t_u = \hat{t}_u - \Delta t_u \end{cases} \quad (16)$$

En utilisant la décomposition en série de Taylor [49], et après tout calcul fait, on arrive à :

$$\rho_i = \hat{\rho}_i - \frac{(x_i - \hat{x}_u)}{\hat{r}_i} \Delta x_u + \frac{(y_i - \hat{y}_u)}{\hat{r}_i} \Delta y_u + \frac{(z_i - \hat{z}_u)}{\hat{r}_i} \Delta z_u + \Delta t_u \quad (17)$$

Avec :

$$\hat{r}_i = \sqrt{(x_i - \hat{x}_u)^2 + (y_i - \hat{y}_u)^2 + (z_i - \hat{z}_u)^2} \quad (18)$$

Pour une simplification, on introduit de nouvelles variables à savoir :

$$\begin{cases} \Delta \rho_i = \hat{\rho}_i - \rho_i \\ a_{xi} = \frac{(x_i - \hat{x}_u)}{\hat{r}_i} \\ a_{yi} = \frac{(y_i - \hat{y}_u)}{\hat{r}_i} \\ a_{zi} = \frac{(z_i - \hat{z}_u)}{\hat{r}_i} \end{cases} \quad (19)$$

Finalement, on arrive à l'équation matricielle suivante :

$$\Delta \rho = H \Delta x \quad (20)$$

Avec :

$$\Delta \rho = \begin{bmatrix} \Delta \rho_1 \\ \Delta \rho_2 \\ \Delta \rho_3 \\ \Delta \rho_4 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} a_{x1} & a_{y1} & a_{z1} & 1 \\ a_{x2} & a_{y2} & a_{z2} & 1 \\ a_{x3} & a_{y3} & a_{z3} & 1 \\ a_{x4} & a_{y4} & a_{z4} & 1 \end{bmatrix}, \quad \Delta x = \begin{bmatrix} \Delta x_u \\ \Delta y_u \\ \Delta z_u \\ -c \Delta t_u \end{bmatrix} \quad (21)$$

Cette équation a comme solution l'expression de l'équation suivante :

$$\Delta x = H^{-1} \Delta \rho \quad (22)$$

I.7. Considérations Théoriques des Signaux Galileo

Aujourd'hui en concevant les signaux Galileo la situation est très différente par rapport aux jours où les signaux GPS [42] ont été conçus. De nos jours les applications avec une réception

difficile du signal mettent des spécifications pour le système de positionnement global par satellite GNSS. À la différence des récepteurs GPS, les récepteurs Galileo peuvent être utilisés dans des forêts ou à l'intérieur (Indoor). Cela met les efforts les plus exigeants sur la conception de ces signaux [5]. Comme cité auparavant, dans notre thèse de doctorat nous travaillons avec les signaux à service ouvert sur la bande L1 (*LI-OS*).

Les considérations suivantes sont basées sur les références [50] et [42].

Le signal *LI-OS* est transmis sur la fréquence $f_1 = 1575.42\text{MHz}$. Il est composé de trois canaux, appelés respectivement *A*, *B* et *C*. Le *LI-A*, un signal d'accès limité, est identique au signal *LI-PRS*. Ses codes d'étalement ainsi que ses données de navigation sont tous les deux chiffrés. Le signal qui contient les données est le *LI-B* alors que le signal sans données, appelé aussi signal pilote, est le *LI-C*. Il est constitué d'un code d'étalement non modulé par les données de navigation [42].

Le signal *LI-OS* a une longueur de 4092 chips avec un taux de chip de 1.023MHz et il se répète chaque 4ms . Sur le signal pilote, un code secondaire de longueur 25 chips étale l'intervalle de répétition à 100ms .

Dans certaines circonstances il peut être difficile de séparer le signal désiré et les signaux indésirables. Ces derniers représentent en fait les fonctions d'intercorrélation des autres satellites puisque l'isolement CDMA des codes est seulement autour de 21dB [42]. Le problème de l'intercorrélation est résolu en utilisant des codes très longs. Cependant, de tels codes retardent aussi le processus d'acquisition. Dans la plupart des cas, le processeur doit chercher, avec un pas d'un demi-chip, 8184 possibilités pour le code *LI-OS*.

La largeur de la bande minimale est généralement deux fois le taux de chip pour des codes simples, tandis que pour des codes BOC c'est deux fois la somme du taux de chip et la fréquence de la souporteuse. Ainsi, la largeur de bande pratique minimale pour le signal Galileo *LI-OS* est de 8MHz . Pour une poursuite précise du code une largeur de bande plus large que le minimum est généralement utilisée.

Dans une période de 4ms , le *SNR* empêche le téléchargement de données pour des signaux plus faible que 25dB/Hz . La situation de téléchargement de données est améliorée en utilisant des Codes Correcteurs d'Erreur (CCE) et l'entrelacement des blocs. Les codes étalent l'information, à partir d'un bit de données d'un seul utilisateur, sur plusieurs symboles transmis. Le taux de répétition de 4ms est idéal parce qu'il y a un symbole par époque de code. Quand le code est synchronisé, nous savons que nous n'affecterons pas le bord de bit de données parce que celles-ci arrivent toujours au début de la séquence du code.

Le signal est le produit de la porteuse, du code d'étalement, de la sousporteuse BOC et des données. Traditionnellement, le bloc Radio Fréquence (RF) supprime la porteuse, les corrélateurs enlèvent le code d'étalement et la sous porteuse en laissant ainsi les données et le Doppler résiduel qui peut être mesuré par un processeur.

I.7.1. Signal Galileo L1-OS

Dans ce qui suit, nous décrivons tous les éléments essentiels pour générer un signal Galileo L1-OS.

La bande passante transmise est de $40 \times 1.023 \text{ MHz} = 40.92 \text{ MHz}$. La puissance minimale reçue pour un signal L1-OS est de -157 dBW pour un angle d'élévation situé entre 10° et 90° . La longueur du code d'étalement est donnée par:

$$T_{CL1-B} = T_{CL1-C} = \frac{1}{1.023 \text{ Mchip/s}} = 977.5 \text{ ns} \quad (23)$$

Le code de chaque satellite est un code de type Gold [8]. En effet, des taux de chip plus élevés fournissent de meilleure exactitude. De plus, des codes plus longs réduisent les intercorrélations entre deux codes différents à des niveaux acceptables, bien que le temps d'acquisition soit plus long. Les taux de chip correspondants sont donnés par [42]:

$$R_{CL1-A} = \frac{1}{T_{CL1-A}} = 2.5 \times 1.023 \text{ Mchip/s}, \quad (24)$$

$$R_{CL1-B} = \frac{1}{T_{CL1-B}} = 1.023 \text{ Mchip/s}, \quad (25)$$

$$R_{CL1-C} = \frac{1}{T_{CL1-C}} = 1.023 \text{ Mchip/s}, \quad (26)$$

Le taux de la sousporteuse est :

$$R_{SCL1-B} = R_{SCL1-C} = 1.023 \text{ MHz}. \quad (27)$$

Le Canal C utilise deux codes, primaire et secondaire. Les deux codes sont de longueurs $N_P=4092$ chips et $N_S=25$ chips respectivement. Le code primaire est un code de Gold tronqué. Il est généré par la somme modulo 2 des sorties de deux registres à décalage (cf. Annexe 1). Ces deux registres sont mis à leurs états initiaux quand le code atteint la valeur 4092. L'état initial du premier registre consiste simplement en des «1», tandis que le deuxième, il dépend de la sousporteuse spécifique et du numéro du satellite. Le code secondaire module en effet

25 répétitions spécifiques du code primaire. Pour chaque sousporteuse, tous les satellites transmettent le même code secondaire (la séquence octale 34, 012, 662). La longueur du code résultant est de 25×4092 [51].

Dans les systèmes Galileo, le code final est appelé code de *Tierrd* [42]. Le générateur du code primaire travaille avec un taux de chip R_P . Le générateur de code secondaire a un taux de chip $R_S = R_P / N_P$, où N_P est la longueur en nombre de chips, du code primaire. Dans toutes les modulations du signal, les niveaux logiques 1 et 0 sont codés respectivement par les niveaux $-I$ et $+I$ (c'est le codage "non retour à zéro" polaire) [8].

Une modulation qui est utilisée pour les signaux Galileo est la modulation de sousporteuse adaptative cohérente CASM (Coherent Adaptive Subcarrier Modulation) [42]- [52]. Le schéma de la figure (I.16) est basé sur le principe de cette modulation. A partir du schéma de modulation illustré dans la Figure (I.16), on peut décrire le signal Galileo *L1-OS*. La composante du signal pour le canal *B* est le résultat de la modulation modulo 2 du flux des données de navigation d_{L1-B} , du code PRN c_{L1-B} et la sousporteuse s_{L1-B} .

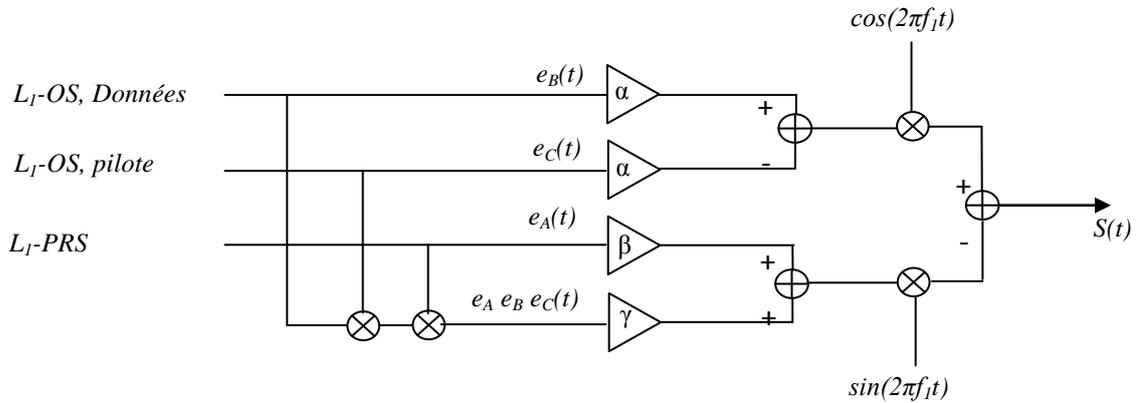


Figure.I.16. Schéma de modulation Galileo

La composante finale est appelée e_B . Les composantes du signal binaire sont données par les expressions des équations suivantes [9]:

$$e_A(t) = \text{non disponible} \quad (28)$$

$$e_B(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[c_{L1-B, (i \bmod 4092)} d_{L1-B, (i \bmod 4)} \text{rect}_{T_c, L1-B} (t - iT_{c, L1-B}) \times \text{sign}(\sin(2\pi R_{c, L1-B} t)) \right]_P \quad (29)$$

$$e_C(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[c_{L1-C, (i \bmod 4092)} \text{rect}_{T_c, L1-B} (t - iT_{c, L1-C}) \times \text{sign}(\sin(2\pi R_{c, L1-C} t)) \right]_P \quad (30)$$

I.7.1.1. Génération du signal

Les expressions du signal sont données pour l'enveloppe complexe $s(t)$ à puissance normalisée (c'est-à-dire, la version en bande de base) d'un signal passe bande modulé $S(t)$.

$S(t)$ et $s(t)$ sont décrits en termes de leurs composantes en-phase I et en quadrature Q par les expressions génériques suivantes :

$$S_{L1}(t) = \sqrt{2P_{L1}} [s_{L1-I}(t) \cos(2\pi f_{L1}t) - s_{L1-Q}(t) \sin(2\pi f_{L1}t)] \quad (31)$$

et le signal en bande de base normalisé :

$$s(t) = s_{L1-I(t)} + js_{L1-Q(t)} \quad (32)$$

I.7.1.2. Principe de la Modulation CASM

Les trois signaux $e_A(t)$, $e_B(t)$ et $e_C(t)$ du signal $L1-OS$ sont multiplexés en utilisant la modulation CASM, (voir la Figure (I.16)). C'est une modulation multi-canal connue aussi sous le nom de modulation tricode hexaphase (ou modulation interplex). La modulation CASM est utilisée pour assurer que le signal transmis du satellite ait une enveloppe à puissance constante, c'est-à-dire, la puissance totale transmise ne varie pas en fonction du temps. Ainsi, comme les informations transmises ne sont pas contenues dans l'amplitude du signal alors l'amplitude du signal transmis devient moins critique. C'est une propriété très désirable du signal puisqu'elle permet l'utilisation efficace de la puissance.

Les signaux des données et les signaux pilotes $L1-OS$ sont modulés sur la composante en phase de la sous porteuse, tandis que le signal $L1-PRS$ est modulé sur la composante en quadrature. Le signal combiné est donné par:

$$S(t) = [\alpha e_B(t) - \alpha e_C(t)] \cos(2\pi f_1 t) - [\beta e_A(t) + \gamma e_A(t)e_B(t)e_C(t)] \sin(2\pi f_1 t) \quad (33)$$

Dans cette expression α , β , et γ sont des facteurs d'amplification définissant la distribution de la puissance utile à travers les canaux A , B , et C .

D'après [42], les valeurs optimales de α , β , et γ sont données par :

$$\alpha = \frac{\sqrt{2}}{3}, \quad \beta = \frac{\sqrt{2}}{3}, \quad \gamma = \frac{1}{3} \quad (34)$$

En substituant (34) dans (33), le signal combiné devient :

$$S(t) = \frac{\sqrt{2}}{3} [e_B(t) - e_C(t)] \cos(2\pi f_1 t) - \frac{1}{3} [2e_A(t) + e_A(t)e_B(t)e_C(t)] \sin(2\pi f_1 t) \quad (35)$$

Le terme $e_A(t)e_B(t)e_C(t)$ caractérise le produit d'intermodulation (Int) dans la modulation CASM. Il assure que l'enveloppe du signal transmis soit constante.

La puissance transmise est distribuée comme suit :

$$\text{Données } LI-OS : \alpha^2 = \left(\frac{\sqrt{2}}{3}\right)^2 = 22.22\%$$

$$\text{pilote } LI-OS : \alpha^2 = \left(\frac{\sqrt{2}}{3}\right)^2 = 22.22\%$$

$$LI-P : \beta^2 = \left(\frac{2}{3}\right)^2 = 44.44\%$$

$$LI-Int : \gamma^2 = \left(\frac{1}{3}\right)^2 = 11.11\%$$

Seulement 88.88% de la puissance totale transmise est utile. La puissance offerte *LI-Int* est dissipée. En effet, cette perte caractérise le prix à payer pour obtenir une enveloppe constante du signal $S(t)$. Le schéma de la modulation *LI* est spécifiquement conçu pour permettre un traitement indépendant des signaux *LI-OS* et *LI-PRS* dans les récepteurs Galileo. La composante en quadrature doit être considérée lors de la réception du signal *PRS*. Comme l'illustre la figure (I.16), la composante en phase ne contient aucune information sur le signal *PRS*. De plus, puisque le produit d'intermodulation transmis sur la composante en quadrature ne contient pas d'informations, seulement la composante en phase est utile pour la réception des signaux *LI-OS*.

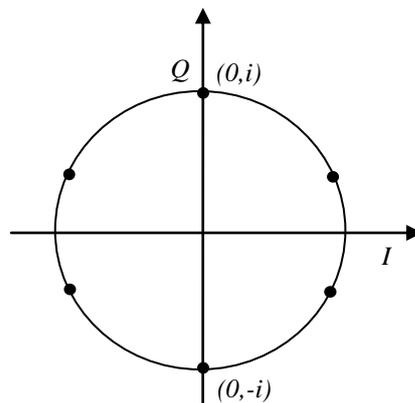


Figure.I.17. Représentation des composantes de la modulation CASM

Le tableau I.1 illustre les huit combinaisons possibles des trois signaux binaires e_A , e_B et e_C . Il montre aussi les parties réelles et imaginaires (correspondantes aux composantes en phase et en quadrature) du signal $S(t)$ ainsi que la norme du vecteur IQ .

Tableau.I.1. Combinaison des trois signaux binaires (CASM)

$L1$ PRS	$L1 OS$ D	$L1 OS$ P	$R(S(t))$	$Im(S(t))$	$ S(t) $
1	1	1	0	1	1
1	1	-1	0.9428	0.3333	1
1	-1	1	-0.9428	0.3333	1
1	-1	-1	0	1	1
-1	1	1	0	-1	1
-1	1	-1	0.9428	-0.3333	1
-1	-1	1	-0.9428	-0.3333	1
-1	-1	-1	0	-1	1

La norme du vecteur IQ de $S(t)$ est toujours 1. On le voit aussi dans la figure (I.17) où le cercle unité est inclus pour référence. A partir du tableau (I.1), il apparaît clairement que les trois signaux binaires sont combinés à une représentation avec six phases possibles, d'où le nom tricode hexaphase. D'après ce tableau, le signe du code PRS transmis est égal au signe de la composante en quadrature. Le tableau montre aussi que le signe du canal de données est égal au signe de la composante en phase quand les données et les signaux pilotes ne sont pas égaux, et que la composante en phase est zéro quand le canal de données est égale au canal pilote. Cela signifie que toute la puissance transmise est concentrée dans le canal en quadrature chaque fois que les données et les signaux pilotes sont égaux. Dans ce qui suit, nous décrirons la modulation à double décalage fréquentielle utilisée pour les applications Galileo.

I.7.2. Définition de la modulation à double décalage fréquentiel BOC

Les signaux Galileo et GPS-modernisé ont des performances améliorées comparées aux signaux GPS ancienne génération. Parmi ces améliorations, l'introduction d'une modulation à double décalage fréquentiel « dite aussi modulation à offset binaire (pour Binary Offset Carrier « BOC » modulation) [52].

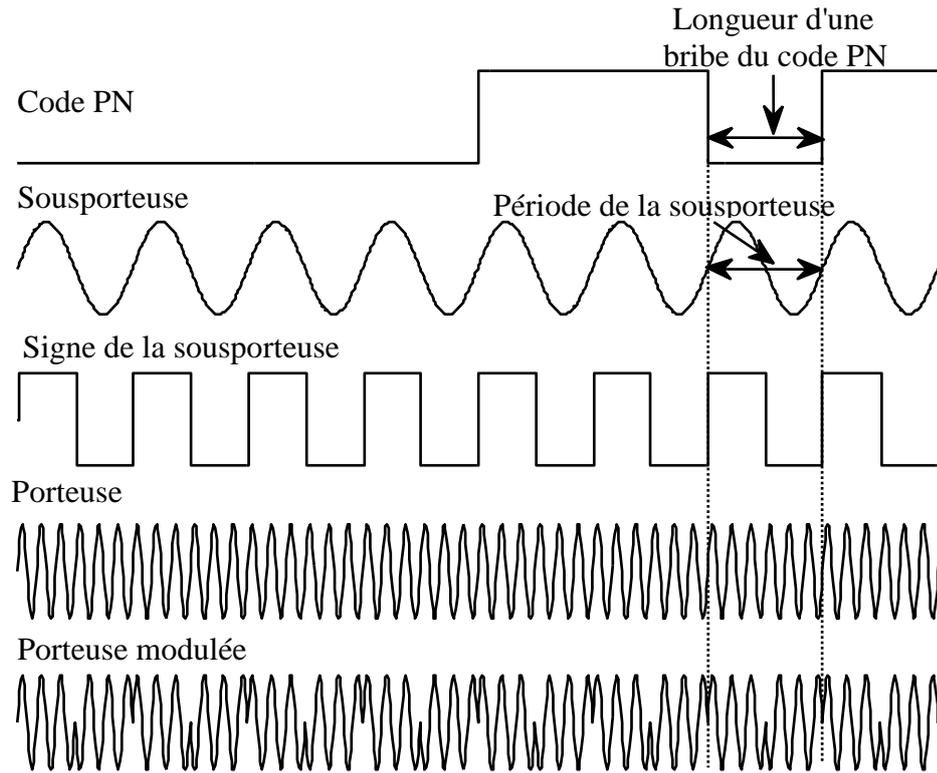


Figure.1.18. Principe de la modulation BOC

Les modulations BOC offrent deux paramètres de conception indépendants à savoir :

- 1- La fréquence de la sousporteuse f_s en *MHz*,
- 2- Le Taux du code d'étalement f_c en *Mchip/s*.

L'enveloppe complexe d'un signal modulé en *BOC* est donnée par [52]:

$$s(t) = \exp(-j\theta) \sum_k a_k \mu_{nT_s}(t - knT_s - t_0) c_{T_s}(t - t_0) \quad (36)$$

Avec :

a_k : Coefficient des données de navigation

$c_{T_s}(t)$: Sous porteuse périodique de période $2T_s$

$\mu_{nT_s}(t)$ Bribes du code d'étalement

Ici l'impulsion rectangulaire a une durée de temps égal à $\frac{n}{T_s}$; n (un entier positif) est le nombre des demi-périodes de la sousporteuse pendant lesquelles la valeur du code d'étalement reste la même.

Les quantités θ et t_0 représentent respectivement des offsets aléatoires dans la phase et dans le temps. Cette représentation montre que, quand le symbole du code *PN* est rectangulaire, les

signaux de porteuse à offset sont des signaux *R-PSK* conventionnels modulant un signal périodique. Le travail initial sur les modulations de porteuse à offset s'est concentré sur une sousporteuse sinusoïdale et un symbole du code PN filtré par un filtre passe-bas. L'enveloppe complexe résultante n'était pas à module constant. Les études d'implémentation ont motivés que la considération d'une sousporteuse à ondes carrée $c_{T_s}(t)$ dans l'équation (36) et d'un symbole de code d'étalement rectangulaire non filtré $\mu_{nT_s}(t)$, produisent une enveloppe complexe de module constant [9]. La modulation à valeur binaire résultante, mentionnée comme la porteuse à offset binaire, est un point essentiel dans notre travail de recherche. Il y a une relation très proche entre les variations de modulations de porteuse à offset binaire. En fait, une modulation de porteuse à offset linéaire peut être traitée par un récepteur en utilisant un signal de référence BOC (ayant la même fréquence de la sousporteuse et le taux de chip du code) avec un petit effet sur les performances. La modulation BOC est définie par l'écriture suivante $BOC(f_s, f_c)$ avec [52]:

f_s : La fréquence de la sousporteuse définie par :

$$f_s = \frac{1}{2T_s} \quad (37)$$

f_c : Le taux de chip du code *PN* défini par :

$$f_c = \frac{1}{nT_s} = \frac{2}{f_s} \quad (38)$$

La désignation $BOC(m, n)$, qui est une abréviation de la désignation $BOC(f_s, f_c)$, est utilisée dans le système de navigation Galileo [52]. La fréquence de la sousporteuse est en réalité $m \times 1.023 \text{ MHz}$, tandis que le taux de code d'étalement est $n \times 1.023 \text{ MHz}$. Par exemple, l'écriture $BOC(10, 5)$ se traduit par une modulation à offset binaire de fréquence de sousporteuse de 10.23 MHz et un taux de code d'étalement de 5.115 MHz . La génération des données, du code d'étalement ainsi que de la sousporteuse est effectuée à l'aide d'une horloge commune pour que les points de passage par zéro soient alignés. La figure (I.19) illustre le bloc diagramme du générateur des signaux BOC.

Tous les signaux en bande de base dans la figure (I.19) sont à valeurs binaires et peuvent ainsi être mis en œuvre en utilisant la logique binaire. Une représentation équivalente de l'équation (36) peut être écrite comme suit :

$$S_{BOC(f_s, f_c)} = \exp(-j\theta) \sum_k a_k q_{nT_s}(t - knT_s - t_0) \quad (39)$$

Pour n pair, et

$$S_{BOC(f_s, f_c)} = \exp(-j\theta) \sum_k (-1)^k a_k q_{nT_s}(t - knT_s - t_0) \quad (40)$$

Pour n impair.

Avec $q_{nT_s}(t)$ est le code d'étalement donné par [8]:

$$q_{nT_s}(t) = \sum_{m=0}^{n-1} (-1)^m \mu_{T_s}(t - mT_s) \quad (41)$$

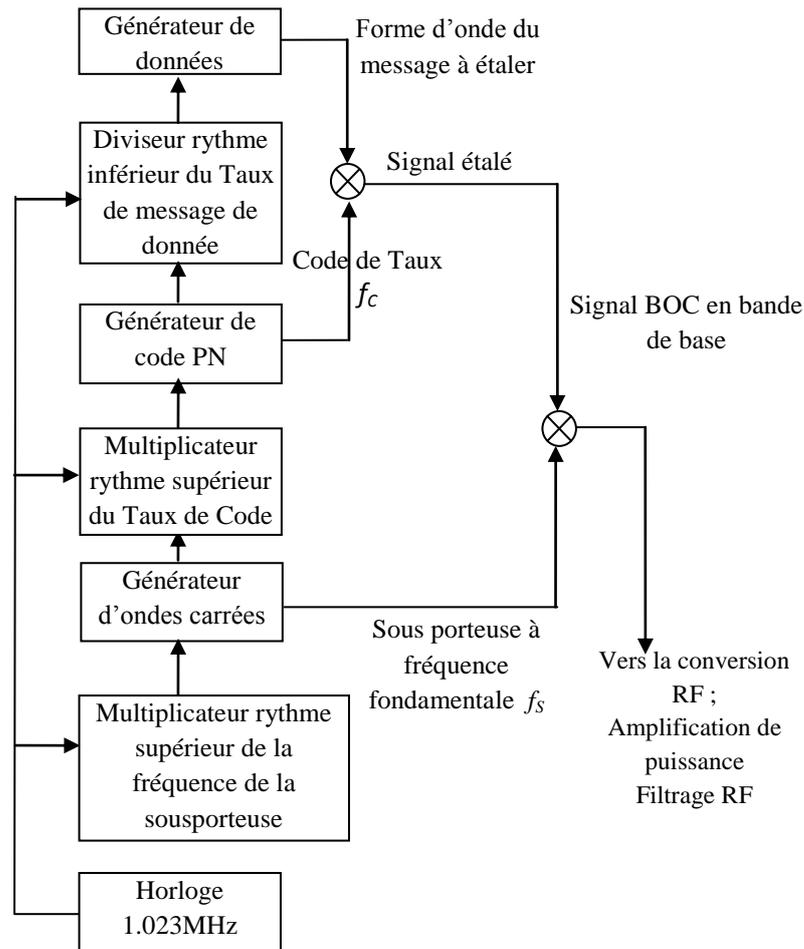


Figure.I.19. Concept général d'u diagramme bloc de générateur de signaux BOC

$q_{nT_s}(t)$ consiste en n demi-cycles d'une onde carrée, c'est-à-dire n valeurs qui alternent entre $+1$ et -1 . Chaque fois que n devient paire, $q_{nT_s}(t)$ balance vers une autre brique (valeur moyenne nulle). La modulation BOC généralise un code Manchester à plus qu'un point de passage par zéro par brique du code PN (c'est-à-dire, $n=2$ produit une modulation $BOC(f_c, f_c)$ qui est un code de type Manchester). Aussi, $n=1$ produit une modulation $BOC(f_c/2, f_c)$ qui est

un code d'étalement du type *NRZ* (non-retour à zéro). Par conséquent, la modulation produite a les mêmes propriétés statistiques du deuxième ordre (Autocorrélation et densité spectrale de puissance) que celles d'une modulation *R-PSK* conventionnelle. Malgré que les propriétés statistiques du deuxième ordre sont les mêmes, les formes d'onde de la modulation $BOC(f_c/2, f_c)$ et la modulation *PSK-R* conventionnelle ne sont pas les mêmes à cause de la valeur « -1 » figurant dans l'équation (41).

I.8. Fonction de corrélation des codes Galileo $BOC(m,n)$

Pour une modulation BOC idéale avec une largeur de bande infinie, la CF consiste en un jeu de segments de ligne connectés avec des points de passage par zéro multiples et des pics multiples. Le nombre de pics négatifs et des pics positifs dans la CF est égal à : $2n-1$. De plus, les pics sont séparés d'une durée T_s . Si on considère que l est l'indice du pic de la CF normalisée (avec $l=0$ indique le pic principal, $l=1$ étant l'indice du premier pic situé à droite par rapport au principal, ... etc.), la valeur du $l^{ième}$ pic est donnée par [9]:

$$l_{pic}^{ième} = \frac{(-1)^l (n - |l|)}{n} \quad (42)$$

pour $l=0, 1, \dots, n-1$. Le point de passage par zéro le plus proche du pic principal se situe à un retard $\tau_{1^{er} Zéro}$. Ce retard est donné par :

$$\tau_{1^{er} Zéro} = \frac{\pm 1}{1.023 \times 10^6 (4f_s - f_c)} \quad (43)$$

et le support de la CF est donné par :

$$Sup_{CF} = \frac{2}{f_c \times 1.023 \times 10^6} \quad (44)$$

Les CFs des signaux GPS ancienne génération (sans modulation BOC) et $BOC(1,1)$ Galileo sont données respectivement par les deux expressions des équations suivantes [37]:

$$R_{C/A-GPS} = \begin{cases} a_0 \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c} \right) & \text{for } -T_c \leq \tau \leq T_c \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (45)$$

$$R_{BOC(1,1)-Galileo} = \begin{cases} a_0 \left(-1 + \frac{|\tau|}{T_c} \right) & \text{for } -T_c \leq |\tau| \leq -\frac{T_c}{2} \\ a_0 \left(1 - 3 \frac{|\tau|}{T_c} \right) & \text{for } -\frac{T_c}{2} \leq \tau \leq \frac{T_c}{2} \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (46)$$

Avec :

a_0 : l'amplitude du signal.

T_c : durée d'une bribe du code PN

Ces deux CFs sont illustrées sur la figure (I.20).

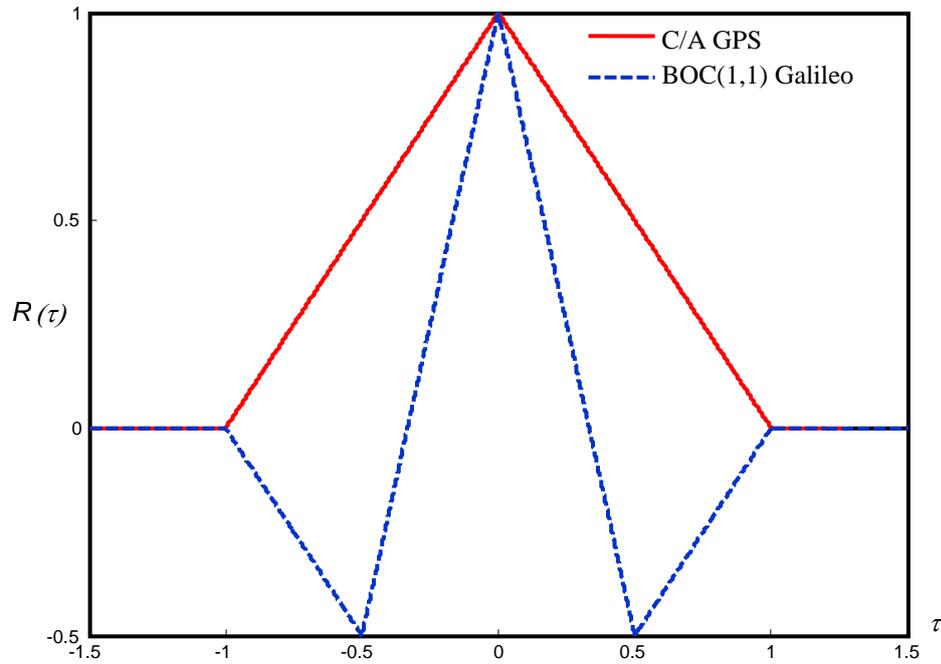


Figure.I.20. CF des codes C/A-GPS et BOC(1,1) Galileo

La CF des codes GPS a une forme d'une fonction triangulaire de largeur $2T_c$. Cette fonction n'a aucun pic secondaire. Contrairement aux codes GPS, les codes Galileo $BOC(l,1)$ ont une CF triangulaire avec deux pics secondaires.

Pour le cas général, la CF des codes $BOC(m,n)$ est donnée par l'expression de l'équation suivante [53]:

$$R_{BOC(p,n)}(\tau) = \begin{cases} (-1)^{k+1} \left(\frac{1}{p} (-k^2 + 2kp + k - p) - (4p - 2k + 1) \frac{|\tau|}{T_c} \right) & \text{pour } |\tau| \leq T_c, \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (47)$$

Avec : $p = 1, 2, 3, \dots$, $k = \left\lceil \frac{2p|\tau|}{T_c} \right\rceil$ et $p = \frac{m}{n}$

Cette CF est illustrée sur la figure (I.20) pour $p=1$.

Pour le cas général $p=1$, cette CF est donné par :

$$R_{BOC(1,n)}(\tau) = \begin{cases} (-1)^{k+1} \left(-k^2 + 3k - 1 - (5-2k) \frac{|\tau|}{T_c} \right) & \text{pour } |\tau| \leq T_c, \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (48)$$

La figure (I.21) illustre cette CF pour p égal respectivement à : 1, 2 et 4.

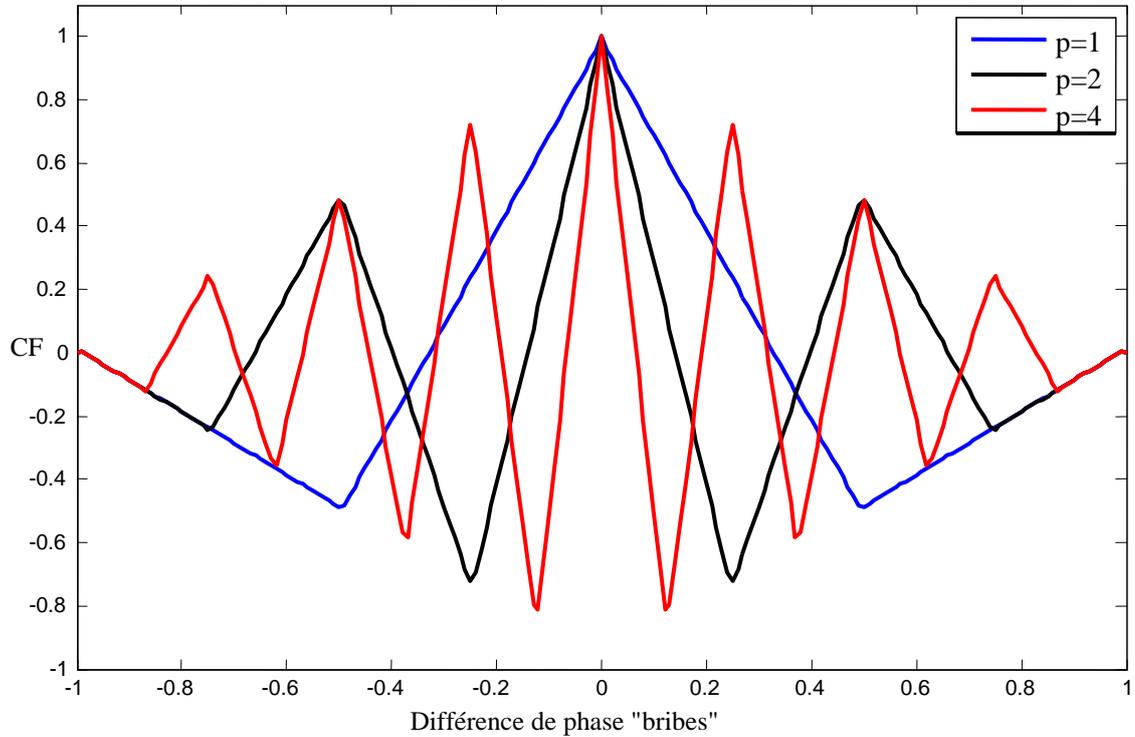


Figure.I.21. CF du code BOC(m,n)-Galileo pour p=1,2,4

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

La CF $BOC(n,n)$ sur une bande passante B quelconque est donnée par [54]:

$$R_{BOC(n,n)}(\tau) = \sum_{k=-n+1}^{n-1} (n-|k|) \left(2R_{BL}\left(\frac{\tau}{T_c} - 2k\right) - R_{BL}\left(\frac{\tau}{T_c} - 2k - 1\right) - R_{BL}\left(\frac{\tau}{T_c} - 2k + 1\right) \right), \quad (49)$$

Avec :

$$\begin{aligned} R_{BL}(t) = & \frac{1}{\pi}(t+1)Si(2\pi B(t+1)) + \frac{1}{2\pi^2 B} \cos(2\pi B(t+1)) + \\ & + \frac{1}{\pi}(t-1)Si(2\pi B(t-1)) + \frac{1}{2\pi^2 B} \cos(2\pi B(t-1)) \\ & - \frac{2t}{\pi} Si(2\pi Bt) + \frac{1}{\pi^2 B} \cos(2\pi Bt) \end{aligned} \quad (50)$$

$Si(x)$ est le sinus intégral de x défini par :

$$Si(x) = \int_0^x \frac{\sin(y)}{y} dy \quad (51)$$

I.9. Densité Spectrale de Puissance des codes Galileo $BOC(m,n)$

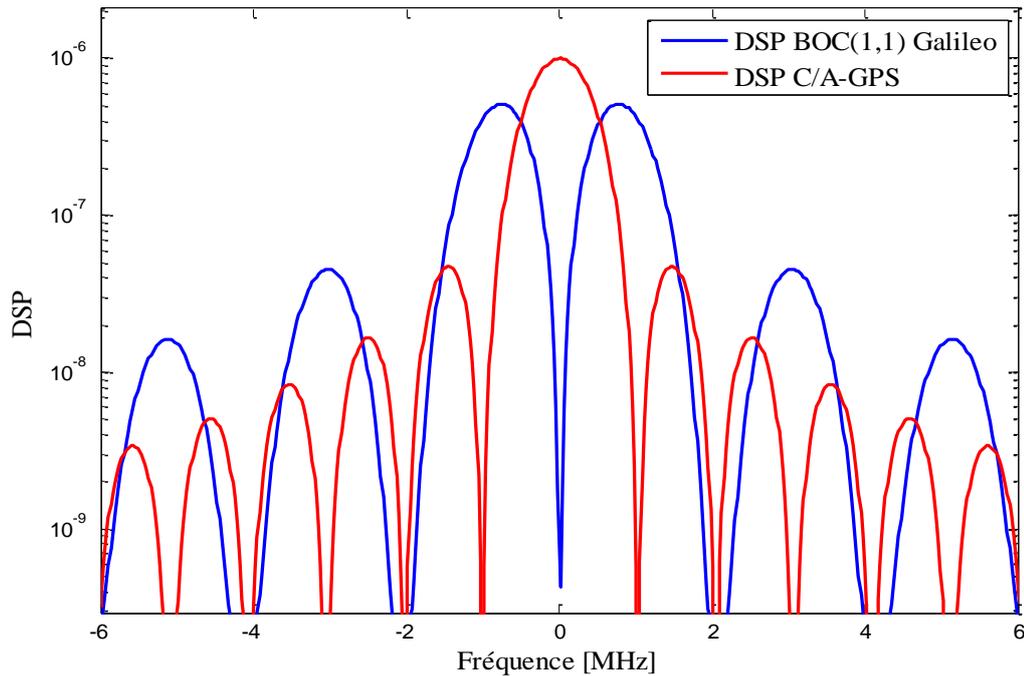


Figure.I.22. DSP des codes BOC(1,1) Galileo et C/A-GPS

Supposons que les valeurs binaires du signal modulé en BOC sont indépendantes, équiprobables, et identiquement distribuées. Dans la référence [9], il a été montré que pour n

pair, la densité spectrale de puissance en bande de base normalisée des codes Galileo $BOC(m,n)$ est donnée par l'expression suivante (cf. Annexe II) :

$$\begin{aligned} G_{BOC(f_s, f_c)}(f) &= \frac{1}{nT_s} \left(\frac{\sin(\pi f T_s) \sin(n\pi f T_s)}{\pi f \cos(\pi f T_s)} \right)^2 = f_c \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{\pi f \cos\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right)} \right)^2 \\ &= f_c \left(\frac{\tan\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{\pi f} \right)^2 \end{aligned} \quad (52)$$

Avec : $n = \frac{2f_s}{f_c}$ est pair

Pour n impair, la densité spectral de puissance normalisée des signaux BOC est donnée par [9] :

$$\begin{aligned} G_{BOC(f_s, f_c)}(f) &= \frac{1}{nT_s} \left(\frac{\sin(\pi f T_s) \cos(n\pi f T_s)}{\pi f \cos(\pi f T_s)} \right)^2 = f_c \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right) \cos\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{\pi f \cos\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right)} \right)^2 \\ &= f_c \left(\frac{\tan\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right) \cos\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{\pi f} \right)^2 \end{aligned} \quad (53)$$

Les expressions pour n impair dans l'équation (52) et n pair dans l'équation (53) sont très semblables (cf. Annexe II). En effet, la seule différence est l'apparition d'un *sinus* ou d'un *cosinus* dans les numérateurs des deux équations.

Pour $n=1$, l'équation (52) devient :

$$G_{BOC(f_c/2, f_c)}(f) = T_s \left(\frac{\sin(\pi f T_s)}{\pi f T_s} \right)^2 = \frac{1}{f_c} \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)} \right)^2 \quad (54)$$

L'équation (54) présente une densité spectrale de puissance similaire à celle des signaux avec modulation *R-PSK* conventionnelle (*GPS C/A*). Comme l'illustre la figure (I.22), la DSP du code C/A-GPS est constituée d'un seul lobe principal et de plusieurs lobes secondaires. Contrairement, le code BOC(1,1)-Galileo, qui est le produit de ce même code avec une sous

porteuse, a un spectre qui est symétrique avec deux lobes principaux ayant deux fréquences différentes et dont la différence est la fréquence de la sous porteuse.

Dans la DSP des codes $BOC(m,n)$, la somme du nombre des lobes principaux et celui des lobes secondaires (situés entre ces lobes principaux) est égale à n . Il est aussi égal à deux fois le rapport entre la fréquence de la sousporteuse et le taux de chip du code PN . Les points de passages par zéro de chaque lobe principal sont espacés de deux fois le taux de chip du code PN , tandis que les points de passage par zéro de chaque lobe secondaire sont espacés de 1 fois le taux de ce même code.

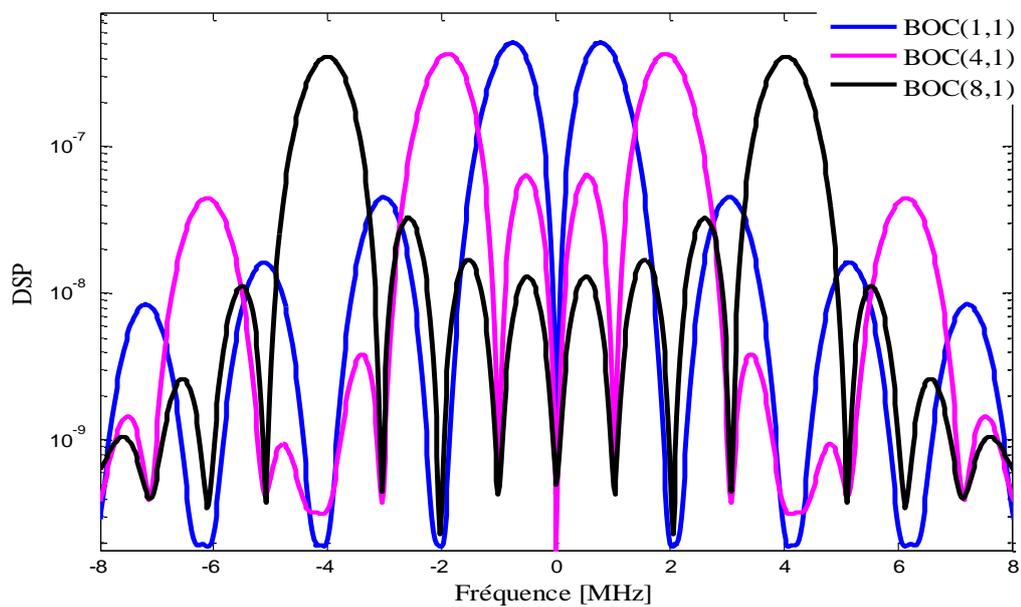


Figure.I.23. DSP des codes $BOC(1,1)$, $BOC(4,1)$ et $BOC(8,1)$ Galileo

Par exemple, le spectre de la modulation $BOC(8,1)$ a six lobes secondaires qui sont situés entre les lobes principaux (voir figure (I.23)). Contrairement, le spectre de la modulation $BOC(4,1)$ a deux lobes secondaires entre les deux lobes principaux, tandis que le spectre de la modulation $BOC(1,1)$ a zéro lobe secondaire situé entre les deux lobes principaux.

Les maxima des lobes principaux se situent à des fréquences inférieures à la fréquence de la sousporteuse à cause des interactions cohérentes entre les bandes latérales supérieures et inférieures.

I.10. Limitation de la largeur de bande

Une densité spectrale de puissance arbitraire $G_S(f)$ est normalisée sur une largeur de bande infinie. Quand le signal est idéalement à largeur de bande limitée β_r , la fonction d'autocorrélation est donnée par :

$$R_S(\tau) = \int_{-\frac{\beta_r}{2}}^{\frac{\beta_r}{2}} G_S(f) \exp(j2\pi f\tau) df \quad (55)$$

La fraction de puissance restante après limitation de la bande passante par β_r est donnée par :

$$P_{B_r} = \int_{-\frac{\beta_r}{2}}^{\frac{\beta_r}{2}} G_S(f) df \quad (56)$$

La CF correspondante est donnée par :

$$\bar{R}_S(\tau) = \int_{-\frac{\beta_r}{2}}^{\frac{\beta_r}{2}} P_{B_r}^{-1} G_S(f) \exp(j2\pi f\tau) df \quad (57)$$

La valeur quadratique moyenne (Root Mean Square « *RMS* ») de la bande passante du signal bande limitée ayant une puissance unité est donnée par :

$$\bar{\beta}_{rms}^2 = \int_{-\frac{\beta_r}{2}}^{\frac{\beta_r}{2}} f^2 \bar{G}_S(f) df \quad (58)$$

Les modulations *BOC* idéales ont une bande *RMS* infinie évaluée sur une largeur de bande infinie, comme toute autre modulations utilisant des symboles d'étalement rectangulaires. Quand la largeur de bande *RMS* est calculée sur une largeur de bande finie, deux effets séparés peuvent apparaître : une perte de puissance et un changement du spectre (Shaping of the Spectrum). Pour distinguer entre les deux, l'équation (58) définit la largeur de bande *RMS* en utilisant la densité spectrale de puissance à bande limitée normalisée, et la perte de puissance est représentée séparément dans l'équation (56).

I.11. Séparation des Coefficients Spectraux

La faiblesse extrême d'un signal GNSS le rend vulnérable à chaque type d'interférences. Ces dernières peuvent être radicalement différentes en termes de caractéristiques fréquentielles ou temporelles. Pour cette raison le développement d'une théorie cohérente, permettant l'analyse

comparative, est nécessaire. Les concepts du rapport efficace de puissance de la porteuse et de la densité spectrale de puissance du bruit N_0 (C/N_0) [55] et la séparation des coefficients spectraux [56] ont été présentés comme des mesures fiables des dégradations des interférences.

La séparation des coefficients spectraux évalue quantitativement le degré pour lequel l'interférence, qui a une densité spectrale de puissance quelconque, dégrade le rapport efficace C/N_0 [52]. Pour que l'interférence composite ait une densité spectrale de puissance normalisée donnée par :

$$\bar{G}_I(f) = \begin{cases} \frac{G_I(f)}{\int_{-\beta_i}^{\beta_i} G_I(f) df} & |f| \leq \frac{\beta_i}{2} \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (59)$$

On définit la séparation spectrale sur une largeur de bande de transmission β_i , le signal de référence dans le récepteur a une largeur de bande infinie et une densité spectrale de puissance $G_S(f)$, et le front-end du récepteur a une largeur de bande complexe β_r , le coefficient de séparation spectral est alors donné par :

$$K_{IS} = \int_{-\frac{\beta_r}{2}}^{\frac{\beta_r}{2}} \bar{G}_I(f) G_S(f) df \quad (60)$$

Quand les signaux d'interférences ont une puissance composite reçue de C_I dans la largeur de bande β_r , le signal désiré a une puissance reçue C sur une largeur de bande infinie, et la densité du bruit thermique est N_0 , le C/N_0 efficace résultant [9] est donné par :

$$\left(\frac{C}{N_0} \right)_{eff} = \frac{C \int_{-\frac{\beta_r}{2}}^{\frac{\beta_r}{2}} G_S(f) df}{N_0 \int_{-\frac{\beta_r}{2}}^{\frac{\beta_r}{2}} G_S(f) df + C_I K_{IS}} \quad (61)$$

La largeur de bande rectangulaire effective de la densité spectrale de puissance est donnée par la bande d'un spectre rectangulaire ayant la même puissance maximal et le même air. Cette largeur de bande effective est donnée par :

$$\beta_{rect} = \frac{\int_{\frac{\beta_r}{2}}^{\frac{\beta_r}{2}} G_S(f) df}{G_S(f_{max})} \quad (62)$$

Où f_{max} est la fréquence pour laquelle $G_S(f)$ atteint sa valeur maximale. Nous observons que lorsque le coefficient de séparation spectral dans l'équation (60) se calcule pour un signal d'interférence de type sinusoïdale ayant une puissance unité à la fréquence où $G_S(f)$ atteint sa valeur maximale, $G_S(f_{max}) = K_{(sinusoid\phi_{f_{max}})} S$ et, par l'utilisation de l'équation (55) nous avons :

$$\beta_{rect} = \frac{\lambda}{K_{(sinusoid\phi_{f_{max}})} S} \quad (63)$$

I.12. Conclusion

Nous avons exploré dans la première partie de ce chapitre, le principe de fonctionnement du système de navigation par satellite Galileo, ainsi que les différents segments constituant cet immense système. Par la suite nous avons décrit le principe de mesure de la pseudo-distance à partir du temps de propagation d'une onde qui se propage dans l'espace entre le satellite et le récepteur. Finalement, pour illustrer le principe d'estimation de la position d'un récepteur quelconque, nous avons expliqué le système d'équation pour estimer les quatre inconnus et l'opération de la linéarisation utilisée à cette fin. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons présenté la structure du signal $L1-OS$ Galileo ainsi que les modulations utilisées et les spectres de puissances. Nous avons illustré aussi l'influence de la limitation de la bande passante et la séparation des coefficients spectraux. Le chapitre suivant a pour objet de présenter le récepteur Galileo permettant d'extraire l'information à partir de ces signaux.

Chapitre II

THESE DE DOCTORAT

ARCHITECTURE DES RECEPTEURS GALILEO

ETUDE & AMELIORATION DES PERFORMANCES DES BOUCLES DE
POURSUITE DE CODE DANS LES RECEPTEURS DE NAVIGATION GALILEO EN
PRESENCE DE TRAJECTOIRES MULTIPLES

KHALED ROUABAH
2009/2010

II.1. Introduction - 37 -

II.2. Composants Electroniques de Mise-en-forme (Front-End) - 37 -

II.2.1. Antenne de réception - 39 -

II.2.2. Filtre radiofréquence - 41 -

II.2.3. Amplificateur - 42 -

II.2.4. Mélangeur/Oscillateur local - 43 -

II.2.5. Convertisseur Analogique Numérique - 44 -

II.3. Traitement du signal en bande de base : - 45 -

II.4. Processeur de Navigation - 46 -

II.5. Interface homme machine - 46 -

II.6. Circuit d'acquisition des Signaux Galileo - 46 -

II.6.1. Acquisition du code et de la porteuse pour les Systèmes de Navigation Classiques (Synchronisation initiale) - 47 -

II.6.1.1. Acquisition par recherche série - 47 -

II.6.1.1.1. Décalage temporel - 50 -

II.6.1.1.2. Décalage fréquentiel - 50 -

II.6.1.2. Acquisition par recherche rapide - 53 -

II.6.2. Acquisition du Code et de la Porteuse pour les Systèmes de Navigation Galileo et GPS Nouvelle Génération - 53 -

II.6.2.1. Acquisition par Combinaison Pilote-Données Non-Cohérente - 55 -

II.6.2.2. Acquisition par Combinaison Pilote-Données Cohérente avec rétablissement de signe - 56 -

II.7. Poursuite des signaux Galileo - 57 -

II.7.1. Processus de Poursuite de phase - 58 -

II.7.1.1 Structure générique d'une boucle PLL - 58 -

II.7.1.2. Discriminateurs de phase de la boucle PLL - 59 -

II.7.1.2.1. Discriminateur de phase Galileo en présence des données - 59 -

II.7.1.2.2. Discriminateur de phase Galileo en présence de signaux pilote - 60 -

II.7.2. Processus de Poursuite de Code - 62 -

II.7.2.1. Le circuit corrélateur - 63 -

II.7.2.2. DLL Cohérente - 64 -

II.7.2.2.1. Principe de fonctionnement - 64 -

II.7.2.2.2. Expression analytique de la tension d'erreur de la boucle de code cohérente - 67 -

II.7.2.2.3. DLL cohérente en présence du Bruit - 70 -

II.7.2.3. DLL non-Cohérente - 71 -

II.7.2.3.1. Principe de fonctionnement - 71 -

II.7.2.3.2. Expression analytique de la tension d'erreur de la boucle de code non-Cohérente - 73 -

II.7.3. Architectures de poursuite code-phase simulées - 75 -

II.8 Conclusion - 76 -

Chapitre II : Architecture des Récepteurs Galileo

II.1. Introduction

Un utilisateur quelconque situé à n'importe quel point de la planète peut se localiser à l'aide des systèmes de positionnement par satellites tel que le système Galileo. En effet, c'est aux travers des récepteurs que les utilisateurs accèdent aux services de localisation et de toutes les autres applications. Quel que soit le type d'utilisation recherché que se soit civiles, militaires, ...etc., un récepteur spécifique, visible par l'utilisateur, est nécessaire. Il existe une très grande variété de récepteurs, adaptée à des besoins spécifiques. Dans ce chapitre nous présentons l'architecture ainsi que le principe des mesures des récepteurs Galileo. Nous décrivons ainsi leurs principales tâches (les processus d'acquisition et de poursuite) ainsi que les grandes catégories d'équipements. Plusieurs récepteurs existent dans la littérature scientifique ; dans notre travail, on s'intéresse aux récepteurs *LI-OS*.

II.2. Composants Electroniques de Mise-en-forme (Front-End)

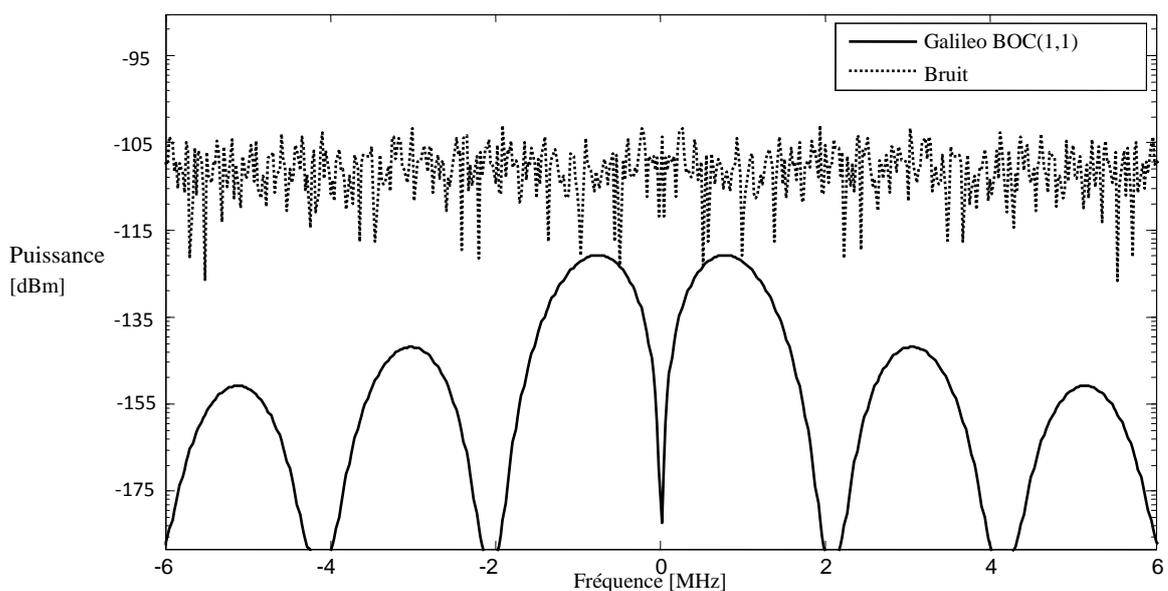


Figure.II.24. Représentation fréquentielle des puissances du signal Galileo et du bruit

Le processus de localisation commence par l'incidence des signaux Galileo à l'antenne du récepteur. En effet, le signal à l'entrée du récepteur a une faible puissance (elle est de l'ordre de $-160dBW$ [42]). Pour la fréquence de la porteuse $L1=1575.42MHz$ et dans une bande de $4MHz$, le signal reçu a une puissance qui est située au-dessous de celle du bruit (La figure (II.24) est une simple explication du phénomène).

La puissance du bruit est donnée par :

$$P_{bruit} = kTB \tag{64}$$

Avec :

k : la constante de Boltzman ($k=1.38 \times 10^{-23} K/^\circ K$),

T : la température absolue en $^\circ K$.

B : la bande équivalente du bruit en Hz .

Pour un signal Galileo BOC(1,1), la puissance du bruit est de l'ordre de $-111.97dBm$. Elle est supérieure à la puissance du signal utile. Ceci représente une des caractéristiques de la technique d'étalement du spectre avec séquence directe (en anglais Direct Sequence Spread Spectrum « DSSS ») [7]. Cette technique est utilisée dans les communications à accès multiple CDMA [43] et elle exige un traitement de signal approprié pour acquérir le signal codé. Ceci implique aussi que la conception des blocs électroniques de mise-en-forme est beaucoup plus basée sur le niveau du bruit que sur le signal $L1$ reçu.

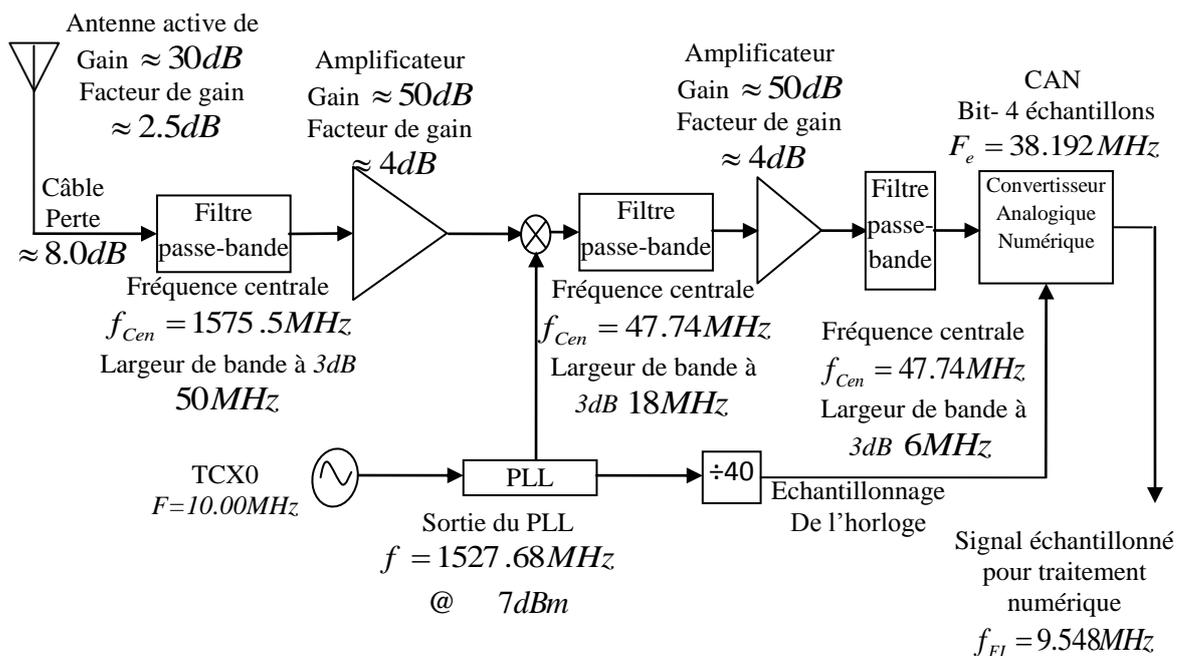


Figure.II.25. Circuit de mise-en-forme du récepteur L1-Galileo

La tension analogique qui provient du signal Galileo incident et du bruit reste très faible et a des fréquences élevées ce qui entrave le fonctionnement de la plupart des convertisseurs analogique numérique (pour Analog to digital converter « ADC »). Pour surmonter ce problème, un circuit de mise-en-forme est nécessaire [42]. Ce dernier utilise une combinaison d'amplificateurs, mixeur, filtres ainsi qu'un oscillateur local pour conditionner la tension incidente sur l'antenne aux échantillons numériques résultants. Un circuit de mise-en-forme du récepteur Galileo *L1* est illustré sur la figure (II.25) [42].

Dans les sections suivantes, la fonction de chaque élément de la figure (II.25) sera discutée à part.

II.2.1. Antenne de réception

D'habitude l'antenne de réception n'est pas considérée comme faisant partie des éléments du circuit de mise-en-forme, mais puisque elle caractérise le premier composant dans le chemin du signal et elle impose les éléments qui suivent, il est important de la décrire dans la partie du circuit de mise-en-forme des récepteurs Galileo, comme c'est le cas avec la plupart des composants associés au traitement analogique des signaux. Il y'a plusieurs textes sur la théorie et la conception des antennes tel que les références [57] et [58]. Aussi la publication professionnelle « GPS World », durant les 4 dernières années, a publiée une étude sur toutes les antennes GPS utilisées, leurs caractéristiques, leurs avantages et leurs inconvénients. Toutes ces références constituent d'excellentes sources pour donner des informations supplémentaires pour le choix de l'antenne Galileo optimale. Comme c'est le cas de la plupart des composants électroniques, il y a plusieurs paramètres qui sont associés à l'antenne à savoir : la fréquence de résonance, la bande passante, la polarisation et le diagramme de rayonnement [57]. Plusieurs antennes ont été conçues pour les applications Galileo. Ces antennes doivent répondre aux exigences très strictes de stabilité de phase, d'erreurs de phase, d'immunité contre les MPs et de gain à basses élévations. De plus, l'adaptation large bande et la forme du diagramme de rayonnement tous les deux apportent une excellente performance de l'antenne sur les bandes de fréquence Galileo [59]. Pour les signaux Galileo *L1-OS*, l'antenne doit être conçue pour induire une tension à partir des ondes radio qui se propagent à la fréquence *L1*. De plus, la conception doit être adaptée à la bande passante du signal désiré. Ceci est généralement spécifié en utilisant deux paramètres supplémentaires de l'antenne qui sont ; l'impédance et le rapport d'onde stationnaire (Voltage Standing Wave Ratio « VSWR ») [42]. L'impédance, qui est typique pour la majorité des conceptions en RF,

utilisée dans les applications *L1* Galileo, est de l'ordre de *50 Ohms* et le *VSWR* est typiquement de l'ordre de *2.0 :1*. L'antenne doit avoir une polarisation circulaire droite pour réduire l'effet de plusieurs erreurs comme les *MPs*.

Dans les systèmes de radionavigation par satellites Galileo, le diagramme de rayonnement doit avoir une forme hémisphérique parce que tous les satellites sont aériens par rapport aux récepteurs. L'antenne est conçue pour recevoir le signal uniquement à partir des angles d'élévations positives de toutes les directions de l'azimut. Etant donné le problème des *MPs* et sachant que la plupart des signaux *MPs* arrivent à partir des angles à faibles élévations, la forme de l'antenne est conçue de telle façon à ne laisser passer que des signaux avec un angle d'élévation de *10°-20°*. Une telle approche va certainement par la suite réduire l'effet des *MPs*, mais comme conséquence, les signaux des satellites ayant une basse élévation seront aussi négligés, diminuant ainsi la disponibilité des mesures de plusieurs satellites [42]. Un domaine de recherche sur les antennes Galileo est celui des réseaux d'antennes [60], où une combinaison d'éléments d'antennes individuelles est réalisée de manière à augmenter la visibilité et de diminuer l'effet des *MPs*.

Parmi les implémentations les plus populaires de l'antenne *L1* Galileo on trouve l'antenne Patch et l'antenne Hélice mais ils en existent d'autres. En effet, le type de signal et l'endroit où on veut faire la localisation sont deux paramètres qui peuvent expliquer l'utilisation d'une telle ou telle antenne. Un exemple typique des antennes qui vont être utilisées pour les applications Galileo est illustré sur les figures (II.26) et (II.27).



Figure.II.26. Antenne pour bandes *L1/L2/L3/L5/L6* GPS/GNSS/Galileo. Diamètre *3"*, ground plane *5"*, mount *5/8"*, Gain *35dB*. « Vue de face »



Figure.II.27. Antenne pour bandes L1/L2/L3/L5/L6 GPS/GNSS/Galileo. Diamètre 3", ground plane 5", mount 5/8", Gain 35dB. « Vue arrière »

II.2.2. Filtre radiofréquence

C'est un filtre passe-bande situé directement après l'antenne de réception. Il est basé sur la sélection, qui permet le passage de certaines fréquences et l'empêchement d'autres. Son rôle est de donner une sélectivité fréquentielle en plus de celle de l'antenne puisque cette dernière a une pauvre sélectivité par rapport à un filtre. Donc il est important d'éliminer complètement la bande de fréquence qui est source de tout signal hors bande qui peut pénétrer dans le circuit de mise-en-forme et saturer par conséquent les composantes sensibles qui suivent cet étage. C'est pour cette raison qu'un filtre passe-bande est le premier composant après l'antenne. Les autres filtres ont des rôles spécifiques bien que tous sont utilisés pour laisser passer des fréquences et supprimer d'autres. Un filtre est généralement caractérisé par sa perte d'insertion, ou par l'atténuation des fréquences des composantes spectrales désirées.

Idéalement, il n'y'a pas de perte d'insertion mais pratiquement, plus cette valeur est petite plus les performances sont meilleures. On doit noter que lorsque le filtre est placé avant le premier amplificateur, sa perte d'insertion va se traduire par une pénalité sous forme de bruit du système.

Les deux autres paramètres d'un filtre sont la bande passante et la bande de transition. Dans la conception des filtres, le but des concepteurs est de trouver les coefficients du filtre pour lesquels la bande de transition, qui est située entre la bande passante et la bande coupante, est très étroite. La figure (II.28) illustre les paramètres cités précédemment d'un filtre passe-bande quelconque.

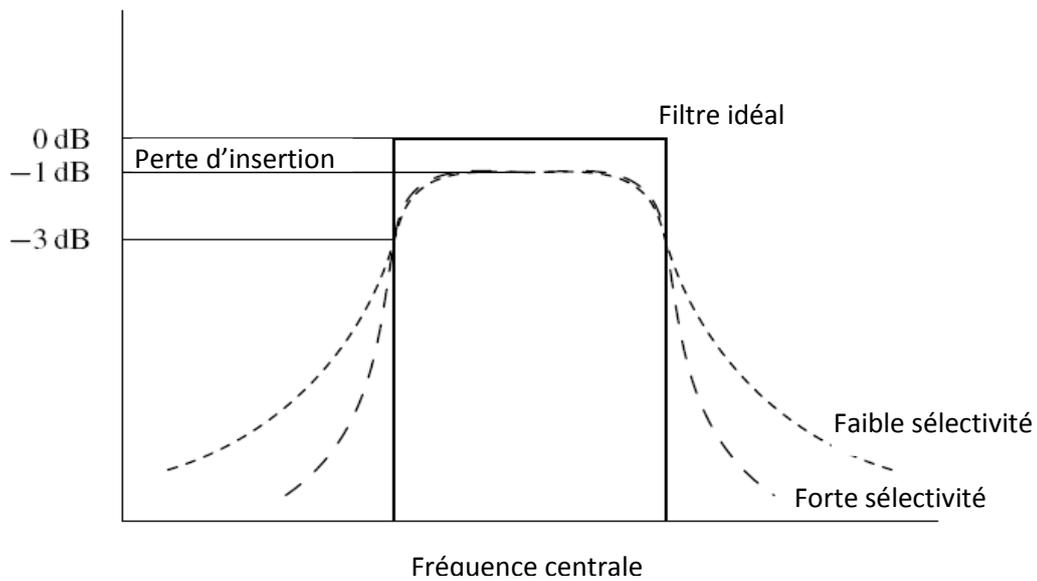


Figure.II.28. Comparaison des filtres passe-bande

II.2.3. Amplificateur

L'amplification est le processus qui permet d'augmenter l'amplitude d'un signal. Cette tâche est exécutée par un amplificateur. Ce dernier est un composant actif qui nécessite un apport de puissance pour son fonctionnement. Théoriquement, un amplificateur contribue à l'augmentation de l'amplitude du signal. Cependant, dans le cas pratique un amplificateur rajoute du bruit au signal résultant. Le but des concepteurs est de trouver un amplificateur optimal qui amplifie le signal avec un minimum de bruit [61].

Les paramètres fondamentaux d'un amplificateur sont [62] :

- 1- Son gain exprimé en *dB*
- 2- Sa bande de fréquence spécifiée
- 3- Son facteur de bruit qui exprime la quantité de bruit qui se rajoute au signal lors de l'opération d'amplification

Ils existent d'autres paramètres qui devront être pris en compte tel que :

- 4- Son point d'interception du 3ème ordre
- 5- Ses besoins en puissance
- 6- Sa puissance maximale supportée

Comme l'illustre la figure (II.25), il y a un seul amplificateur avec un gain de *50dB*. Cela paraît inhabituel d'avoir un seul amplificateur pouvant réaliser un tel gain. Ce qui est représenté comme un seul amplificateur dans la figure (II.25) peut être réalisé par la mise en cascade de plusieurs étages d'amplificateurs.

L'objectif de l'amplificateur est d'élever le signal incident extrêmement faible à un niveau convenable pour la conversion analogique numérique. Donc la quantité d'amplification désirée est fonction de l'ADC choisi.

II.2.4. Mélangeur/Oscillateur local

La fonction de base de la combinaison Mélangeur/Oscillateur Local est de translater la porteuse RF d'entrée à une fréquence intermédiaire plus basse et de préserver la structure du signal modulé. La raison la plus évidente pour cela est de ramener la fréquence vers une gamme utilisable où la fonction de la conversion analogique numérique peut se faire normalement. Le schéma de la figure (II.25) utilise une seule descente en fréquence. Cependant, on peut utiliser plusieurs étages de translation de fréquence dans une seule conception [61] et [42].

Le mélangeur fonctionne selon l'expression trigonométrique suivante :

$$\cos(2\pi f_1 t) \cos(2\pi f_2 t) = \frac{1}{2} [\cos(2\pi f_2 t - 2\pi f_1 t) + \cos(2\pi f_2 t + 2\pi f_1 t)] \quad (65)$$

Il est possible d'utiliser le concept de la figure (II.25) comme un exemple de processus de Mixage. Dans ce cas f_1 est égale à la fréquence centrale de la bande LI Galileo et la fréquence intermédiaire désirée est de $47.74MHz$. la fréquence de l'oscillateur Local f_2 doit être $(1575.42-47.74)MHz=1527.68MHz$. Dans ce cas n'importe quelle modulation, que ce soit la modulation des données ou celle du code PN, peut être facilement exprimée comme une multiplication variante dans le temps. En effet, pour une modulation des données nous avons :

$$d(t) \cos(2\pi f_1 t) \cos(2\pi f_2 t) = \frac{d(t)}{2} [\cos(2\pi f_2 t - 2\pi f_1 t) + \cos(2\pi f_2 t + 2\pi f_1 t)] \quad (66)$$

et pour une modulation avec le code PN nous avons :

$$p(t) \cos(2\pi f_1 t) \cos(2\pi f_2 t) = \frac{p(t)}{2} [\cos(2\pi f_2 t - 2\pi f_1 t) + \cos(2\pi f_2 t + 2\pi f_1 t)] \quad (67)$$

Il est évident que la sortie du mélangeur peut être une somme ou une différence de la fréquence. Ce qui nous intéresse c'est la différence qui correspond à la fréquence intermédiaire désirée. Par ailleurs, la fréquence somme est tout simplement une conséquence et le 2^{ème} filtre en cascade, de la figure (II.25), qui suit le mélangeur est utilisé pour éliminer cette composante spectrale.

Les raisons de la conversion de la fréquence sont la conversion analogique numérique plus deux autres objectifs que nous précisons ci dessous. La première est la qualité ainsi que le coût des composants puisqu'il est difficile de fabriquer des filtres très étroits dans les hautes

fréquences. On dénote par Q le facteur de qualité du filtre et par f_c la fréquence centrale du filtre (1575.42 pour la bande $L1$ Galileo), et B sa bande passante. En effet, la qualité d'un filtre est donnée par :

$$Q = \frac{f_c}{B} \quad (68)$$

Si on souhaite capter les deux lobes principaux du spectre BOC(1,1) Galileo (une largeur de bande de 4MHz), le facteur de qualité Q d'un tel filtre s'avère égal à : 393,855 qui est une valeur très élevée. Pour relativiser les choses, la fabrication de la majorité des filtres impose une bande minimale de 2% de la fréquence centrale. Ce qui correspond à un facteur de qualité de 50 qui est nettement inférieur à 393,855. Cependant, effectuer le même calcul avec la fréquence intermédiaire résultante, qui est de 47.74MHz, donne un facteur de qualité de $47.74/2=23.87$, qui correspond à un filtre plus réalisable. Donc une translation de fréquence permet une sélectivité de fréquence plus haute avec de meilleur coût et moins de composants complexes.

Le 2^{ème} facteur additionnel motivant la translation de la fréquence est la rétroaction. La quantité d'amplification dans la chaîne RF est énorme ; un gain supérieur à 100dB est appliqué. Si ceci est appliqué sur une seule fréquence, alors il est très probable que la rétroaction devienne un problème. Si ce gain est appliqué entièrement dans la bande $L1$, il n'est pas possible de prévenir la rétroaction dans les étages d'amplification de la chaîne RF.

II.2.5. Convertisseur Analogique Numérique

Le dernier composant dans le chemin du circuit de mise-en-forme est l'ADC. Ce composant est dédié à la conversion d'un signal analogique en des échantillons numériques. Il y'a une grande variété de convertisseur disponible dans le marché avec un ensemble important de paramètres pour chacun d'eux. Les paramètres clés à considérer pour la caractérisation d'un tel ou tel ADC sont :

- 1- Le nombre de bit de l'ADC.
- 2- La fréquence d'échantillonnage maximale.
- 3- La bande passante du signal analogique d'entrée.
- 4- La gamme de l'entrée analogique.

La nature du CDMA [43] dans les signaux Galileo exige très peu de gamme dynamique à partir du signal échantillonné. Il a été démontré que si un échantillonnage à un seul bit est utilisé, alors la dégradation dans le traitement résultant est inférieure à 2dB [63]. De plus si un échantillonnage de 2 bits ou plus est utilisé avec une bonne quantification, la dégradation est

inférieure à $1dB$. Le nombre de bits minimum dans la plupart des ADC est de 8. Donc lors de la conception de bloc de mise-en-forme, il est plus convenable d'utiliser un limiteur hard pour obtenir un bit unique. Il est aussi important de reconnaître que si l'échantillonnage multi-bits est employé, alors une certaine forme de contrôle de gain doit être implémentée pour fournir une meilleure quantification. Un point important à noter est que cette dégradation ($<2dB$) est vraie uniquement pour le cas idéal et si par exemple, il existe des interférences à bandes étroites dans la bande *LI* Galileo, alors l'échantillonnage mono-bit sera capturé par la source d'interférence et empêche le traitement Galileo. Ainsi, bien que la pénalité théorique pour l'échantillonnage à bit unique soit moins de $2dB$, la nature de l'environnement de fonctionnement peut imposer le besoin de l'échantillonnage multi-bits.

La fréquence d'échantillonnage maximale est un paramètre intéressant. Cette fréquence doit être adaptée à la largeur de bande du signal désiré. Considérant par exemple le DSP TMS320C542 de Texas Instruments, la fréquence d'échantillonnage maximale est de 60MHz et elle peut ainsi fournir une largeur de bande d'échantillonnage résultante de 30MHz, plus que suffisante pour les signaux de navigation de la bande étroite *LI*. Sachant que la fréquence *FI* sur le schéma de la figure (II.25) est de 47,74 MHz (plus grand que $[0-30]MHz$), alors, le procédé de l'échantillonnage agit en tant que deuxième étape de translation de fréquence.

Basé sur la discussion précédente, le rôle du filtre final dans la chaîne RF devient clair. Il doit être un filtre passe-bande et doit limiter la bande des fréquences qui devront être préservés par le procédé d'échantillonnage.

En résumé, l'objectif du bloc de mise-en-forme est de conditionner la tension incidente de l'antenne de réception pour l'échantillonnage par l'ADC. Pour accomplir cette tâche, trois fonctions de base doivent être effectuées. Ces dernières sont l'amplification, le changement de fréquence, et le filtrage. Ces fonctions préparent le signal pour la conversion analogique-numérique qui délivre les échantillons qui vont être traités par le bloc de traitement de signal.

II.3. Traitement du signal en bande de base :

Cet étage permet de faire la démodulation du signal reçu, le calcul des mesures brutes de la distance, la vitesse, et l'angle d'arrivée. Dans le cas de réception Galileo, ce circuit contient des canaux de réception qui effectuent les mesures sur le signal « pseudo distances, pseudo vitesses, rapport signal sur bruit, données, ...etc. ».

Il contient des générateurs de codes satellites, des corrélateurs de code et de phase et il est généralement géré par un microprocesseur.

II.4. Processeur de Navigation

Ce dernier est chargé de traiter le message d'information, d'effectuer le filtrage et la correction des mesures faites par l'étage de traitement de signal. Il permet de déterminer les coordonnées du récepteur.

II.5. Interface homme machine

Cette interface est conçue pour recevoir des instructions provenant de l'utilisateur et les données qui se présentent à son entrée. Dans notre travail de recherche on ne s'intéresse qu'à l'étage caractérisant les circuits d'acquisition et de poursuite des codes Galileo.

II.6. Circuit d'acquisition des Signaux Galileo

En pratique, un récepteur Galileo doit générer une réplique du code PN transmis par le satellite. Par la suite il doit décaler sa réplique jusqu'à ce qu'elle soit alignée sur le code reçu. Les propriétés de corrélation produites lorsque le code PN reçu est corrélé avec sa réplique sont les mêmes pour celles produites pour le procédé mathématique d'autocorrélation d'un code PN quelconque (cf. Annexe I). Quand la phase de la réplique du code du récepteur correspond à la phase du code reçu, il y a corrélation maximale [64]- [65]. Quand la phase de la réplique du code est décalée de plus d'une bribe du code reçu, alors il y a une corrélation minimale (cf. Annexe I). C'est en effet la façon dont un récepteur Galileo détecte les signaux en provenance des satellites par l'acquisition ou la poursuite de ces derniers dans le plan code-phase. Il est important de comprendre que le récepteur Galileo doit aussi détecter le signal d'entrée dans le plan code-porteuse en générant ainsi une réplique de la porteuse plus le décalage Doppler. Ainsi, les processus d'acquisition et de poursuite code-porteuse sont bidimensionnels [66]. Le récepteur Galileo accomplit le processus d'acquisition par la recherche initiale de la phase du signal reçu et par la suite il fait une poursuite pour ajuster l'état satellite de code en adaptant le taux de chip nominal de son générateur de code de

réplique pour compenser l'effet Doppler-induit sur le code du satellite PN dû à la dynamique relative du signal entre le récepteur et le satellite.

II.6.1. Acquisition du code et de la porteuse pour les Systèmes de Navigation Classiques (Synchronisation initiale)

Afin de réaliser le processus de navigation, l'étape primordiale consiste à détecter la présence du signal. Ceci est réalisé grâce à un circuit d'acquisition du signal. Le but d'un tel circuit est de mesurer le déphasage du code qui lui parvient et l'écart de fréquence du signal reçu provoqué par le phénomène Doppler. Chacun des satellites de la constellation envoie un signal contenant un code PN qui lui est propre [5]. Pour réaliser le traitement de ce signal, le récepteur doit générer un code identique à celui qu'il reçoit. Afin de minimiser le temps de recherche des satellites visibles, le récepteur peut restreindre la recherche sur les satellites dont il connaît approximativement la localisation. Plusieurs approches sont possibles. Le récepteur peut utiliser les anciens almanachs dont il se servait pour les utilisations précédentes ainsi que sa dernière position enregistrée. Une position approximative peut également être entrée par l'utilisateur [67]. Il en est de même pour le temps qui peut être entré manuellement, mais la plupart des récepteurs disposent d'une horloge interne fonctionnant continuellement. Le récepteur peut à partir de là reconstituer la constellation et identifier les satellites visibles. Il calcule par la même occasion les élévations des différents satellites, et éliminera les satellites dont l'élévation est en-dessous d'une valeur spécifique appelée l'angle de masquage [67]. En général, cette valeur est fixée à 10° . Si aucune information n'est disponible, le récepteur fonctionnera en mode aveugle. Il recherchera alors un satellite visible jusqu'à ce qu'un signal soit détecté, et de cette manière confectionnera un almanach. Cette recherche aveugle demandera au récepteur un temps plus conséquent (environ un quart d'heure). De la même manière, le récepteur utilisera les mesures approximatives de sa position, du temps dont il dispose pour restreindre la recherche de la fréquence porteuse sur une plage de fréquences. Dans le paragraphe suivant, une méthode d'acquisition classique sera présentée. Cette technique repose sur une recherche bidimensionnelle du décalage de code et de la fréquence. Elle teste le maximum de la corrélation calculée sur une plage de fréquences [68]. On distingue ainsi plusieurs types d'algorithme d'acquisition [69]- [70].

II.6.1.1. Acquisition par recherche série

Nous représentons sur la figure (II.29), le schéma de principe de l'acquisition temporelle du signal numérisé pour des pas de temps discrets n [71]. Soit $S_r(n)$ le signal reçu d'un satellite

après numérisation et filtrage autour de la fréquence du code civil (de manière à supprimer les autres codes), $d_n(n)$ le message de navigation, m étant le retard de transmission du signal. $c(n - m)$ et $c(n - \hat{m})$ représentent respectivement les codes contenus dans le signal reçu et le code généré localement.

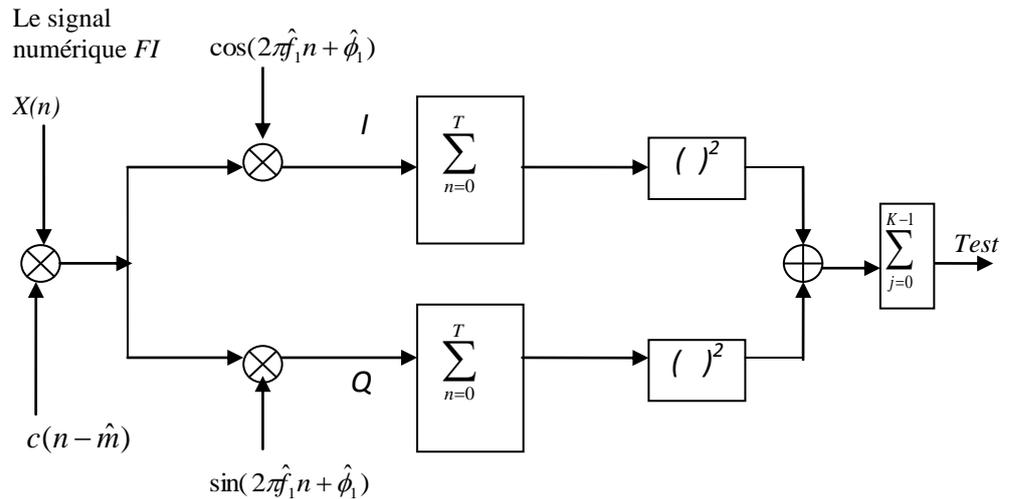


Figure.II.29. Schéma de principe de l'acquisition temporelle

On obtient à la sortie du premier multiplieur le signal résultant après le démultiplexage avec le code généré localement. Il s'agit du même code généré avec un retard \hat{m} . On a alors à la sortie du premier multiplieur :

$$S_r(n) = Ad_n(n - m)c(n - m)c(n - \hat{m}) \sin(2\pi f_1 n + \phi) + N(n) \quad (69)$$

Avec

f_1 : La fréquence

ϕ : La phase du signal reçu,

A : La puissance du signal reçu supposée constante

$N(n)$: Un bruit blanc supposé gaussien additif.

La composante résultante est ensuite démodulée par une fréquence issue de l'oscillateur local. La démodulation est réalisée avec une fréquence en phase et en quadrature de manière à constituer deux voies à savoir :

$$s_I(n) = Ad_n(n - m)c(n - m)c(n - \hat{m}) \sin(2\pi f_1 n + \phi) \cos(2\pi \hat{f}_1 n + \hat{\phi}) \quad (70)$$

$$s_Q(n) = Ad_n(n - m)c(n - m)c(n - \hat{m}) \sin(2\pi f_1 n + \phi) \sin(2\pi \hat{f}_1 n + \hat{\phi}) \quad (71)$$

$\hat{f}_1, \hat{\phi}$ sont les mêmes paramètres générés par l'oscillateur local. Théoriquement, la puissance du signal est localisée sur la composante I du signal, étant donné que le code ne module que

cette partie du signal. Mais la phase du signal étant inconnue, il est nécessaire d'étudier les deux voies I et Q . Les composantes obtenues passent alors par un filtre passe-bas moyenneur. La moyenne est effectuée de façon cohérente sur une durée T correspondant à une ou plusieurs périodes du code. On prend généralement une valeur T suffisamment longue pour intégrer le maximum d'informations, mais insuffisamment pour observer une transition du bit de message de navigation (il y a 20 périodes de code par bit du message de navigation). Dans ce cas, on peut supposer que $d_n(n - m)$ est une valeur constante sur la période d'intégration T . On obtient ainsi :

$$S_I(\hat{m}) = \frac{1}{T} A d_n \sum_{n=0}^T R_{\hat{m}}(n) \sin(2\pi f_1 n + \phi) \cos(2\pi \hat{f}_1 n + \hat{\phi}) \quad (72)$$

$$S_Q(\hat{m}) = \frac{1}{T} A d_n \sum_{n=0}^T R_{\hat{m}}(n) \sin(2\pi f_1 n + \phi) \sin(2\pi \hat{f}_1 n + \hat{\phi}) \quad (73)$$

$R_{\hat{m}}(n)$ est le produit $c(n - m)c(n - \hat{m})$. Le signal est élevé au carré, ce qui permet de s'affranchir du signe du bit de navigation et de la différence de phase entre les signaux. Nous avons ainsi :

$$(S_I(\hat{m}))^2 = \frac{A^2}{T^2} \left(\sum_{n=0}^T R_{\hat{m}}(n) \sin(2\pi f_1 n + \phi) \cos(2\pi \hat{f}_1 n + \hat{\phi}) \right)^2 \quad (74)$$

$$(S_Q(\hat{m}))^2 = \frac{A^2}{T^2} \left(\sum_{n=0}^T R_{\hat{m}}(n) \sin(2\pi f_1 n + \phi) \sin(2\pi \hat{f}_1 n + \hat{\phi}) \right)^2 \quad (75)$$

La somme de ces deux voies nous donne :

$$\left(\sum_{n=0}^T R_{\hat{m}}(n) \sin(2\pi f_1 n + \phi) \sin(2\pi \hat{f}_1 n + \hat{\phi}) \right)^2 \quad (76)$$

$$(S_Q(\hat{m}))^2 + (S_I(\hat{m}))^2 = \frac{A^2}{T^2} \left[\left(\sum_{n=0}^T R_{\hat{m}}(n) \sin(2\pi f_1 n + \phi) \cos(2\pi \hat{f}_1 n + \hat{\phi}) \right)^2 + \left(\sum_{n=0}^T R_{\hat{m}}(n) \sin(2\pi f_1 n + \phi) \sin(2\pi \hat{f}_1 n + \hat{\phi}) \right)^2 \right] \quad (77)$$

Les tests sur les décalages de code et de fréquence sont réalisés par un pas prédéfinis. Nous recherchons sur l'ensemble des valeurs testées, un maximum d'énergie. Nous obtenons alors la différence de fréquence $f_1 - \hat{f}_1$ et le décalage de code $m_1 - \hat{m}_1$ du signal reçu. Ce test est généralement effectué sur une moyenne de K mesures.

II.6.1.1.1. Décalage temporel

Le décalage est fait avec un pas égal à une fraction ΔT_c de la durée d'une brique (Chip) de code T_c . le nombre de positions à tester K est donné par :

$$K = \frac{T}{\Delta T_c} \tag{78}$$

Si par exemple dans l'acquisition numérique, le décalage se fait avec un échantillon par opération. Un échantillon correspond approximativement à $(T_c/5)$; ce qui implique que 5000 phases du code vont être testées. Par conséquent, 10000 échantillons du signal reçu sont corrélés par glissement de la réplique du code local sur 10000 échantillons, comme le montre la figure (II.30) [72].

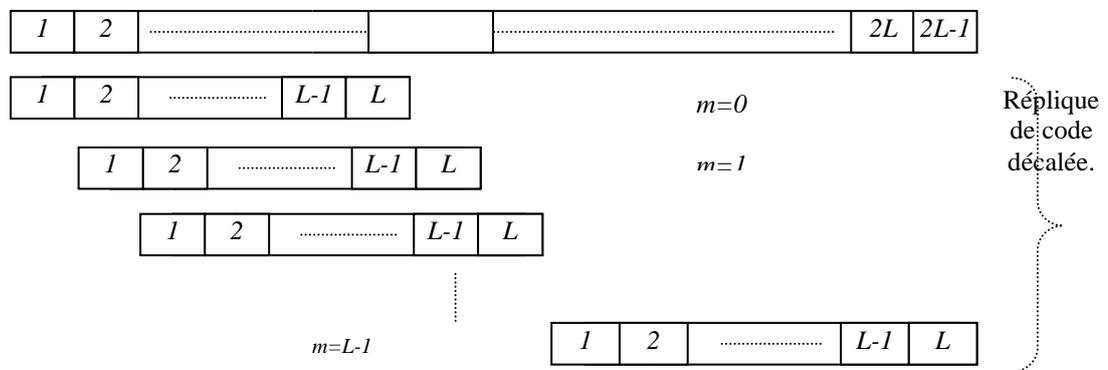


Figure.II.30. Décalage séquentiel du code

II.6.1.1.2. Décalage fréquentiel

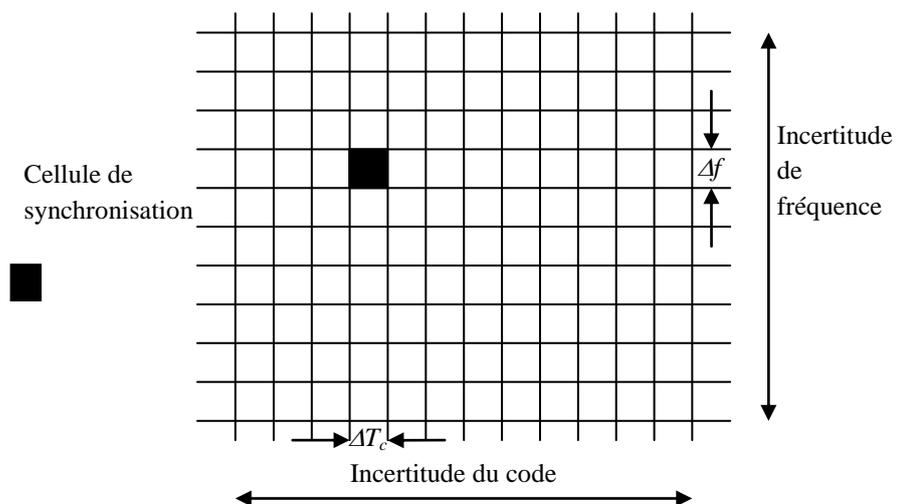


Figure.II.31. Décalage fréquentiel & Temporel

Pour un récepteur stationnaire la variation de la fréquence est supposée située entre -10 KHz et $+10\text{KHz}$ [66]. Elle représente en effet l'effet Doppler. Le récepteur doit tenir compte de ce changement de fréquence et par conséquent, dans chaque période du code, la fréquence est incrémentée par une fraction fréquentielle qui correspond à un pas prédéfini. En fait, par les deux décalages (décalage temporel et décalage fréquentiel) on forme toutes les combinaisons possibles de la phase du code ainsi que de l'effet Doppler et on génère ainsi la matrice de corrélation.

La figure (II.31) illustre le principe de balayage temps-fréquence.

Dans la figure (II.31), on présente les incertitudes sur le décalage temporel et sur le Doppler par des cellules d'une largeur ΔT_c et d'une hauteur de Δf représentant le Doppler maximal toléré. En effet, le processus d'acquisition consiste en la recherche de la bonne cellule qui donne une corrélation maximale. Si la phase du code généré localement correspond à la phase du code reçu, et que la fréquence de l'oscillateur local soit identique à la fréquence de l'onde reçue, on a alors les relations :

$$R_m(n) = 1 \text{ et } f_1 = \hat{f}_1$$

De plus :

$$\frac{1}{T} \sum_{n=0}^T \sin(2\pi\hat{f}_1 n + \phi) \cos(2\pi\hat{f}_1 n + \hat{\phi}) = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^T \sin(\phi - \hat{\phi}) + \sin(4\pi\hat{f}_1 n + \phi + \hat{\phi}) \quad (79)$$

Si $4\pi\hat{f}_1 \gg \frac{1}{T}$ alors:

$$\frac{1}{T} \sum_{n=0}^T \sin(4\pi\hat{f}_1 n + \phi + \hat{\phi}) = 0 \quad (80)$$

Donc :

$$\frac{1}{T} \sum_{n=0}^T \sin(2\pi\hat{f}_1 n + \phi) \cos(2\pi\hat{f}_1 n + \hat{\phi}) = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^T \sin(\phi - \hat{\phi}) = \sin(\phi - \hat{\phi}) \quad (81)$$

Dans le cas d'une démodulation à la fréquence du signal et d'un désétalement du spectre avec le décalage de code attendu, on a, en remplaçant (81) dans l'équation (77):

$$(S_I(n))^2 + (S_Q(n))^2 = A^2 (\sin^2(\phi - \hat{\phi}) + \cos^2(\phi - \hat{\phi})) = A^2 \quad (82)$$

Ce résultat représente le maximum d'énergie à la détection.

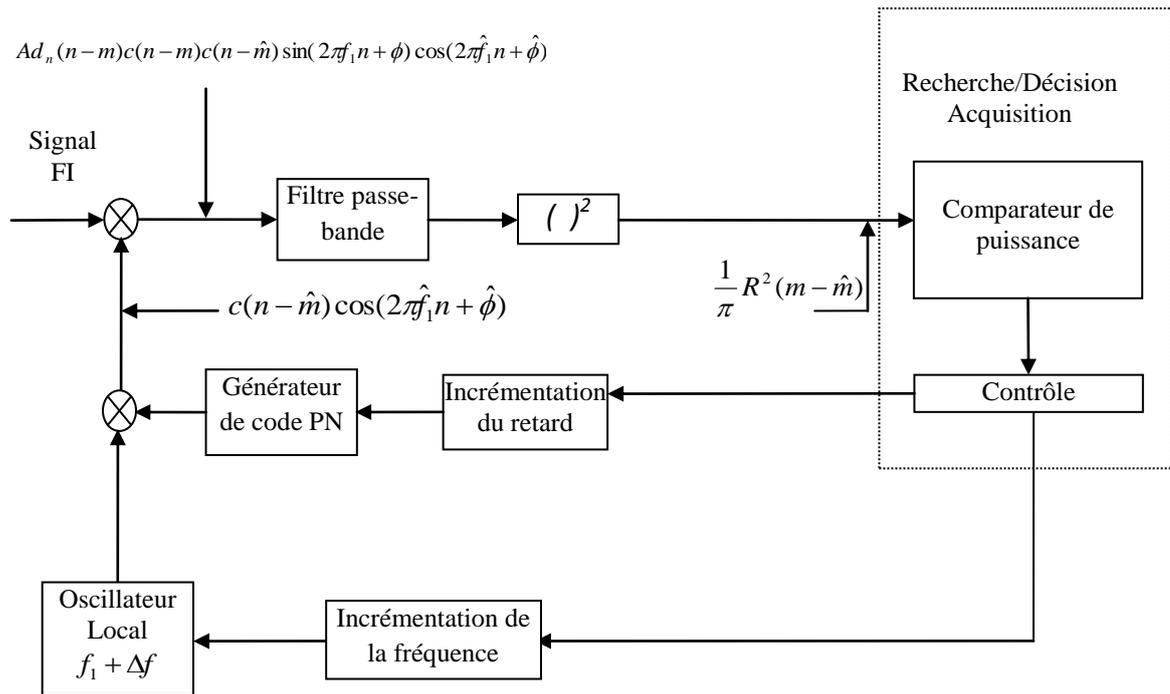


Figure.II.32. Synoptique général d'un circuit d'acquisition code-porteuse

La différence de phase n'intervient donc pas dans la détection du maximum d'énergie.

De plus, compte tenu du nombre de cellules à explorer, le temps d'acquisition peut donc devenir important devant la durée de maintien de la liaison avec un satellite. Pour réduire ce temps, le récepteur pourra prendre connaissance d'informations de référence, par exemple la valeur du Doppler satellite, contenues dans les éphémérides diffusées, et prédire ainsi grossièrement la fréquence Doppler du signal reçu [67]. Cette prédiction lui permettra de limiter sa recherche d'énergie à quelques cases Doppler fréquentielles : le circuit d'acquisition sera alors dit « pré-positionné » par le récepteur.

L'opération de recherche peut donc se résumer ainsi :

- 1- Le circuit d'acquisition explore toutes les cases de fréquence de la région d'incertitude fréquentielle.
- 2- Il mesure la puissance du signal en sortie sur la largeur de bande Δf correspondante.
- 3- Il intègre (Somme) cette puissance et la compare à un seuil fixe ou variable.

Quand une cellule dépassant le seuil a été trouvée, et que l'on a pu vérifier deux ou trois fois de suite la condition pour cette même cellule, la boucle d'acquisition code-porteuse, illustrée sur la figure (II.32), est alors verrouillée et la recherche est stoppée.

II.6.1.2. Acquisition par recherche rapide

En pratique, une technique d'acquisition fréquentielle plus rapide [73], est plus couramment utilisée. Celle-ci repose sur le même principe mais elle est reportée dans le domaine fréquentiel. Cette méthode est plus rapide car le calcul de la corrélation est réalisé avec l'algorithme de la transformée de Fourier rapide (FFT). Le principe est illustré sur le schéma de la figure (II.33).

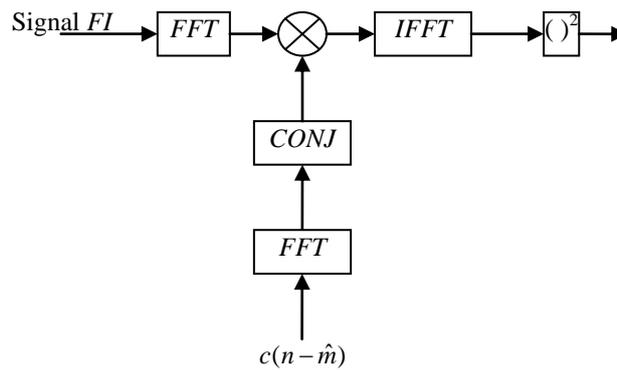


Figure.II.33. Principe de l'acquisition par FFT

Ici un nombre d'échantillons d'une brique du code reçu est corrélé avec une réplique du code qui varie circulairement. Ceci ressemble à la convolution circulaire et peut être exprimé comme suit :

$$R(m) = \sum_{n=0}^{L-1} x(n) \cdot c(n+m) \quad (82)$$

Par conséquent, nous pouvons exploiter la propriété que la convolution circulaire est un produit normal dans le domaine fréquentiel. Ce qui implique que l'équation précédente peut s'écrire de la façon suivante dans le domaine fréquentiel :

$$R(m) = x(n) \otimes CA(-n) = F^{-1} \left[F(x(n)) \cdot F(CA(n))^* \right] \quad (83)$$

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

II.6.2. Acquisition du Code et de la Porteuse pour les Systèmes de Navigation Galileo et GPS Nouvelle Génération

Avec l'arrivée du nouveau système de navigation par satellite GNSS, tel que le système européen Galileo et le chinois Compass [73], de nouveaux signaux et de nouvelles modulations ont été conçus afin de garantir la coexistence et l'interopérabilité avec les

systèmes existants, comme le système américain GPS, et exploiter entièrement les technologies actuellement disponibles. Un exemple de ces nouveaux signaux est la modulation CASM qui sera employée pour la transmission du signal Galileo sur la fréquence *L1* [67]. CASM combine trois signaux différents dans une modulation à enveloppe constante qui permet l'utilisation des amplificateurs efficaces de la classe *C* [16]. Les trois signaux combinés dans la modulation CASM sont dénotés canaux *A*, *B*, et *C*. Le premier est employé pour le service *PRS*, tandis que les deux derniers fourniront le service *OS*. Les canaux *B* et *C* ont deux rôles différents : le premier, dénoté canal de transmission de données, diffusera le message de navigation tandis que le second, dénoté canal pilote, sera employé pour déterminer les pseudo-distances entre les satellites et le récepteur. Les signaux des canaux *B* et *C* seront transmis en même temps, à la même fréquence, et ils seront séparés seulement par des différents codes [68]. Le signal *A* n'est pas complètement défini par le document de commande d'interface de Galileo [16] mais il sera probablement séparé dans la fréquence comme pour le signal *A* émis par le satellite *Giove-A* [74], le premier satellite expérimental de la constellation de Galileo. La présence des nouvelles modulations exige l'adoption des techniques spéciales spécifiques pour l'acquisition et la poursuite de ces nouveaux signaux.

Une solution, pour l'acquisition du signal Galileo composite *L1-OS*, consiste en l'ignorance de la voie de transmission de données et en traitant seulement le signal pilote [67]. En effet toutes les techniques citées précédemment peuvent être utilisées pour l'acquisition de ce type de signaux. En revanche, de cette façon seulement la moitié de la puissance utile est utilisée et le récepteur Galileo ne pourrait pas faire l'acquisition et la poursuite des signaux qui peuvent être facilement traités si toute la puissance utile était employée. La combinaison des canaux pilote et données entraîne la récupération de la totalité de la puissance disponible en améliorant ainsi l'exécution du processus d'acquisition et en fournissant une détection plus fiable du signal. Pour ces raisons la conception des techniques de combinaison du signal est difficile pour l'acquisition efficace de ces nouveaux signaux Galileo.

Dans ce qui suit, les signaux *L1-OS* Galileo seront considérés et en particulier deux stratégies d'acquisition pour une combinaison des canaux données et pilote sont présentées. Dans la première stratégie, appelée la combinaison non cohérente, le signal reçu est corrélé séparément avec les répliques locales des signaux pilotes et données. Les sorties de corrélation sont alors ajustées et additionnées. Cette stratégie exploite essentiellement le principe de l'intégration non cohérente [13] et [75]. La deuxième stratégie, basée sur la technique proposée dans [76] et [77] consiste en la multiplication du signal reçu par deux

nouveaux signaux, obtenus en additionnant et en soustrayant les répliques locales des données et de pilote, respectivement. Par la suite, le maximum des deux corrélations est adopté comme variable de décision [67].

II.6.2.1. Acquisition par Combinaison Pilote-Données Non-Cohérente

Le concept général pour l'acquisition des signaux *LI* Galileo, avec la combinaison non cohérente des données-pilote, est illustré sur le schéma de la figure (II.34).

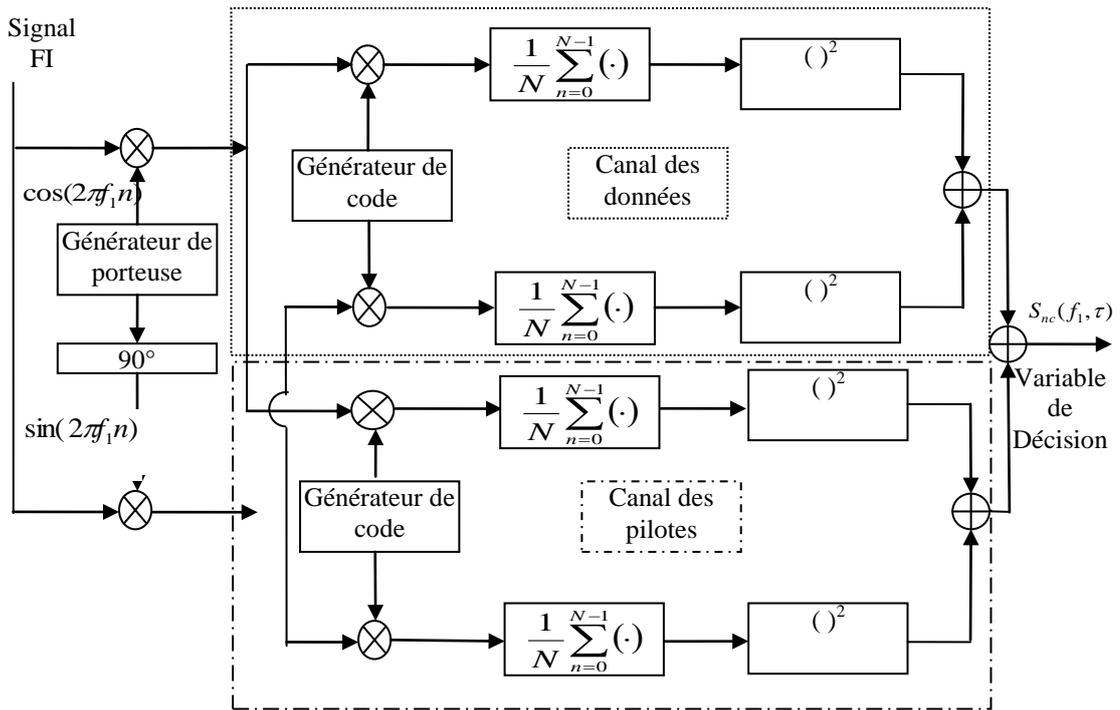


Figure.II.34. Schéma de principe de la technique d'acquisition par Combinaison Pilote-Données non-Cohérente

Comme le montre cette figure, le signal d'entrée est multiplié par deux sinusoïdes orthogonales de fréquences f_1 pour construire les composantes en phase et en quadrature. Ces signaux sont alors séparés dans deux branches différentes où les corrélations avec les données et les codes pilotes sont estimées. Les corrélations croisées des deux branches sont combinées d'une façon non-cohérente pour produire la variable de décision qui est donnée par l'expression de l'équation (84).

$$S_{nc}(f_1, \tau) = |R_B(f_1, \tau)|^2 + |R_C(f_1, \tau)|^2 \quad (84)$$

Avec :

$$R_B(f_1, \tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_{IF}(n) \bar{e}_B \left(n - \frac{\tau}{T_e} \right) \exp(j2\pi f_1 n) \quad (85)$$

$$R_C(f_1, \tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_{IF}(n) \bar{e}_C \left(n - \frac{\tau}{T_e} \right) \exp(j2\pi f_1 n) \quad (86)$$

$r_{IF}(n)$ est le signal numérique reçu.

$R_B(f_1, \tau)$ et $R_C(f_1, \tau)$ sont les CFs du signal reçu avec les répliques décalées des données et des signaux pilotes. Ces deux produits sont modulés par la porteuse de fréquence f_1 . Dans les équations (85) et (86), N représente le nombre d'échantillons qui sont utilisés pour l'intégration du code sur une période.

II.6.2.2. Acquisition par Combinaison Pilote-Données Cohérente avec rétablissement de signe

Dans cette structure, le signal reçu est corrélé avec les deux codes équivalents : le code équivalent qui maximise la corrélation croisée est le plus correct. Basé sur ce principe, la variable de décision est donnée par l'expression de l'équation (87) [67].

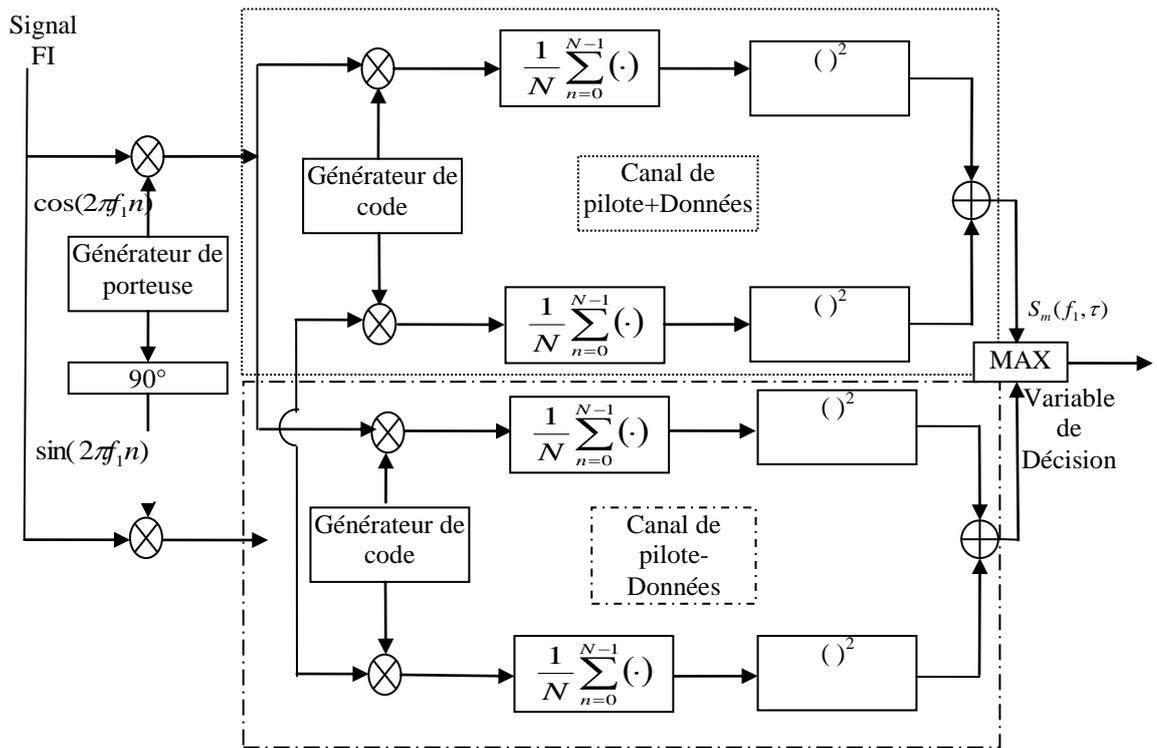


Figure.II.35. Schéma de principe de la technique d'Acquisition par Combinaison Pilote-Données Cohérente

$$S_{ml}(f_1, \tau) = \max \left\{ |R^+(f_1, \tau)|^2, |R^-(f_1, \tau)|^2 \right\} \quad (87)$$

Avec :

$$R^+(f_1, \tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_{IF}(n) \left\{ \bar{e}_B \left(n - \frac{\tau}{T_e} \right) + \bar{e}_C \left(n - \frac{\tau}{T_e} \right) \right\} \exp(j2\pi f_1 n) \quad (88)$$

$$R^-(f_1, \tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_{IF}(n) \left\{ \bar{e}_B \left(n - \frac{\tau}{T_e} \right) - \bar{e}_C \left(n - \frac{\tau}{T_e} \right) \right\} \exp(j2\pi f_1 n) \quad (89)$$

Le principe de cette structure d'acquisition est montré sur le schéma de la figure (II.35). Comme l'illustre cette figure, le signal reçu est corrélé avec les deux codes équivalents et la variable de décision est obtenue par le choix du maximum des deux corrélations croisées.

Notez que les variables $R^+(f_1, \tau)$ et $R^-(f_1, \tau)$ peuvent être obtenues avantageusement par la combinaison des corrélations croisées avec les données et avec les codes pilotes. $R^+(f_1, \tau)$ et $R^-(f_1, \tau)$ sont données par :

$$\begin{aligned} R^+(f_1, \tau) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_{IF}(n) \bar{e}_B \left(n - \frac{\tau}{T_e} \right) \exp(j2\pi f_1 n) + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_{IF}(n) \bar{e}_C \left(n - \frac{\tau}{T_e} \right) \exp(j2\pi f_1 n) \\ &= R_B(f_1, \tau) + R_C(f_1, \tau) \end{aligned} \quad (90)$$

$$\begin{aligned} R^-(f_1, \tau) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_{IF}(n) \bar{e}_B \left(n - \frac{\tau}{T_e} \right) \exp(j2\pi f_1 n) - \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_{IF}(n) \bar{e}_C \left(n - \frac{\tau}{T_e} \right) \exp(j2\pi f_1 n) \\ &= R_B(f_1, \tau) - R_C(f_1, \tau) \end{aligned} \quad (91)$$

Une fois l'acquisition réalisée, un système de poursuite procède à l'accrochage de l'oscillateur local à la fréquence porteuse reçue et à un alignement fin des codes. Ce système doit, en plus, poursuivre les changements du décalage et du Doppler causés par le mouvement relatif du satellite et du récepteur [78].

II.7. Poursuite des signaux Galileo

Comme tout système à étalement de spectre, un processus d'acquisition est nécessaire pour faire la recherche de phase, de fréquence, et du retard du code PN pour un satellite spécifié. En effet, ces paramètres sont nécessaires pour faire le désétalement du spectre et accéder par la suite aux données de navigation. Le problème nécessaire d'un récepteur Galileo est de tenir l'alignement de la phase et du code PN associé à chacun des signaux reçus [2]. Cette opération doit être efficacement réalisée, ce qui exige deux modules supplémentaires en plus de ceux de l'acquisition du code et de la porteuse (la poursuite du code et celle de la phase de la porteuse) [79]. Dans notre thèse, nous nous basons sur le processus de poursuite de code. En effet, nous donnons une brève description du processus de poursuite de la phase de la porteuse.

II.7.1. Processus de Poursuite de phase

Cette partie de ce chapitre présente une brève discussion de la façon d'utiliser la structure du signal Galileo *LI* pour la poursuite de la phase de la porteuse. Après une présentation de la théorie générale de la boucle à verrouillage de phase (pour Phase Locked Loop « PLL ») [2], divers discriminateurs de phase spécifiques aux données et aux canaux pilotes Galileo, vont être présentés.

II.7.1.1 Structure générique d'une boucle PLL

La théorie générale de la PLL peut être trouvée dans les références [7], [80], [43] et autres. Une architecture générique de la PLL est présentée sur le schéma de la figure (II.36) [66]. Comme l'illustre cette figure, le signal d'entrée, filtré par l'étage de mise-en-forme, est en premier lieu multiplié par une réplique du code d'étalement venant de la boucle DLL.

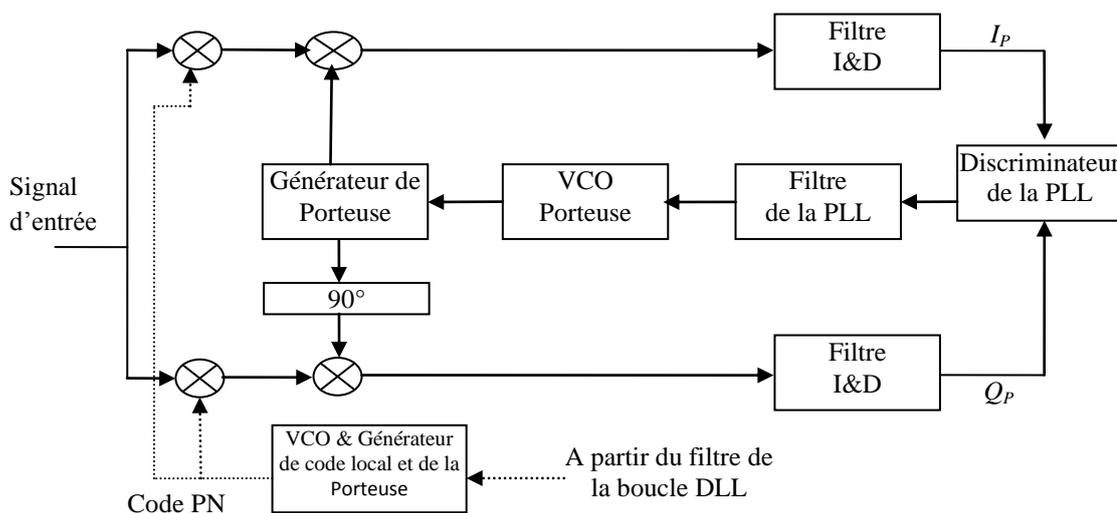


Figure.II.36. Architecture d'une PLL générique

Le signal est alors divisé en deux branches. Une branche est multipliée par une porteuse locale qui est en phase, et l'autre par une porteuse locale qui est en quadrature (décalé de 90° , par rapport à la réplique de la porteuse en phase) [48]. Ceci permet la suppression de la porteuse et le suivi des variations de phase dues au changement du temps de propagation du signal entre le satellite et le récepteur. Pour réaliser ceci, la PLL utilise un discriminateur de phase pour évaluer l'erreur de phase demeurant après la multiplication par la porteuse locale. Ce discriminateur emploie les valeurs en phase et en quadrature de phase de la CF prompt (I_P et Q_P) obtenue par l'utilisation d'un intégrateur. Comme il sera exposé dans la prochaine section, le rôle du discriminateur est extrêmement important dans la conception des boucles

PLL. Pour améliorer son exactitude, l'évaluation de l'erreur de phase obtenue à partir du discriminateur est alors filtrée par un filtre passe-bas. Ce filtre doit supprimer autant de bruit que possible (qui pourrait être décalé dans la fréquence à cause de la dynamique du signal). Le filtre de la PLL transforme l'erreur de phase en une erreur de fréquence qui commande à son tour la fréquence de la porteuse par le biais d'un VCO (pour Voltage Controlled Oscillator). En effet, le VCO produit une porteuse locale, prenant en considération l'erreur du discriminateur pour donner une plus petite erreur de phase à la prochaine étape.

II.7.1.2. Discriminateurs de phase de la boucle PLL

La discrimination de phase est la première étape de l'évaluation précise des erreurs de phase. Deux facteurs de qualité principaux sont typiquement employés pour caractériser les capacités de poursuites cohérentes d'un discriminateur :

1- La région de stabilité est définie comme étant la région entourant l'erreur de phase « zéro ». En effet, une certaine erreur de phase d'entrée aura comme conséquence une réponse moyenne du discriminateur ayant le même signe que l'erreur d'entrée. Ceci signifie que, pour une certaine erreur d'entrée, le discriminateur réagira dans la direction correcte et il devra converger vers l'erreur de phase zéro [66]- [48].

2- La région de poursuite linéaire est définie comme étant la région située autour de l'erreur de phase zéro. En effet, une certaine erreur de phase d'entrée aura comme conséquence une réponse moyenne de discriminateur qui est égale à l'erreur d'entrée. Ceci signifie que, pour une certaine erreur d'entrée, le discriminateur réagira parfaitement (c'est-à-dire, sans prévention).

Le choix d'un discriminateur de phase peut varier selon les paramètres de la structure du signal. L'importance particulière est la présence ou l'absence des bits d'informations, puisque les données binaires peuvent affecter la polarité du signal, qui implique également un changement de phase. En conséquence, les discriminateurs peuvent être divisés en deux classes ; basé sur des signaux avec et sans données de navigation [81].

II.7.1.2.1. Discriminateur de phase Galileo en présence des données

Les signaux Galileo ont été conçus pour diffuser l'information par un message de données. Un ensemble de bits d'informations rectangulaire sous forme du code NRZ module ainsi la porteuse, qui a comme conséquence les changements possibles de polarité à chaque transition de bit d'informations. C'est équivalent, du point de vue de phase de la porteuse, à un déphasage de 180° qui n'est pas acceptable pour obtenir des mesures précises puisqu'il implique que la poursuite de la porteuse sera dégradée par de tels changements brusques. En

conséquence, la présence des données a deux impacts principaux sur la conception d'une boucle PLL :

1- Le temps d'intégration cohérent maximum dans la boucle PLL est limité à une durée d'un bit d'informations.

2- Le discriminateur doit être choisit de façon à être peu sensible aux variations brusques des phases cohérentes dues aux bits d'informations.

Pour résoudre le deuxième problème, des discriminateurs spéciaux ont été utilisés. Le plus employé est le résultat de la multiplication de la composante en phase et la composante en quadrature. Il est donné par l'expression de l'équation suivante [13]:

$$D_p = I_p Q_p \quad (92)$$

Ce discriminateur est peu sensible aux variations brusques de la phase (180°) puisqu'il est basé sur le produit des composantes en phase et en quadrature de la CF qui changent de signe simultanément pendant une transition de bit d'informations. Notez que ce discriminateur poursuit réellement deux fois l'erreur de phase ce qui réduit son domaine de stabilité à $\left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$. Il est également à noter que ce discriminateur exige une normalisation pour supprimer l'impact de la puissance du signal. La sortie de ce discriminateur est illustrée sur la figure (II.37).

Un autre discriminateur possible qui est peu sensible à la transition de bit d'informations est le discriminateur classique d'arctangente (A_{\tan}). Son expression est donnée par [13]:

$$D_{a_{\tan}} = \arctan\left(\frac{Q_p}{I_p}\right) \quad (93)$$

Comme l'illustre la figure (II.37), comparé au 1^{er} discriminateur de phase, le 2^{ème} possède la même gamme de stabilité mais avec une région de poursuite linéaire prolongée. De plus, ce discriminateur n'en a pas besoin d'une normalisation. Les deux discriminateurs présentés ci-dessus ont la caractéristique de présenter plusieurs points de verrouillage séparés par π radians.

II.7.1.2.2. Discriminateur de phase Galileo en présence de signaux pilote

Dans des conditions parfaites, l'utilisation d'un canal pilote permet l'intégration cohérente pour tant que désirée. Elle permet également à la PLL d'utiliser un discriminateur qui n'est pas exigé pour être peu sensible aux variations brusques de la phase 180° . En conséquence, d'autres discriminateurs que ceux présentés pour la voie de transmission de données peuvent

être utilisés. Deux principaux discriminateurs vont être présentés à savoir : le discriminateur cohérent et le discriminateur arctangente étendue.

Le discriminateur cohérent a été formulé par [82], à savoir :

$$D_{Coh} = Q_P \tag{94}$$

En l'absence de tout perturbateur, l'équation (94) peut être approchée par :

$$D_{Coh} = \sqrt{\frac{P}{2}} \hat{R}(\varepsilon_\tau) \sin(\varepsilon_\phi) \xrightarrow{\varepsilon_\phi \rightarrow 0} \sqrt{\frac{P}{2}} \hat{R}(\varepsilon_\tau) \varepsilon_\phi \tag{95}$$

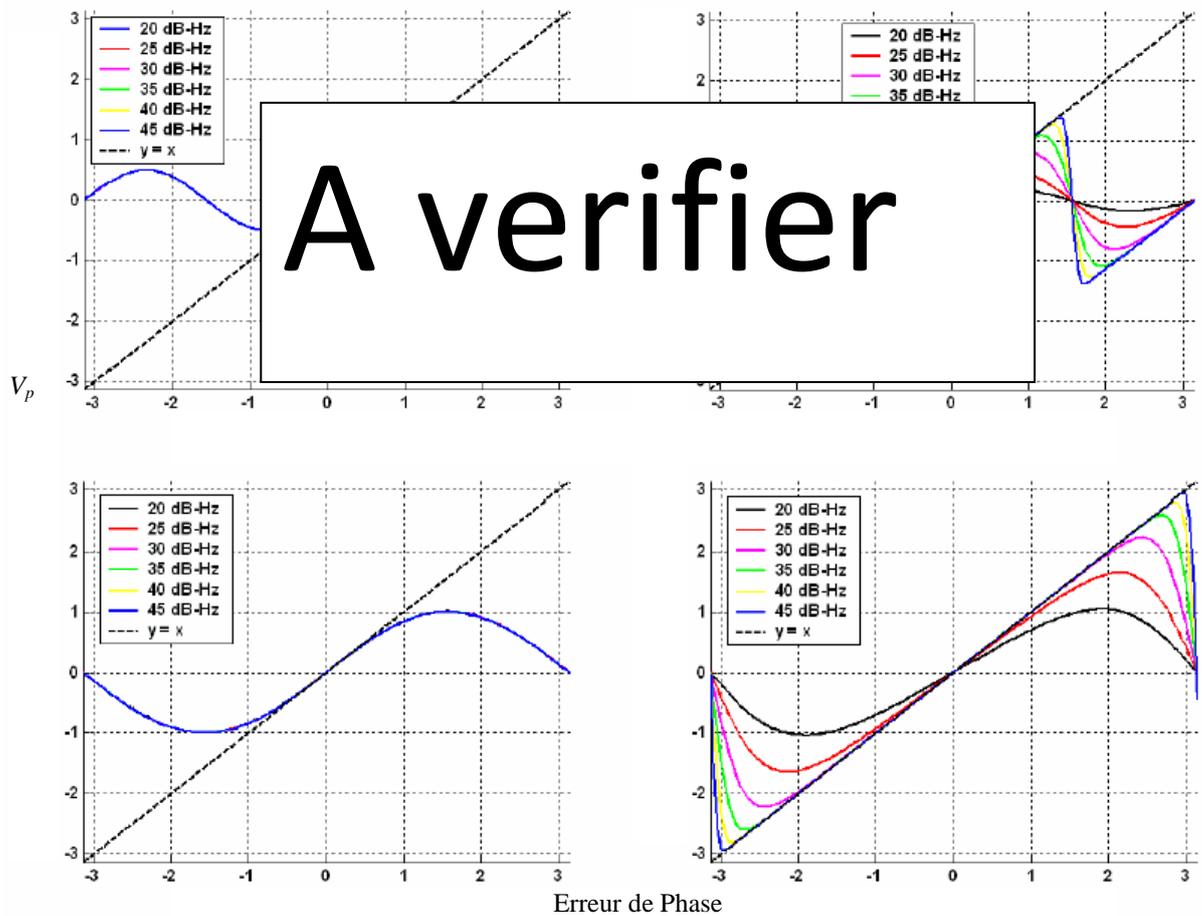


Figure.II.37. Discriminateurs des différentes structures DP (gauche supérieur), Atan (en haut à droite), Cohérent (gauche inférieur) et Atan2 (droite inférieure)

À la différence du discriminateur de phase D_P , le discriminateur cohérent n'implique aucune multiplication des sorties des corrélateurs et, par conséquent, aucune perte n'est prévue. Comme l'illustre la figure (II.37), le domaine de stabilité du discriminateur cohérent est deux fois plus grand que celui du D_P comme il poursuit directement l'erreur de phase. Ce discriminateur exige également la normalisation.

Un discriminateur étendu de l'arctangente ($A_{\tan 2}$) peut également être utilisé pour le canal pilote. Son expression est donnée par [83] :

$$D_{a_{\tan 2}} = \arctan 2(Q_p, I_p) \quad (96)$$

En l'absence des perturbations, il est égale à :

$$D_{a_{\tan 2}} = \varepsilon_\phi \quad (97)$$

Ce discriminateur, comme il couvre une gamme entière située entre $[-\pi, \pi]$, il a la plus grande plage linéaire en le comparant avec les discriminateurs précédents. Ceci permet une tolérance de l'erreur de phase assez grande sans perte de poursuite. Il est intéressant de noter que ce discriminateur est égal au discriminateur arctangente classique pour une erreur de phase située dans l'intervalle $\left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$. Aucune normalisation n'est exigée pour le discriminateur d'arctangente étendu.

II.7.2. Processus de Poursuite de Code

Comme nous l'avons déjà signalé, il est nécessaire, dans les systèmes de navigations, tel que le système Galileo, de faire la synchronisation entre le code du récepteur et celui du satellite. Cette synchronisation est nécessaire pour le calcul du temps de propagation nécessaire pour la détermination de la position. Rappelons que si le code généré localement et le code reçu sont désynchronisés l'énergie du signal qui atteint le démodulateur de données du récepteur est alors très faible pour que l'on ait une détection suffisamment fiable. On obtient la première estimation du retard de propagation par les circuits d'acquisitions code-porteuse. En plus, il est nécessaire d'ajouter des circuits capables de maintenir cette synchronisation très précise, et d'affiner la coïncidence entre le code reçu et le code généré localement ; se sont les circuits de poursuite de code [66].

La poursuite de code est donc réalisée en utilisant les mêmes principes d'asservissement de phase et ceux de la poursuite de la porteuse, la différence principale entre les boucles à verrouillage de phase et les circuits de poursuite du code réside dans le discriminateur. En effet, dans les circuits de poursuite de la porteuse, le discriminateur est tout simplement constitué d'un multiplieur, tandis que pour les boucles de poursuite de code modernes, plusieurs multiplieurs, ensembles de filtres et détecteurs d'enveloppes sont souvent nécessaires pour construire le discriminateur [66]- [84]. Plusieurs boucles ont été proposées pour construire le discriminateur de code. Dans notre thèse de recherche nous nous

intéressons aux boucles de code dites à plein temps. Dans la première partie de cette section, on présente les boucles d’asservissement de code DLL classiques que se soit les boucles de code cohérentes ou non cohérente. Par la suite on présente les augmentations effectuées pour l’adaptation de ces boucles aux signaux de navigation Galileo [70].

Ces deux boucles utilisent deux corrélateurs de code indépendants afin d’affiner l’estimation du temps de propagation [13]- [2]. Le premier sert à réaliser la corrélation du signal reçu avec une réplique de code générée localement en avance généralement de $T_c / 2$ sur l’estimation locale.

Ce code est noté par $p\left(t - |T_c / 2| - \hat{\tau}\right)$. Quand au deuxième corrélateur, il effectue la

corrélation du code reçu mais cette fois avec un code en retard noté $p\left(t + |T_c / 2| - \hat{\tau}\right)$. Les

boucles DLL que nous allons présenter dans ce qui suit sont en fait conçues pour obtenir une erreur quadratique moyenne de poursuite minimale en présence du bruit blanc gaussien additif (cf. Annexe IV), et doivent être capables de poursuivre la dynamique du signal reçu. Avant d’entamer les caractéristiques des boucles de poursuites de code, nous allons présenter dans un premier lieu le principe de fonctionnement de ces boucles DLL.

II.7.2.1. Le circuit corrélateur

C’est l’élément essentiel dans la boucle de code DLL [2]. En effet, le signal d’entrée est multiplié par sa réplique qui est décalée de l’estimation du retard de propagation estimé par les circuits d’acquisition code-porteuse.

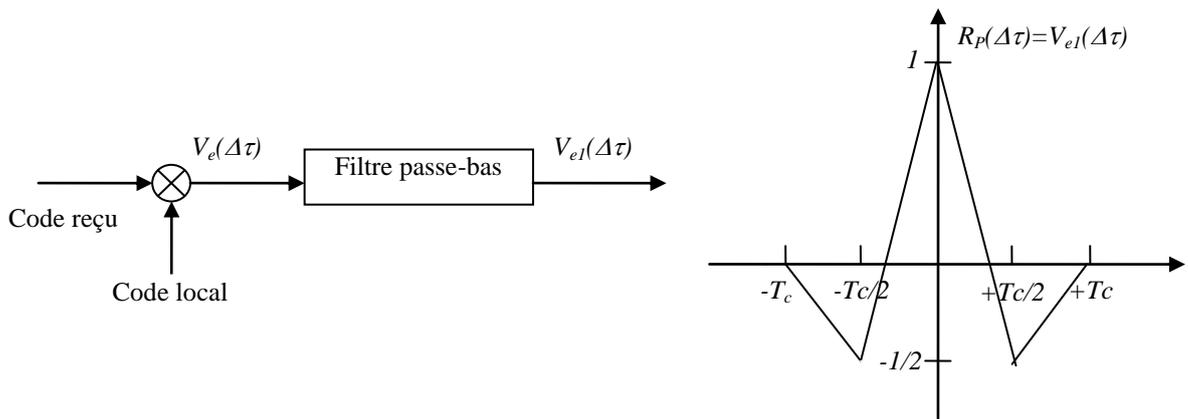


Figure.II.38. Forme générale d’un corrélateur

Comme l’illustre la figure (II.38), le signal en sortie du multiplieur est filtré par un filtre passe bas corrélateur de durée d’intégration T_I beaucoup plus grande que la durée d’un chip T_c . On construit ainsi la CF entre le code local et le code reçu. Cependant, la sortie du corrélateur

n'est en elle même pas suffisante pour poursuivre le code, étant donné que l'on n'a aucune information concernant le signe de l'erreur commise sur le retard du signal reçu. Par contre, en combinant plusieurs corrélateurs, on peut mettre en place une fonction discriminatrice capable d'évaluer avec précision la valeur du retard à appliquer au code local, pour qu'il soit synchronisé avec le code reçu. C'est en fait le principe de fonctionnement de la boucle à verrouillage de code, que nous allons décrire dans ce qui suit.

II.7.2.2. DLL Cohérente

II.7.2.2.1. Principe de fonctionnement

Dans les applications de navigation par satellite Galileo et GPS, le rôle des circuits de poursuite de code est de maximiser la CF entre le code local et le code reçu par rapport à la différence de phase entre les deux à savoir τ et ceci en connaissant le changement de fréquence f_d due à l'effet Doppler [85]. Dans n'importe quelle fonction, les maxima sont déterminés par les points pour lesquels la première dérivée s'annule. Par conséquent, il faut résoudre par rapport à τ l'équation suivante :

$$\frac{d}{d\tau} \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} S_r(t) p(t-\tau) dt = \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} S_r(t) p'(t-\tau) dt = 0 \quad (98)$$

L'équation (98) représente la dérivée de la CF. Dans ce cas :

$$p'(t-\tau) = \frac{d(t-\tau)}{d\tau} \quad (99)$$

L'équation (99) représente la dérivée du code PN.

D'après le théorème des différences finies [86], l'équation (99) peut être approchée par l'expression de l'équation suivante :

$$\frac{dp(t-\tau)}{d\tau} \approx \frac{p(t-\tau-dT_c) - p(t-\tau+dT_c)}{2dT_c} \quad (100)$$

L'équation (100) est fonction des codes avance et retard. De plus, la quantité dT_c représente un petit incrément temporel. Compte tenu de l'approximation (100), on peut constater que pour obtenir la valeur du retard pour laquelle la CF est maximale, il suffit de construire deux

corrélations avec le code reçu, la première étant construite avec un code avance et l'autre avec un code retard.

C'est pour cette raison que la majorité des boucles de poursuite de code DLL sont basées sur l'utilisation de corrélateurs avances et retards. Dans la plupart des boucles de poursuite de code, l'équation (100) est remplacée par l'expression de l'équation suivante :

$$\frac{dp(t-\tau)}{d\tau} \approx \frac{p\left(t-\tau-\frac{C_s}{2}\right)-p\left(t-\tau+\frac{C_s}{2}\right)}{C_s} \quad (101)$$

Avec :

$$p\left(t-\tau+\frac{C_s}{2}\right): \text{code retard}$$

$$p\left(t-\tau-\frac{C_s}{2}\right): \text{code avance}$$

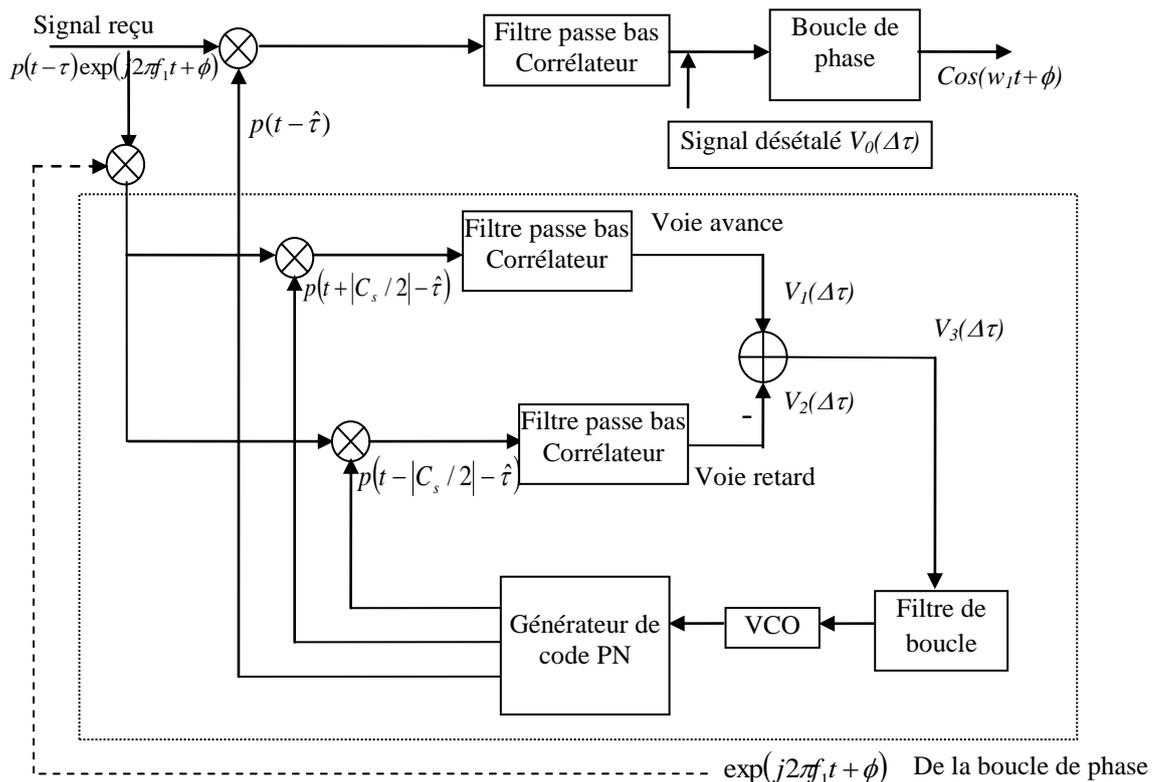


Figure.II.39. Schéma d'une boucle de code cohérente

La quantité $C_s = \frac{2T_c}{n}$ est appelée « espacement de chip », et représente l'écart de phase entre les codes avances retards. En effet, c'est cette valeur qui joue le rôle le plus important dans l'amélioration des performances des boucles DLL, en termes de précision d'estimation.

Un schéma fonctionnel d'une boucle de code cohérente [13] est présenté sur la figure (II.39). Les différentes étapes de construction de la fonction discriminatrice sont présentées sur la figure (II.40). Dans cette figure nous avons :

- 1- $V_0(\Delta\tau)$ représente la fonction d'intercorrrelation entre le code local et le code reçu.
- 2- $V_1(\Delta\tau)$ et $V_2(\Delta\tau)$ représentent respectivement les fonctions d'intercorrrelation entre le code reçu et les codes locaux avance et retard.
- 3- La différence $V_1(\Delta\tau)-V_2(\Delta\tau)$ représente la différence entre les corrélations avance et retard et qui construit le signal de correction $V_3(\Delta\tau)$.

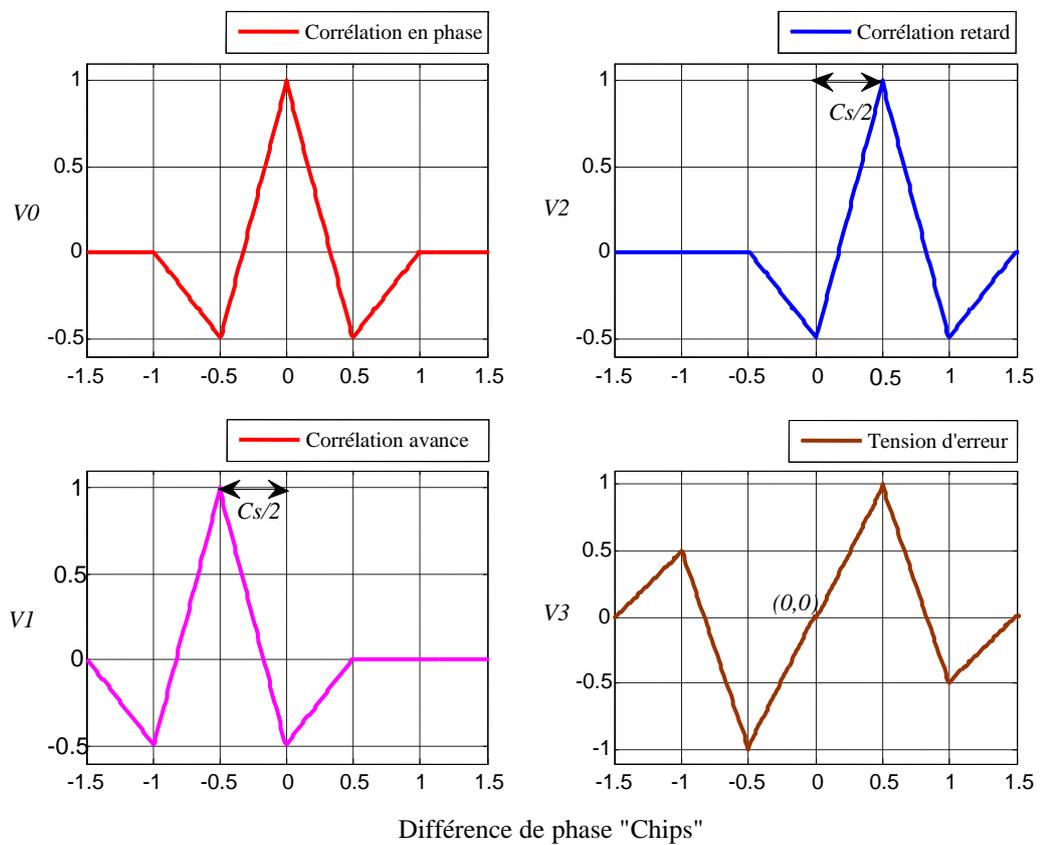


Figure.II.40. Construction de la tension d'erreur « DLL Cohérente »

La tension $V_3(\Delta\tau)$, représentant la caractéristique du discriminateur de la boucle de code, est appelée aussi tension d'erreur ou courbe « S ». Elle est utilisée pour piloter un oscillateur commandé en tension. Ce dernier, à son tour, pilote en fait le rythme de l'horloge du générateur de code PN en variant le retard qui permet d'ajuster le code local avec le signal reçu. L'asservissement de la boucle est considéré comme parfait lorsque la tension d'erreur s'annule pour une différence de phase nulle ($V_3(\Delta\tau)=0$ pour $\Delta\tau=0$). Si ce n'est pas le cas,

alors on doit augmenter ou diminuer, selon le signe de $\Delta\tau$, le rythme de l'horloge du VCO d'une façon à avoir la condition de verrouillage.

En présence du bruit (cf. Annexe IV), l'allure générale de la tension d'erreur ne change pas. En effet, il y aura du bruit additif au sommet de la tension d'erreur. La figure (II.41) illustre une tension d'erreur en présence du bruit [66]- [87].

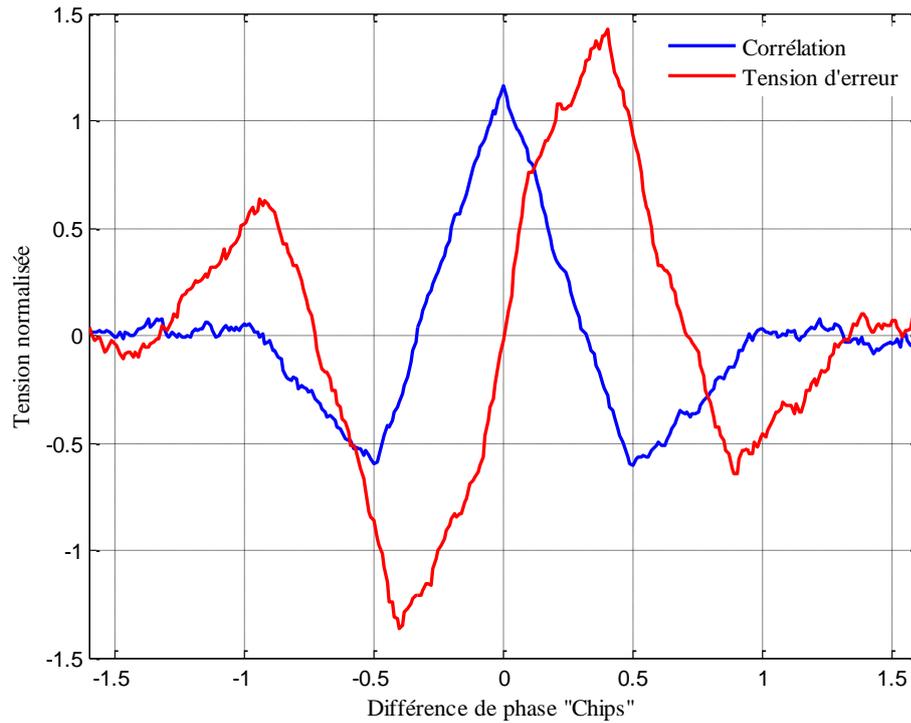


Figure.II.41. CF et Tension d'erreur de la boucle de code cohérente en présence du bruit

II.7.2.2.2. Expression analytique de la tension d'erreur de la boucle de code cohérente

La CF du code BOC(1,1)-Galileo peut être approchée par l'expression de l'équation suivante [37]:

$$R_p(\tau) = \begin{cases} a_0 \left(-1 + \frac{|\tau|}{T_c} \right) & \text{for } \frac{T_c}{2} \leq |\tau| \leq T_c \\ a_0 \left(1 - 3 \frac{|\tau|}{T_c} \right) & \text{for } -\frac{T_c}{2} \leq \tau \leq \frac{T_c}{2} \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (102)$$

La tension d'erreur s'écrit après normalisation

$$V_3(\Delta\tau) = V_{ec}(\Delta\tau) = R_p\left(\Delta\tau - \frac{C_s}{2}\right) - R_p\left(\Delta\tau + \frac{C_s}{2}\right) \quad (103)$$

On propose une équation analytique de cette tension d'erreur qui est donnée par les expressions des équations suivantes :

$$V_{ec}(\Delta\tau) = \begin{cases} a_0 \left(1 + \frac{1}{T_c} \left(\Delta\tau + \frac{C_s}{2} \right) \right) & -T_c - \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq -\frac{T_c}{2} - \frac{C_s}{2} \\ -a_0 \left(1 + \frac{3}{T_c} \left(\Delta\tau + \frac{C_s}{2} \right) \right) & -\frac{T_c}{2} - \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq -T_c + \frac{C_s}{2} \\ -a_0 \left(2 + \frac{1}{T_c} (4\Delta\tau + C_s) \right) & -T_c + \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq \frac{C_s}{2} \\ -2a_0 \left(1 - \frac{1}{T_c} (\Delta\tau + C_s) \right) & \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq -\frac{T_c}{2} + \frac{C_s}{2} \\ \frac{6a_0\Delta\tau}{T_c} & -\frac{T_c}{2} + \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq \frac{T_c}{2} - \frac{C_s}{2} \\ 2a_0 \left(1 + \frac{1}{T_c} (\Delta\tau - C_s) \right) & \frac{T_c}{2} - \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq \frac{C_s}{2} \\ a_0 \left(2 + \frac{1}{T_c} (-4\Delta\tau + C_s) \right) & \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq T_c - \frac{C_s}{2} \\ a_0 \left(1 + \frac{3}{T_c} \left(-\Delta\tau + \frac{C_s}{2} \right) \right) & T_c - \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq \frac{T_c}{2} + \frac{C_s}{2} \\ a_0 \left(-1 + \frac{1}{T_c} \left(\Delta\tau - \frac{C_s}{2} \right) \right) & \frac{T_c}{2} + \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq T_c + \frac{C_s}{2} \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (104)$$

$$V_{ec}(\Delta\tau) = \begin{cases} a_0 \left(1 + \frac{1}{T_c} \left(\Delta\tau + \frac{C_s}{2} \right) \right) & -T_c - \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq -T_c + \frac{C_s}{2} \\ \frac{a_0 C_s}{T_c} & -T_c + \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq -\frac{T_c}{2} - \frac{C_s}{2} \\ -a_0 \left(2 + \frac{1}{T_c} (4\Delta\tau + C_s) \right) & -\frac{T_c}{2} - \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq -\frac{T_c}{2} + \frac{C_s}{2} \\ \frac{-3a_0 C_s}{T_c} & -\frac{T_c}{2} + \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq -\frac{C_s}{2} \\ \frac{6a_0\Delta\tau}{T_c} & -\frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq +\frac{C_s}{2} \\ \frac{3a_0 C_s}{T_c} & -\frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq \frac{T_c}{2} - \frac{C_s}{2} \\ a_0 \left(2 + \frac{1}{T_c} (-4\Delta\tau + C_s) \right) & \frac{T_c}{2} - \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq \frac{T_c}{2} + \frac{C_s}{2} \\ \frac{-a_0 C_s}{T_c} & \frac{T_c}{2} + \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq T_c - \frac{C_s}{2} \\ a_0 \left(-1 + \frac{1}{T_c} \left(\Delta\tau - \frac{C_s}{2} \right) \right) & T_c - \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq T_c + \frac{C_s}{2} \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (105)$$

L'équation (104) correspond au cas où $C_s \leq \frac{T_c}{2}$ et l'équation (105) au cas $C_s \geq \frac{T_c}{2}$

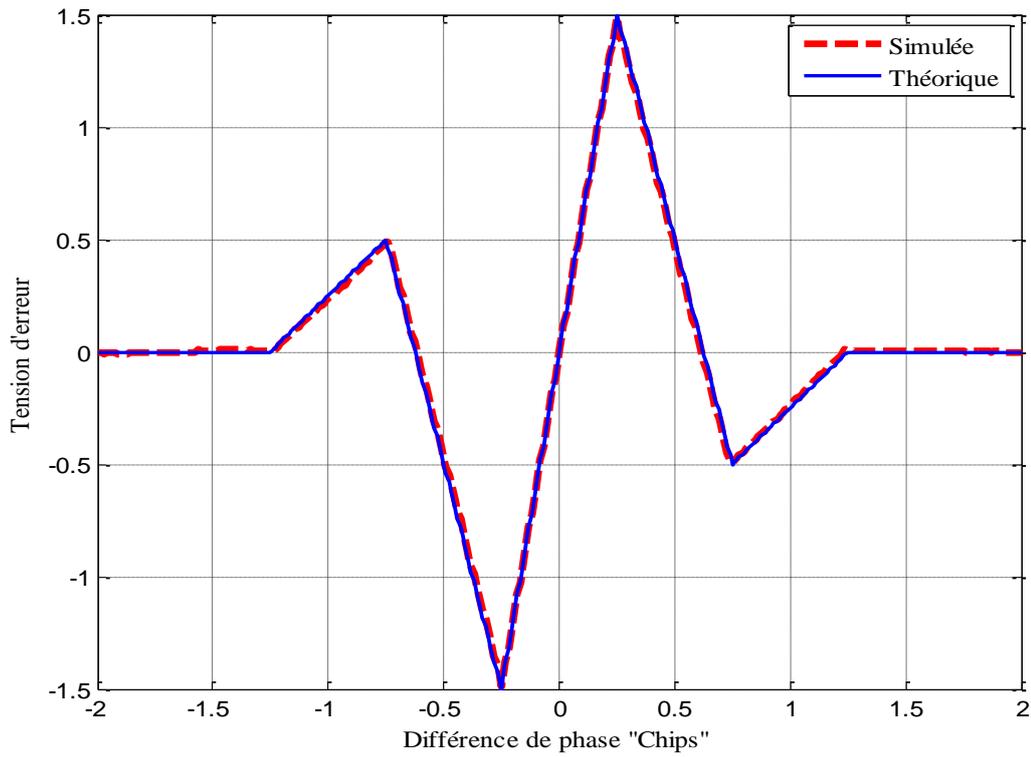


Figure.II.42. Tension d'erreur de la boucle de code cohérente (Théorique et Simulée)

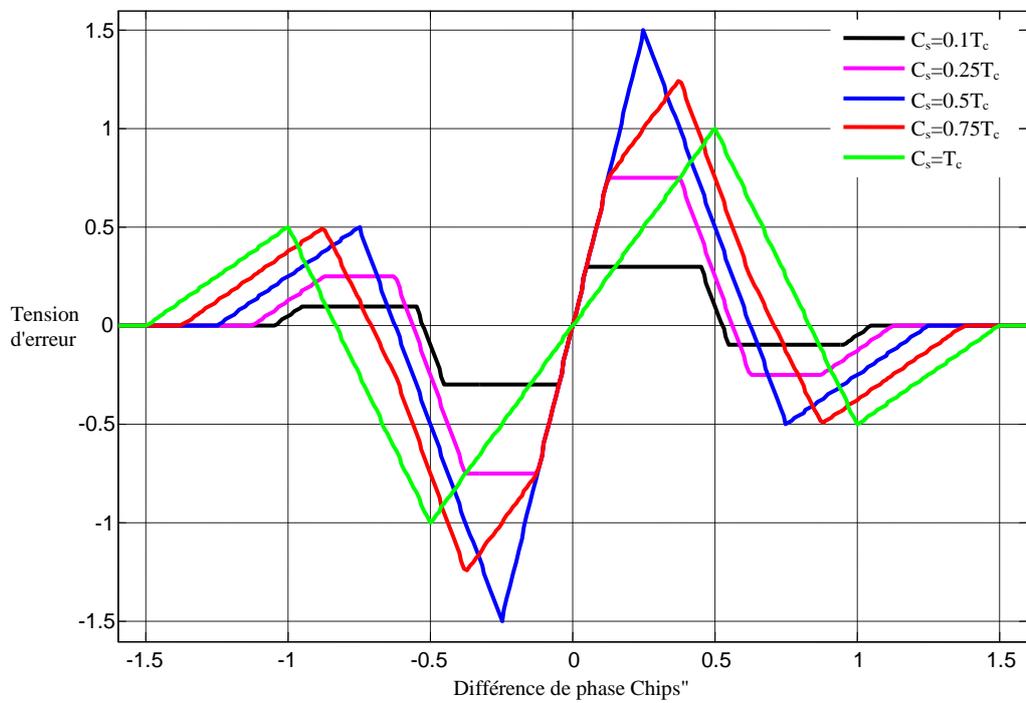


Figure.II.43. Tension d'erreur de la boucle de code cohérente pour différentes valeur de l'espacement de chip C_s

La figure (II.42) illustre les tensions d'erreur théorique et simulée. On remarque d'après cette figure qu'en l'absence des perturbations ces deux tensions d'erreurs s'annulent pour des différences de phases nulles.

En présence de certaines perturbations telles que le phénomène des MPs, la fonction discriminatrice (Tension d'erreur) sera perturbée. En effet, un offset sur le point de passage par zéro peut apparaître. Ceci a bien sûr pour effet de diminuer les performances de la boucle de poursuite de code, comme nous le préciserons plus tard, dans le prochain chapitre de cette thèse. La figure (II.43) illustre la variation de la fonction discriminatrice en fonction de l'espacement de chip C_s .

II.7.2.2.3. DLL cohérente en présence du Bruit

La variance de l'erreur de code pour un signal NRZ de puissance P est donnée par (cf. Annexe IV) :

$$\frac{\sigma_{\Delta\tau}^2}{T_c^2} = \frac{N_0 B_L}{2P} \quad \text{chip}^2 \quad (106)$$

Soit :

$$\sigma_{\Delta\tau} = T_c \sqrt{\frac{N_0 B_L}{2P}} \quad \text{secondes} \quad (107)$$

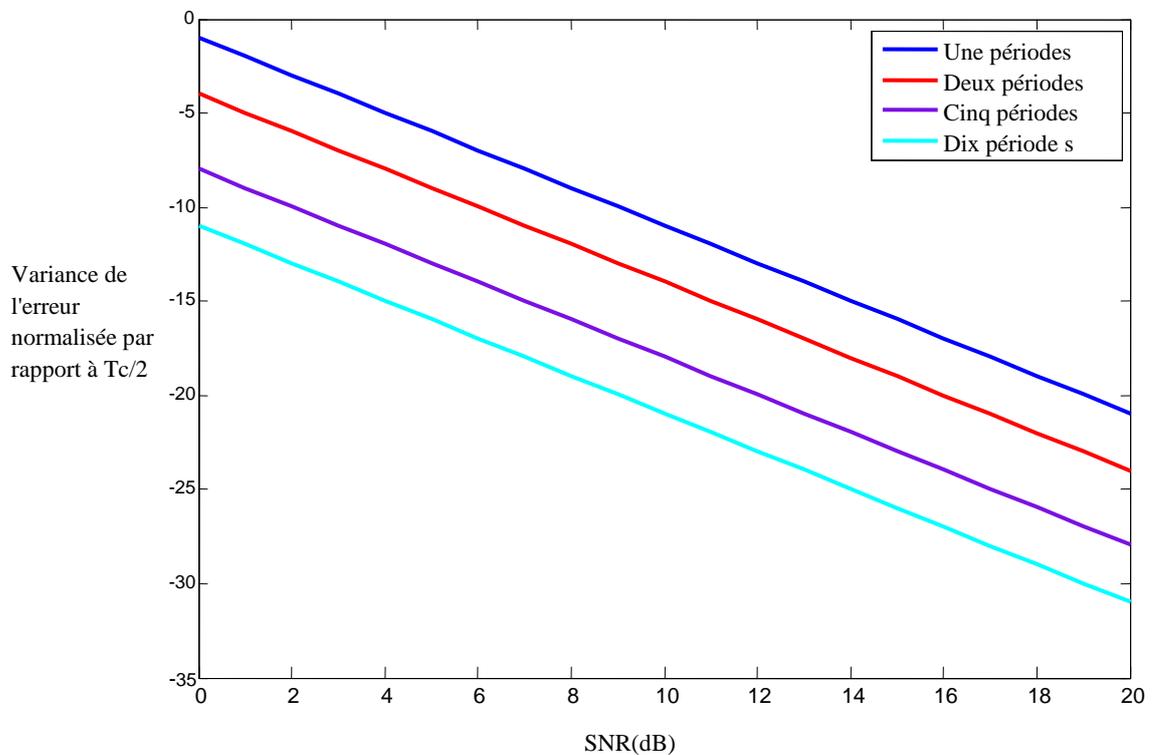


Figure.II.44. Variance de l'erreur de code de la DLL cohérente

La figure (II.44) illustre le comportement de la boucle de poursuite de code cohérente en présence du bruit. Cette courbe étant obtenue pour une puissance $P=1$ puisque les codes considérés prennent les valeurs $+1$ et -1 . La largeur de bande correspond à une durée d'intégration d'une période du code dans la boucle DLL. Nous avons tracé aussi la variance de l'erreur pour une durée d'intégration égale respectivement à : deux, cinq et dix périodes du code.

Comme l'illustre cette figure, plus la période d'intégration de la corrélation est petite, plus la variance obtenue est grande.

II.7.2.3. DLL non-Cohérente

II.7.2.3.1. Principe de fonctionnement

Dans les systèmes de radionavigation tel que le système Galileo, quand on est capable, au préalable, d'obtenir une estimation correcte de la fréquence porteuse à l'aide des circuits PLL, on peut supprimer la modulation et travailler en bande de base. Ce signal peut alors être traité par des boucles DLL cohérente.

Dans le cas contraire, le signal doit être traité en bande transposée ; c'est le rôle de la boucle non cohérente. La figure (II.45) illustre la structure de la boucle de code non cohérente.

Puisque l'on ne connaît pas exactement la fréquence porteuse causée par l'effet Doppler, ce type de boucle doit donc être capable de fonctionner en présence d'un décalage par rapport à la fréquence nominale. Les corrélateurs cohérents de la boucle de code cohérente sont remplacés par des corrélateurs passe-bande non cohérents suivis de détecteurs d'enveloppe. Les signaux à la sortie de chaque multiplieur sont en bande étroite. Le filtre passe-bande utilisé doit avoir une bande suffisante pour laisser passer l'excursion de fréquence causée par l'effet Doppler ainsi que la modulation des données, mais suffisamment étroite pour rejeter autant de bruit.

La figure (II.46) illustre les différentes étapes pour la construction de la tension d'erreur de la boucle de code non cohérente.

Les voies avance et retard sont données par :

$$V_1(\Delta\tau) = R_p^2(\Delta\tau + C_s/2) \quad (108)$$

$$V_2(\Delta\tau) = R_p^2(\Delta\tau - C_s/2) \quad (109)$$

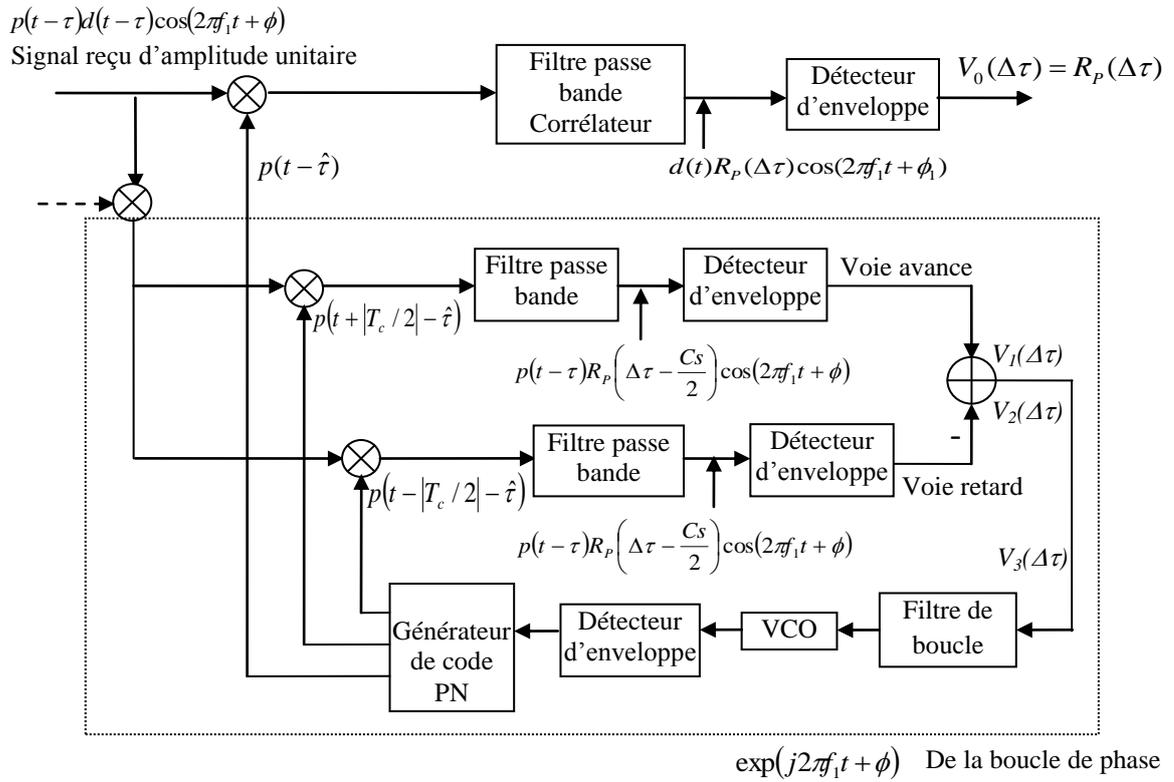


Figure.II.45. Structure de la DLL non-Cohérente

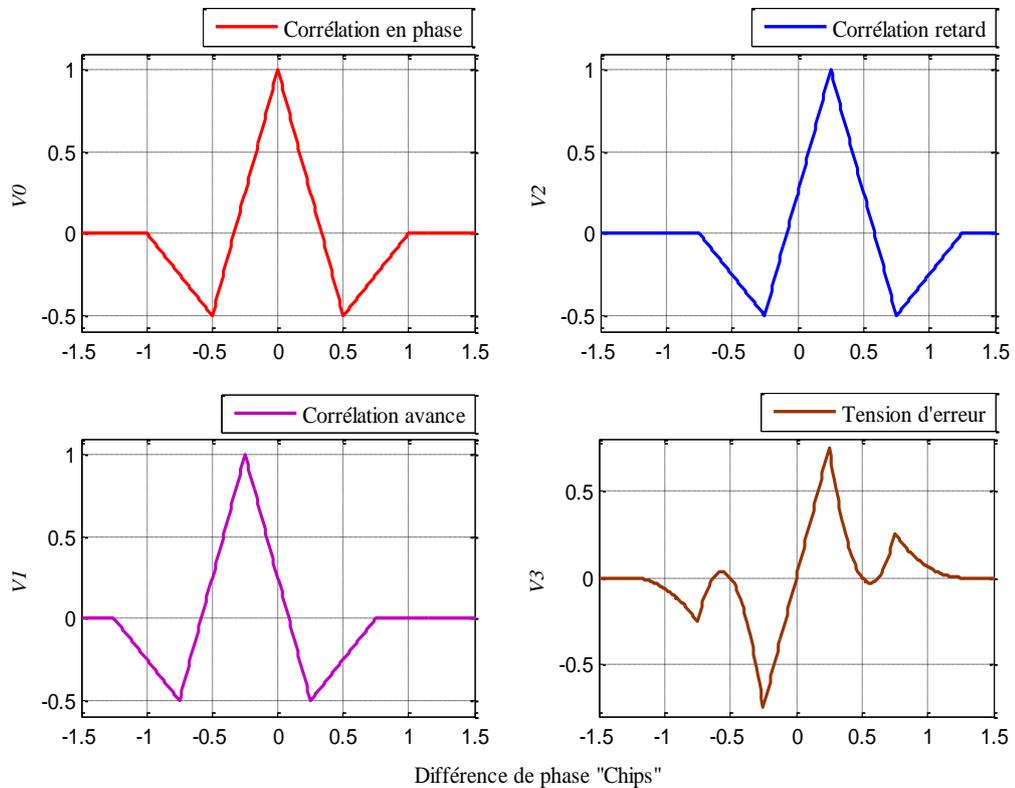


Figure.II.46. Construction de la tension d'erreur « DLL non-Cohérente »

II.7.2.3.2. Expression analytique de la tension d'erreur de la boucle de code non-Cohérente

La tension d'erreur de la boucle de code non-Cohérente ($V_{nc}(\Delta\tau)$) non perturbée s'écrit après normalisation :

$$V_{nc}(\Delta\tau) = R_p^2 \left(\Delta\tau - \frac{C_s}{2} \right) - R_p^2 \left(\Delta\tau + \frac{C_s}{2} \right) \quad (110)$$

Dans ce travail de recherche, nous proposons une expression de cette tension d'erreur. Nous discutons ainsi les valeurs de C_s situées dans l'intervalle $[0, T_c]$. Les deux expressions sont données par les expressions des équations (111) et (112).

Cette fonction d'erreur est périodique de période N . l'ensemble de ces équations définit un seul cycle. Nous pouvons remarquer d'après ces équations que dans la région proche du point de fonctionnement de la boucle DLL non-cohérente, la tension d'erreur est linéaire, bien que des opérations non linéaires aient été utilisées pour construire cette fonction discriminatrice.

La figure (II.47) illustre l'allure de cette tension d'erreur pour différentes valeurs de l'espacement de chip.

$$\begin{aligned}
 & 1- C_s \leq \frac{T_c}{2} \\
 & V_{ec}(\Delta\tau) = \left\{ \begin{array}{ll}
 -a_0^2 \left(1 + \frac{1}{T_c} \left(\Delta\tau + \frac{C_s}{2} \right) \right)^2 & -T_c - \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq -T_c + \frac{C_s}{2} \\
 \frac{a_0^2 2C_s}{T_c} \left(1 + \frac{\Delta\tau}{T_c} \right) & -T_c + \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq -\frac{T_c}{2} - \frac{C_s}{2} \\
 a_0^2 \left(-\frac{8(\Delta\tau)^2}{T_c^2} - \frac{4}{T_c} \left(1 + \frac{5C_s}{2T_c} \right) \Delta\tau - \frac{2C_s^2}{T_c^2} - \frac{4C_s}{T_c} \right) & -\frac{T_c}{2} - \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq -\frac{T_c}{2} + \frac{C_s}{2} \\
 -\frac{6a_0^2 C_s}{T_c} \left(1 + \frac{3\Delta\tau}{T_c} \right) & -\frac{T_c}{2} + \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq -\frac{C_s}{2} \\
 \frac{12a_0^2 \Delta\tau}{T_c} \left(1 - \frac{3C_s}{2T_c} \right) & -\frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq +\frac{C_s}{2} \\
 \frac{6a_0^2 C_s}{T_c} \left(1 - \frac{3\Delta\tau}{T_c} \right) & -\frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq \frac{T_c}{2} - \frac{C_s}{2} \\
 a_0 \left(2 + \frac{1}{T_c} (-4\Delta\tau + C_s) \right) & \frac{T_c}{2} - \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq \frac{T_c}{2} + \frac{C_s}{2} \\
 a_0^2 \left(-\frac{8(\Delta\tau)^2}{T_c^2} - \frac{4}{T_c} \left(1 + \frac{5C_s}{2T_c} \right) \Delta\tau + \frac{2C_s^2}{T_c^2} + \frac{4C_s}{T_c} \right) & \frac{T_c}{2} + \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq T_c - \frac{C_s}{2} \\
 a_0^2 \left(-1 + \frac{1}{T_c} \left(\Delta\tau - \frac{C_s}{2} \right) \right) & T_c - \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq T_c + \frac{C_s}{2} \\
 0 & \text{Ailleurs}
 \end{array} \right. \quad (111) \\
 & 2- C_s \geq \frac{T_c}{2}
 \end{aligned}$$

$$V_{enc}(\Delta\tau) = \begin{cases} -a_0^2 \left(1 + \frac{1}{T_c} \left(\Delta\tau + \frac{C_s}{2}\right)\right)^2 & -T_c - \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq -\frac{T_c}{2} - \frac{C_s}{2} \\ -a_0^2 \left(1 + \frac{3}{T_c} \left(\Delta\tau + \frac{C_s}{2}\right)\right)^2 & -\frac{T_c}{2} - \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq -T_c + \frac{C_s}{2} \\ a_0^2 \left(-\frac{8(\Delta\tau)^2}{T_c^2} - \frac{4}{T_c} \left(1 - \frac{5C_s}{2T_2}\right) \Delta\tau - \frac{2C_s^2}{T_c^2} - \frac{4C_s}{T_c}\right) & -T_c + \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq -\frac{C_s}{2} \\ a_0^2 \left(-\frac{8(\Delta\tau)^2}{T_c^2} + \frac{4}{T_c} \left(2 - \frac{5C_s}{2T_2}\right) \Delta\tau - \frac{2C_s^2}{T_c^2} - \frac{2C_s}{T_c}\right) & -\frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq -\frac{T_c}{2} + \frac{C_s}{2} \\ \frac{12a_0^2 \Delta\tau}{T_c} \left(1 - \frac{3C_s}{2T_c}\right) & -\frac{T_c}{2} + \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq \frac{T_c}{2} - \frac{C_s}{2} \\ a_0^2 \left(\frac{8(\Delta\tau)^2}{T_c^2} + \frac{4}{T_c} \left(2 - \frac{5C_s}{2T_2}\right) \Delta\tau + \frac{2C_s^2}{T_c^2} - \frac{2C_s}{T_c}\right) & \frac{T_c}{2} - \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq \frac{C_s}{2} \\ a_0^2 \left(\frac{8(\Delta\tau)^2}{T_c^2} - \frac{4}{T_c} \left(1 + \frac{5C_s}{2T_2}\right) \Delta\tau + \frac{2C_s^2}{T_c^2} + \frac{4C_s}{T_c}\right) & \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq T_c - \frac{C_s}{2} \\ a_0^2 \left(1 - \frac{3}{T_c} \left(\Delta\tau + \frac{C_s}{2}\right)\right)^2 & T_c - \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq \frac{T_c}{2} + \frac{C_s}{2} \\ a_0^2 \left(-1 + \frac{1}{T_c} \left(\Delta\tau - \frac{C_s}{2}\right)\right)^2 & \frac{T_c}{2} + \frac{C_s}{2} \leq \Delta\tau \leq T_c + \frac{C_s}{2} \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (112)$$

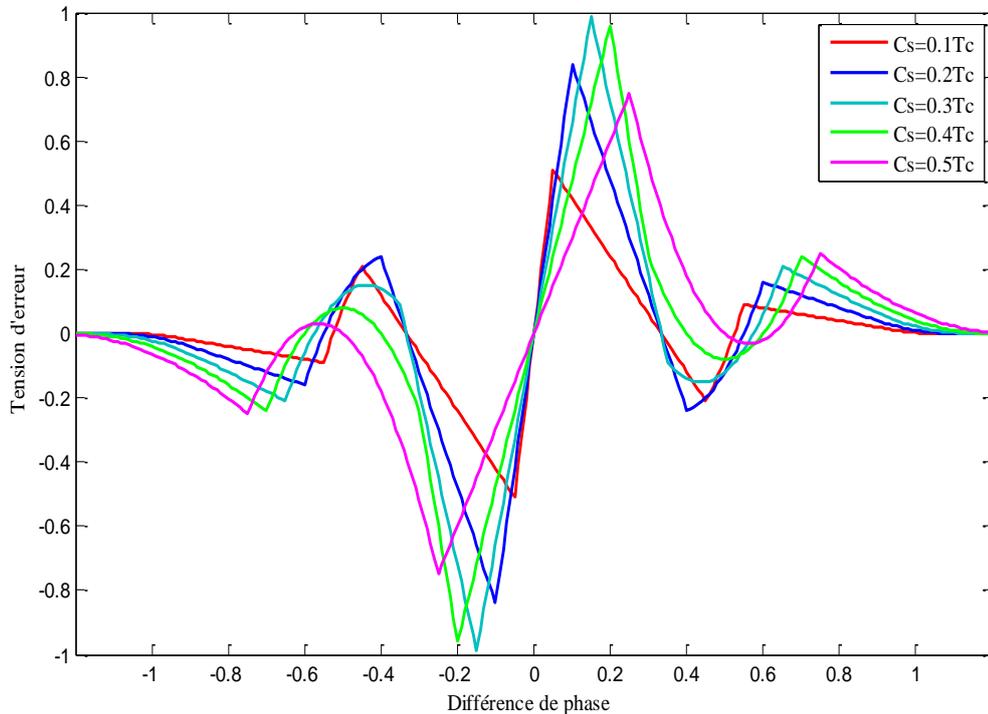


Figure.II.47. Tension d'erreur de la DLL non cohérente pour différente valeurs de l'espacement de chip

Nous remarquons les zones linéaires proches du point de fonctionnement qui sont situées entre les deux maxima de la tension d'erreur. Comme le cas de la boucle de code cohérente, toutes ces tensions d'erreurs s'annulent pour une différence de phase nulle conduisant ainsi le

verrouillage de la boucle DLL pour les deux cas sur la bonne valeur du retard de propagation. En outre, ce point de fonctionnement peut se déplacer en présence de quelques phénomènes comme les MPs, ce que nous allons voir dans le chapitre suivant.

II.7.3. Architectures de poursuite code-phase simulées

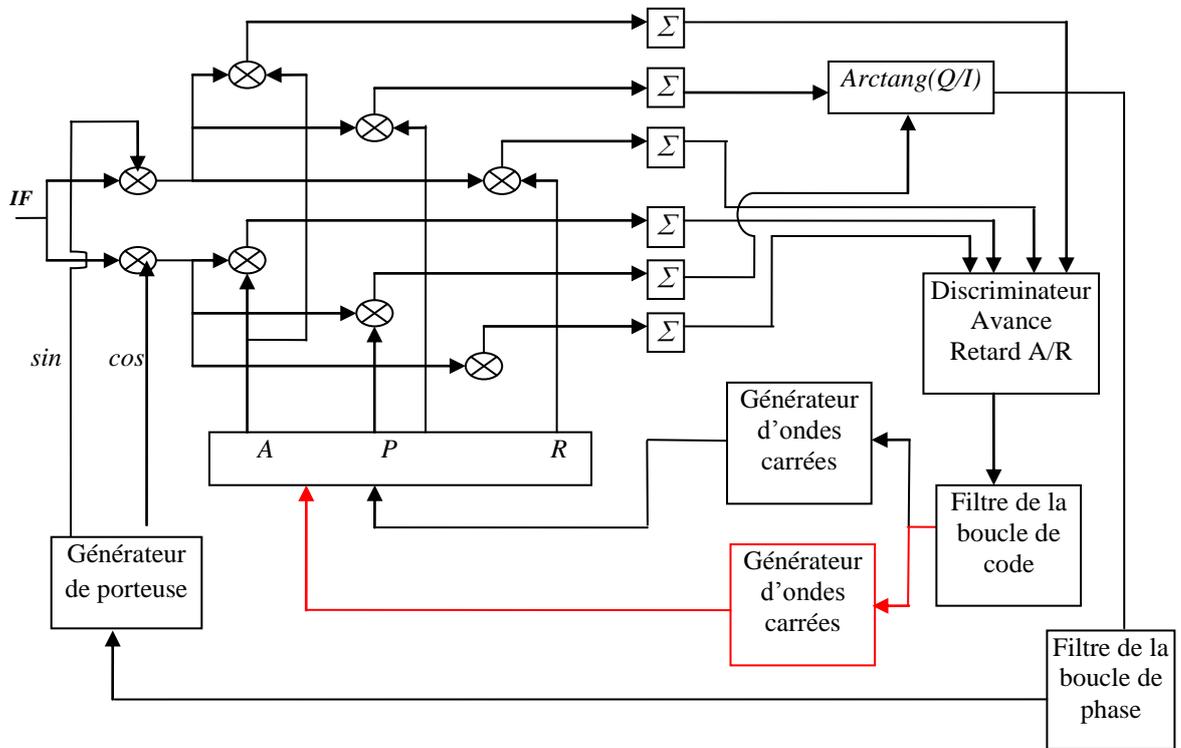


Figure.II.48. Module de poursuite cohérent code-phase simulé (Récepteur BOC Galileo)

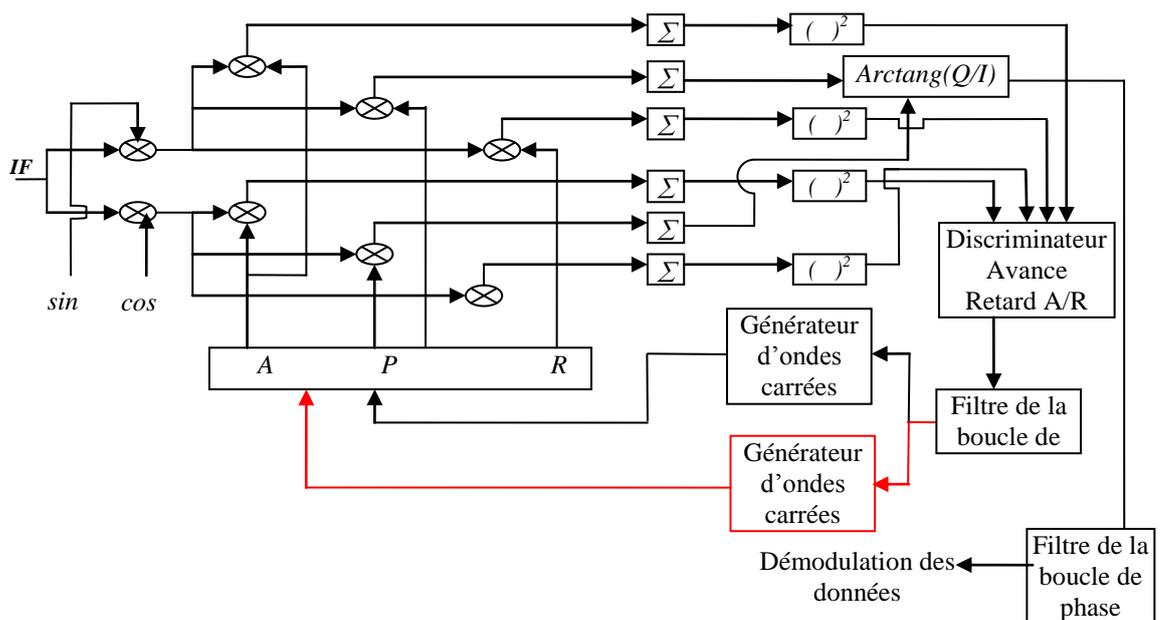


Figure.II.49. Module de poursuite non cohérent code - phase simulé (Récepteur BOC Galileo)

Deux modules de poursuite PLL-DLL, que nous avons simulé à l'aide de l'outil de simulation Matlab, sont illustrés sur les figures (II.48) et (II.49) pour des structures cohérente et non cohérente [14]. La différence entre cette architecture et l'architecture GPS classique réside dans la présence d'un bloc supplémentaire (en rouge) qui est le générateur d'ondes carrées. En effet, comme nous l'avons déjà vu dans le 1^{er} chapitre, ce dernier a pour rôle de créer, en collaboration avec le générateur de code local, les codes BOC Galileo.

II.8 Conclusion

Le principe de fonctionnement du module RF ainsi que les processus d'acquisition et de poursuite des signaux Galileo ont fait l'objectif de ce chapitre. Nous avons distingué deux types de boucles de poursuite des signaux Galileo à savoir la boucle de code cohérente et la boucle de code non cohérente. Nous les avons calculé analytiquement et nous avons tracé leurs tensions d'erreurs. Nous avons aussi illustré l'influence du bruit sur la poursuite de code dans ce type de récepteurs. De plus, nous avons calculé et tracé les variations des tensions d'erreurs des deux boucles en fonction des paramètres de la durée d'une bribe et de l'espacement de chip. Ces calculs vont permettre par la suite de faire une comparaison du comportement de ces boucles en présence du phénomène des MPs. Ce phénomène ainsi que son influence sur la poursuite des signaux Galileo seront traités dans le chapitre suivant. Une étude et une implémentation des techniques de traitement de signal, visant à améliorer les performances, seront aussi élaborées.

THESE DE DOCTORAT

MODELE DES MULTITRAJETS ET PERFORMANCES DES RECEPTEURS GALILEO

ETUDE & AMELIORATION DES PERFORMANCES DES BOUCLES DE
POURSUITE DE CODE DANS LES RECEPTEURS DE NAVIGATION GALILEO EN
PRESENCE DE TRAJECTOIRES MULTIPLES

KHALED ROUABAH
2009/2010

III.1. Introduction - 77 -

III.2. Canal Galileo en présence des MPs - 77 -

III.2.1. Les MPs - 78 -

III.2.1.1. Réflexion spéculaire - 78 -

III.2.1.2. Réflexion diffusée - 79 -

III.2.3. Diagramme de phase - 80 -

III.2.5. La largeur de bande d'évanescence - 80 -

III.3. Caractéristique des MPs Galileo - 80 -

III.3.1 Retard de Propagation - 81 -

III.3.2. Atténuation due aux MPs - 82 -

III.3.3. Changement de polarisation - 83 -

III.4. Forme du signal à l'entrée du récepteur - 83 -

III.5. Performance des boucles DLL en présence des MPs - 84 -

III.5.1. Influence sur la CF - 84 -

III.5.2. Influence sur la DLL cohérente - 87 -

III.5.3. Tension d'erreur de la DLL Cohérente - 88 -

III.5.4. Influence sur la DLL non cohérente - 90 -

III.5.5. Tension d'erreur de la DLL non-Cohérente - 91 -

III.6. Offset de code de la DLL cohérente - 93 -

III.6.1. Code général BOC(α,β) Galileo - 93 -

III.6.2. Code BOC(1,1) Galileo - 94 -

III.7. Offset de code de la DLL non cohérente - 97 -

III.8. Techniques d'amélioration des performances - 99 -

III.8.1. Corrélateurs étroits - 100 -

III.8.2. Corrélateur Double-delta. - 101 -

III.8.3. Corrélateur Stroboscopique - 105 -

III.8.4. Corrélateur à dérivée nième - 107 -

III.8.5. La technique de la pente avance-retard - 108 -

III.8.6. La technique de la pente avance retard améliorée - 109 -

III.8.7. Technique « Triangle Endpoint Difference (TrEnd)» - 110 -

III.8.8. Méthodes du maximum de vraisemblance - 111 -

III.8.8.1. Modèle du signal perturbé par les MPs - 112 -

III.8.8.2. Estimation des MPs en utilisant la méthode ML - 113 -

III.8.8.2.1. Le banc de Corrélateur - 113 -

III.8.8.2.2. Le Multicorrélateur - 115 -

III.8.8.3. Structure MEDLL Cohérente - 117 -

III.8.8.4. MEDLL non cohérente - 119 -

III.8.8.5. Structure MMT - 119 -

III.8.8.6. Estimation des MPs par la technique FIMLA - 121 -

III.8.8.6.1. Implémentation de la technique FIMLA - 122 -

III.8.8.7. La structure Multi-DLL - 123 -

III.9. Conclusion - 124 -

Chapitre III : Modèle des Multitrajets et Performances des Récepteurs Galileo

III.1. Introduction

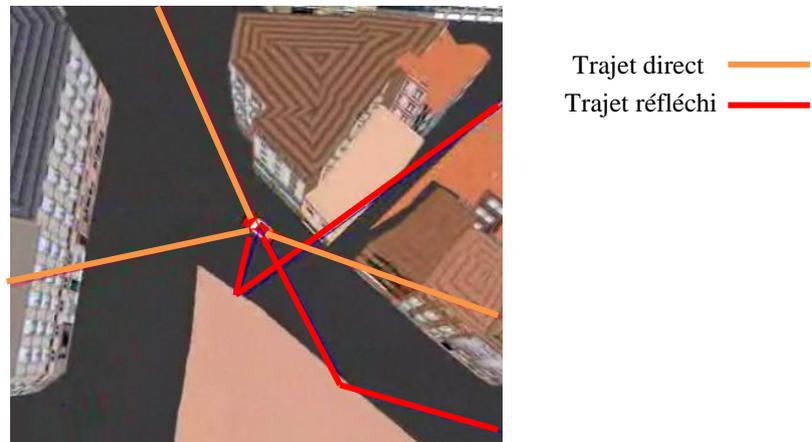
Dans les télécommunications par satellite, le phénomène des MPs est le phénomène de propagation qui a comme conséquence la présence de signaux radios à l'entrée de l'antenne de réception par deux chemins ou plus. Les causes de ces MPs incluent la réflexion et la réfraction des corps, de l'eau et des objets terrestres tels que les montagnes, les bâtiments, les arbres, ...etc. De plus, l'effet des MPs peut avoir une interférence constructive ou destructive avec aussi un déphasage du signal reçu. Ceci cause un évanouissement du canal qui est caractérisé par un modèle statistique standard connue sous le nom de distribution de Rayleigh [66]. Cette distribution avec un signal LOS fort est appelée distribution de Rice, ou évanouissement de Rice [66]. Bien que le système Galileo utilise des corrélateurs qui présentent une meilleure résistivité au phénomène des MPs en le comparant avec le système GPS, les mesures Galileo sont affectés par ce phénomène. Des erreurs de calcul de position peuvent atteindre des valeurs de quelque mètres voir quelque dizaines de mètres pour les applications civils [15]. Afin de bien étudier les performances des systèmes Galileo *LI-OS* dans un environnement perturbé par les MPs, une modélisation de la propagation de l'onde dans ce milieu doit être réalisée. Dans ce chapitre, nous présentons le modèle des MPs qui peuvent affectés un signal BOC(1,1) Galileo par la suite nous présentons son influence sur la poursuite des codes Galileo. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous décrirons les techniques de traitement de signal efficaces utilisées pour améliorer les performances des boucles de poursuite de code des récepteurs BOC(1,1) Galileo en présence des MPs.

III.2. Canal Galileo en présence des MPs

Les MPs s'observent lorsque les ondes émises par le satellite se réfléchissent sur de nombreuses surfaces présentes dans l'environnement. Ces différentes contributions vont se reconstituer au niveau du récepteur qui va donc traiter un signal différent du signal original. Pour comprendre comment les MPs perturbent le récepteur, il est important de mieux présenter ce phénomène et les moyens pour le modéliser.

III.2.1. Les MPs

Le problème des MPs est un phénomène par lequel le signal arrive au récepteur par trajectoires multiples attribuables aux réflexions et aux diffractions. Ce phénomène est illustré sur la figure (III.50).



En fait, la réflexion et la dispersion d'un signal par une surface ont trois composantes : la composante spéculaire, la composante diffusée et la composante diffractée.

III.2.1.1. Réflexion spéculaire

La réflexion spéculaire se produit dans le cas d'une surface régulière ; l'onde réfléchie est le résultat de la radiation de plusieurs points dans le plan de Fresnel [66]. L'onde résultante a une petite variation de la phase et de l'amplitude. Par conséquent, elle est plus déterministe que d'autre type de réflexion. Dans ce cas un signal réfléchi est dominant par rapport aux autres composantes. Le signal reçu est en fait la somme globale du signal direct et d'une réplique retardée de ce signal multipliée par un coefficient d'amplitude relative dépendant de la constitution de la surface réfléchissante et du gain de l'antenne dans la direction du signal incident. On est assuré de n'obtenir que la composante spéculaire si les surfaces réfléchissantes mises en cause sont lisses et grandes par rapport à la première zone de Fresnel [66]. Cette dernière est définie comme étant la surface pour laquelle la différence absolue de trajet radioélectrique entre le signal direct et le signal réfléchi est inférieure ou égale à la demi longueur d'onde, et ceci pour tous les points de la surface réfléchissante. Les zones de Fresnel sont en général des ellipses. Comme l'illustre la figure (III.51), les ellipsoïdes de Fresnel représentent plus simplement le volume d'espace autour du signal direct qui doit être libre pour assurer une transmission non perturbée.

Dans les applications Galileo, étant donné que la distance du réflecteur au satellite est toujours beaucoup plus grande que la distance du réflecteur au récepteur, la première zone de Fresnel peut être approximée par la formule suivante [66]- [88] :

$$F \cong \frac{\pi\lambda D}{\sin(\theta)} \quad (113)$$

Avec :

λ : Longueur d'onde.

θ : Angle d'incidence.

D : Distance entre le récepteur et le point de réflexion.

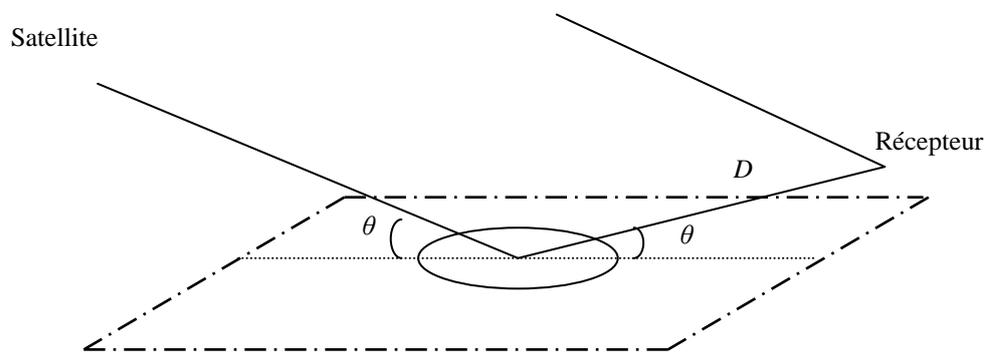


Figure.III.51. Première zone de Fresnel sur le plan réfléchissant

III.2.2.2. Réflexion diffusée

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

La figure (III.52) illustre les deux types de réflexions.

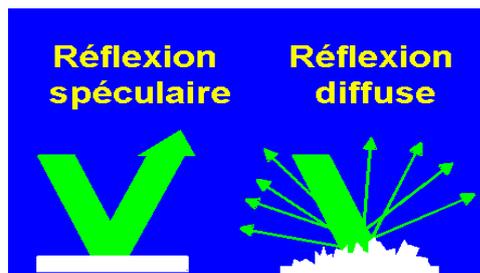


Figure.III.52. Réflexion spéculaire et réflexion diffusée

III.2.3. Diagramme de phase

Pour compléter cette présentation du phénomène de propagation par trajets multiples, on peut concrètement illustrer, à l'aide d'un diagramme de phase, les relations entre les signaux direct, réfléchi et le signal composite effectivement poursuivi par la boucle de code DLL du récepteur Galileo. Sur la figure (III.53), la phase du signal direct est notée ϕ et celle du signal réfléchi β . Le signal composite reçu est la somme du signal direct et des autres composantes réfléchies.

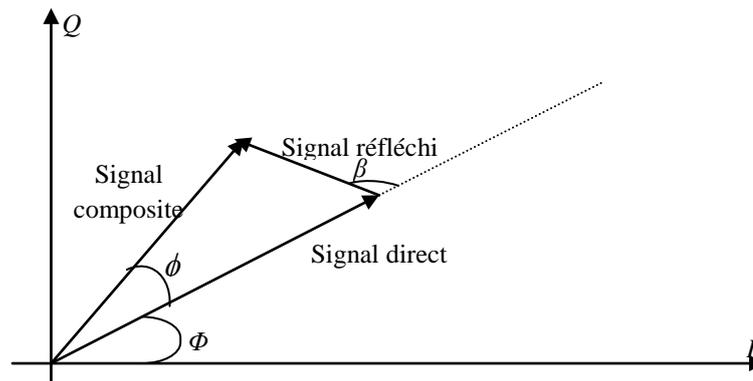


Figure.III.53. Diagramme de phase

III.2.5. La largeur de bande d'évanescence

La largeur de bande d'évanescence est l'excursion de la fréquence Doppler entre les signaux réfléchis et le signal direct. Elle est notée B_f et elle dépend de la géométrie satellite – récepteur – réflecteur et de la vitesse du récepteur. De plus, elle s'avère être un paramètre très important quant à la caractérisation des erreurs de mesure de position dans les récepteurs Galileo. Dans ces derniers, la bande d'évanescence est comparée à celle du filtre de la boucle DLL « B_{filtre} », on distingue ainsi deux cas [88]:

1. $B_f < B_{\text{filtre}}$: dans ce cas le vecteur du signal réfléchi varie peu dans le plan par rapport au trajet direct, c'est l'évanescence lente.
2. $B_f > B_{\text{filtre}}$: dans ce cas le vecteur du signal réfléchi varie beaucoup dans le plan par rapport au trajet direct, c'est l'évanescence rapide.

Dans notre thèse nous nous intéressons à l'évanescence lente parce que dans l'évanescence rapide tous les trajets réfléchis vont être filtrés par le filtre de la boucle DLL.

III.3. Caractéristique des MPs Galileo

Les caractéristiques les plus importantes des MPs sont les suivantes [37]:

- 1- Chaque MP est associé à un trajet généralement plus long que celui du trajet direct.
- 2- Chaque MP doit avoir une puissance plus faible par rapport au trajet direct puisque l'amplitude maximale du coefficient de réflexion est inférieure à 1.
- 3- La superposition de deux trajets ayant la même phase peut produire un MP fort (Strong) par rapport au trajet direct.

4- Pour les signaux Galileo, les signaux réfléchis qui ont des retards supérieurs à $3T_c/2$ par rapport au trajet direct vont être décorrélés avec le code généré localement (Caractéristique de corrélation des codes PN (cf. Annexe I))

Lorsque l'onde émise par le satellite intercepte un élément de l'environnement du récepteur, elle subit plusieurs changements par rapport au trajet direct à savoir un retard, une atténuation, un changement de polarisation et un décalage fréquentiel. Tous ces paramètres varient dans le temps en fonction de la vitesse de l'émetteur et celle du récepteur, mais aussi en fonction de l'environnement.

III.3.1 Retard de Propagation

Chaque trajet réfléchi, suivant son chemin, a son propre retard de propagation par rapport au trajet direct. Ce retard pour un trajet d'indice « m » est défini comme suit [48]:

$$\tau_m = \frac{L_m - L_0}{c} \quad (114)$$

L_m : Longueur de la $m^{\text{ième}}$ composante réfléchie.

L_0 : Longueur du trajet direct.

$c = 3 \cdot 10^8 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$: vitesse de la lumière.

La figure (III.54) illustre un trajet réfléchi retardé par rapport à un trajet direct.

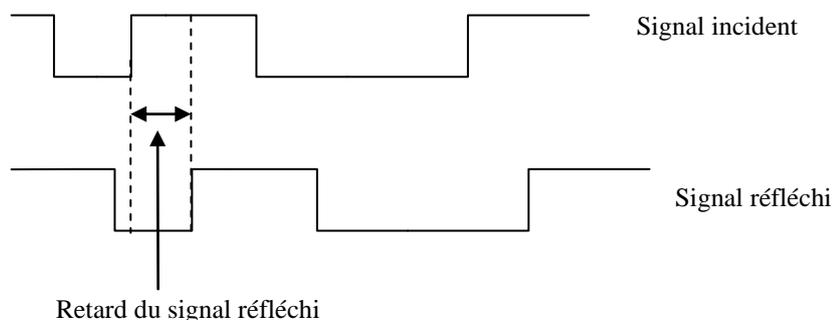


Figure.III.54. Signal réfléchi retardé par rapport au trajet direct

III.3.2. Atténuation due aux MPs

Dans certaines conditions, lorsque l'onde émise rencontre un obstacle, elle suit la loi de l'optique géométrique. Le signal émis est polarisé circulairement, l'onde s'exprime alors en terme de deux composantes polarisées linéairement, une parallèle au plan d'incidence et l'autre perpendiculaire à ce même plan comme le montre la figure (III.55). On parlera de composantes parallèle et perpendiculaire [72].

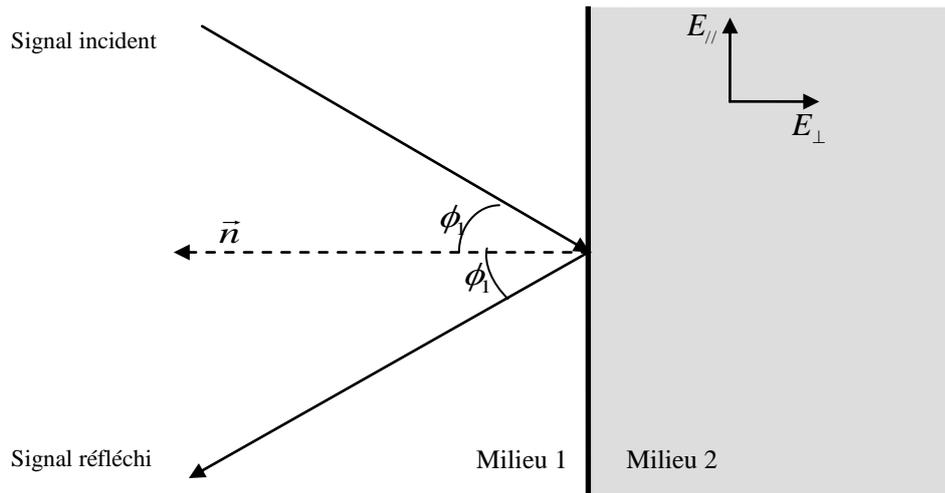


Figure.III.55. Réflexion sur un plan quelconque

Chacune des composantes est atténuée de manière différente. La figure (III.56) illustre un signal réfléchi atténué par rapport à un signal direct.

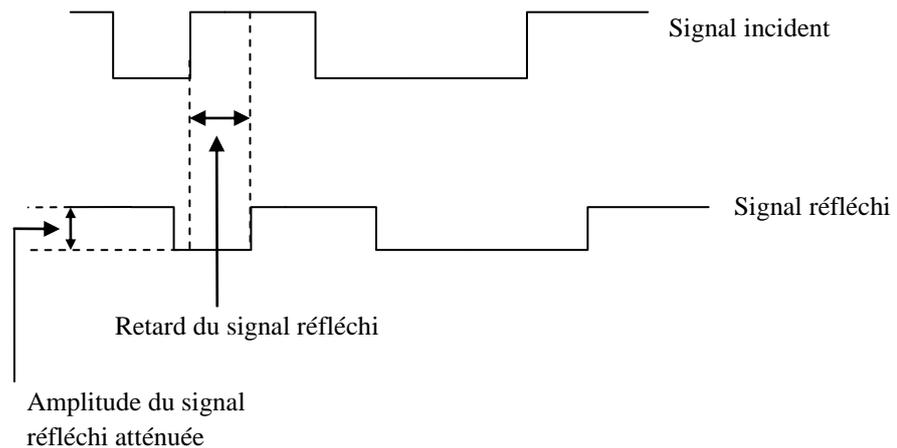


Figure.III.56. Signal réfléchi atténué par rapport au trajet direct

Les coefficients de réflexions permettant de calculer ces atténuations sont donnés par les équations suivantes [88]:

$$R_{\perp} = \frac{\cos(\phi_1) - \sqrt{\left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{w\varepsilon_0}\right) - \sin^2(\phi_1)}}{\cos(\phi_1) + \sqrt{\left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{w\varepsilon_0}\right) - \sin^2(\phi_1)}} \quad (115)$$

$$R_{//} = \frac{\left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{w\varepsilon_0}\right) \cos(\phi_1) - \sqrt{\left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{w\varepsilon_0}\right) - \sin^2(\phi_1)}}{\left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{w\varepsilon_0}\right) \cos(\phi_1) + \sqrt{\left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{w\varepsilon_0}\right) - \sin^2(\phi_1)}} \quad (116)$$

Avec :

ϕ_1 : L'angle d'incidence de l'onde

ε_r : Permittivité du matériau

w : Pulsation de la porteuse

σ : Conductivité électrique spécifique du matériau

$\varepsilon_0 = 8.854.10^{-12} F.m^{-1}$: permittivité du vide

III.3.3. Changement de polarisation

Le phénomène de réflexion introduit un changement de polarisation de l'onde. En effet, pour des angles d'incidence inférieurs à l'angle de Brewster [66], les ondes réfléchies subissent un changement de phase de 180°. De plus, comme chaque composante subit une atténuation différente, si l'onde était polarisée circulairement, elle devient polarisée elliptiquement et ceci quel que soit l'angle de Brewster.

III.4. Forme du signal à l'entrée du récepteur

À l'entrée du récepteur, le signal émis par le satellite est constitué d'un trajet direct, et d'un ou plusieurs trajets réfléchis. Chaque trajet consiste en une porteuse modulée par un code PN et des données de navigation. Après le passage à une fréquence intermédiaire, le signal est de la forme [48] :

$$S_r(t) = \sum_{m=0}^N \sqrt{p} \cdot a_m(t) \cdot d(t - T_m(t)) \cdot p(t - T_m(t)) \cdot \sin \{W_s(t - T_m(t)) + \phi_m(t)\} \sin \{W_i(t - T_m(t)) + \phi_m(t)\} \quad (117)$$

Avec :

W_i : Fréquence intermédiaire de la porteuse reçue.

$\phi_m(t)$: Phase totale plus le décalage Doppler.

Cette phase est donnée par:

$$\phi_m(t) = -W_i(t) + \theta_m + \theta_{rm}$$

(118)

θ_m : Phase initiale du signal à l'émission.

θ_{rm} : Changement de phase due au processus de réflexion.

$a_m(t)$: Coefficient d'amplitude, variant dans le temps, et qui affecte la $m^{\text{ième}}$ composante du signal reçu.

$d(t)$: Message de navigation émis par le satellite.

$p(t)$: Code pseudo aléatoire modulé avec une sousporteuse (modulation BOC).

$T_m(t)$: Retard de propagation total, variant dans le temps, de chaque composante du signal reçu. Il est donné par :

$$T_m = \tau_m + kT_c \quad (k \text{ entier})$$

τ_m : Partie fractionnaire du retard de propagation qui va être estimée par la boucle DLL.

kT_c : Partie entière du retard de propagation estimée par le circuit d'acquisition du code.

Le signal direct est caractérisé par l'indice $m=0$.

$N-1$: le nombre de composantes réfléchies.

III.5. Performance des boucles DLL en présence des MPs

La communication par MPs est connue en tant qu'une des sources d'erreur principales dans la poursuite des signaux GNSS [89]. Un signal MP est une version retardée du signal direct qui se mélange avec celui-ci [89]. Comme nous l'avons vu, il provient habituellement de la réflexion et de la diffraction du signal direct sur des objets dans la proximité de la trajectoire du signal. La nature de la surface réfléchissante influera considérablement sur les paramètres du MP à savoir le retard, la phase, et l'amplitude.

III.5.1. Influence sur la CF

Comme le processus de corrélation est linéaire au niveau du récepteur, ce dernier essaye de se corréler avec toutes les composantes du signal reçu [90]. L'effet des MPs sera déterminé par sa CF avec le code généré localement et qui va se superposer sur la CF entre le signal direct et le code local. Comme mentionné dans le chapitre (I), les CFs des codes PN ont des valeurs très faibles pour des retards inférieurs à la durée d'un chip. En conséquence, l'impact d'un MP

est habituellement significatif uniquement quand son retard est plus petit que la durée d'un chip.

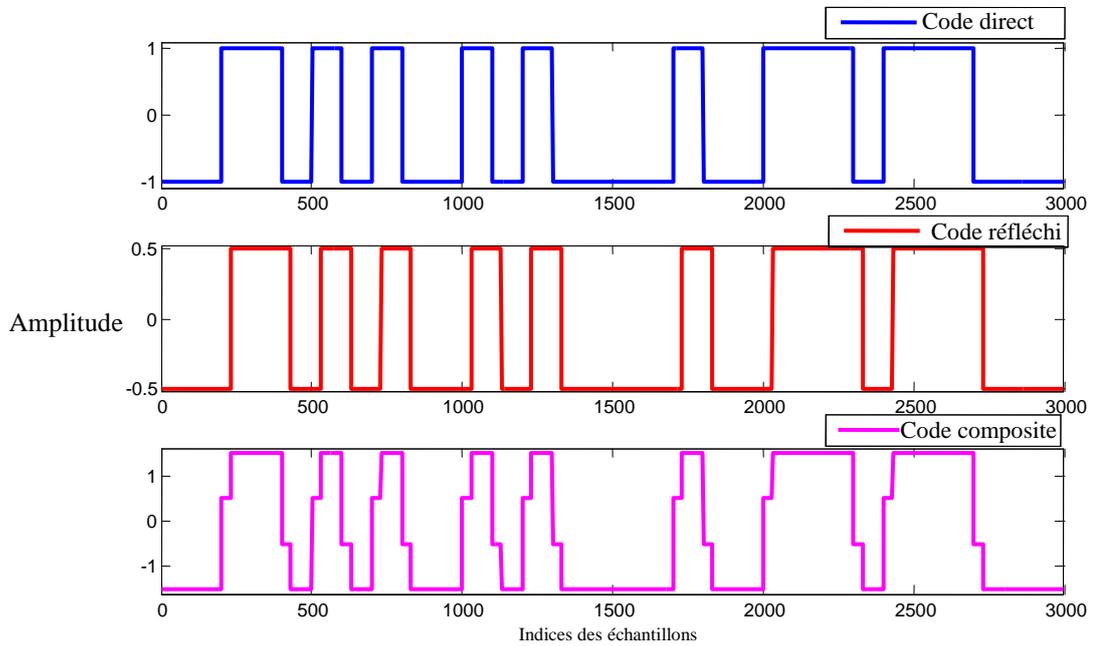


Figure.III.57. Superposition d'un signal MP sur un signal direct

La superposition du signal direct et d'un signal MP est illustrée sur la figure (III.57) pour un MP en phase (ayant la même phase que celle du signal direct) et ayant une amplitude égale à la moitié de l'amplitude du signal direct. Les CFs de tous ces codes avec une réplique du code généré localement sont illustrées sur la figure (III.58).

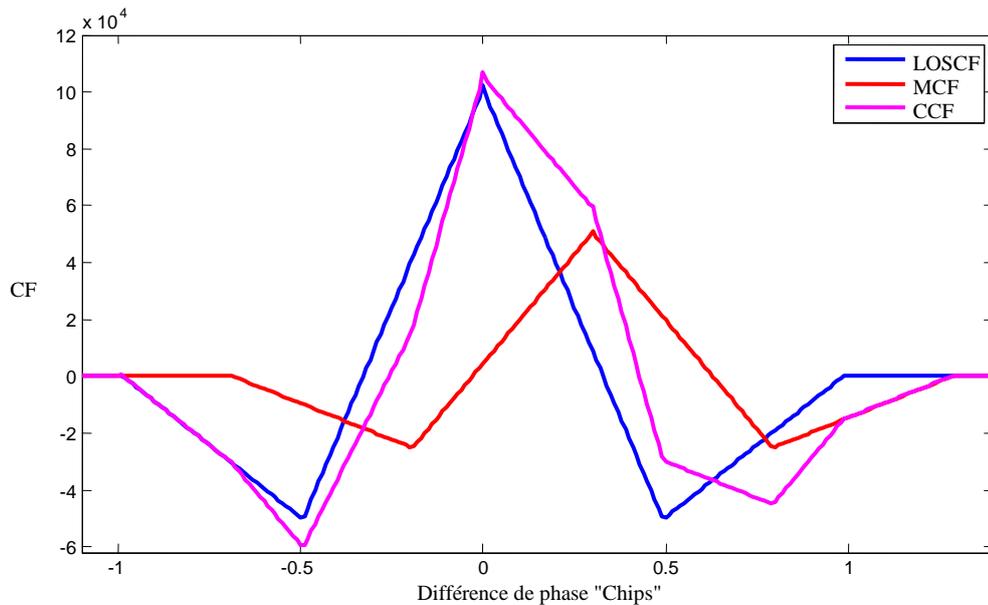


Figure.III.58. Superposition de la corrélation du MP sur la corrélation directe

La déformation du pic de corrélation résultant de la CF composite (CCF) perturbe le processus de localisation du pic comme nous allons le voir dans la section suivante.

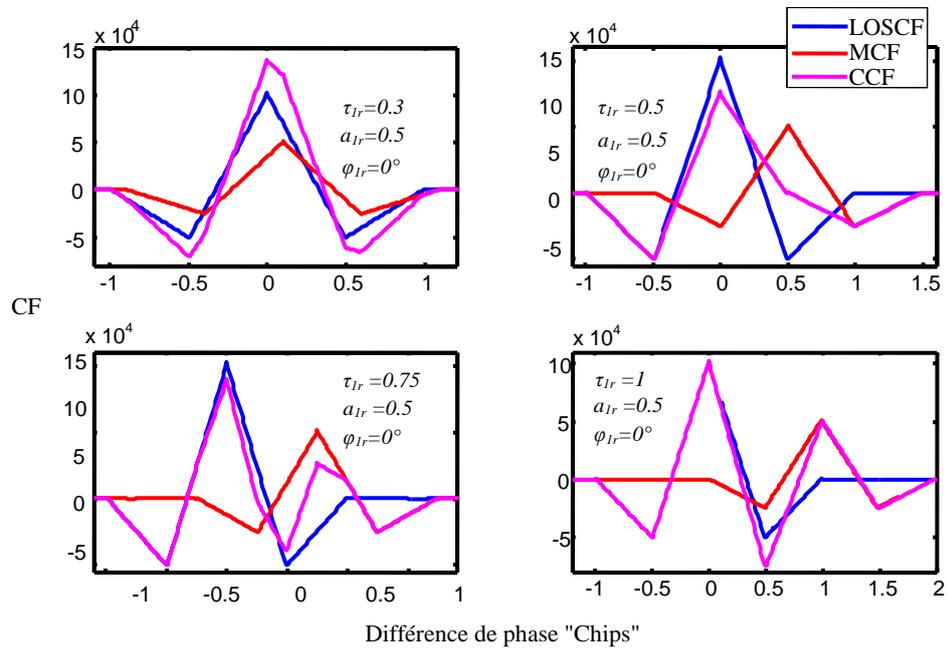


Figure.III.59. CF pour différentes valeurs du retard du MP en phase

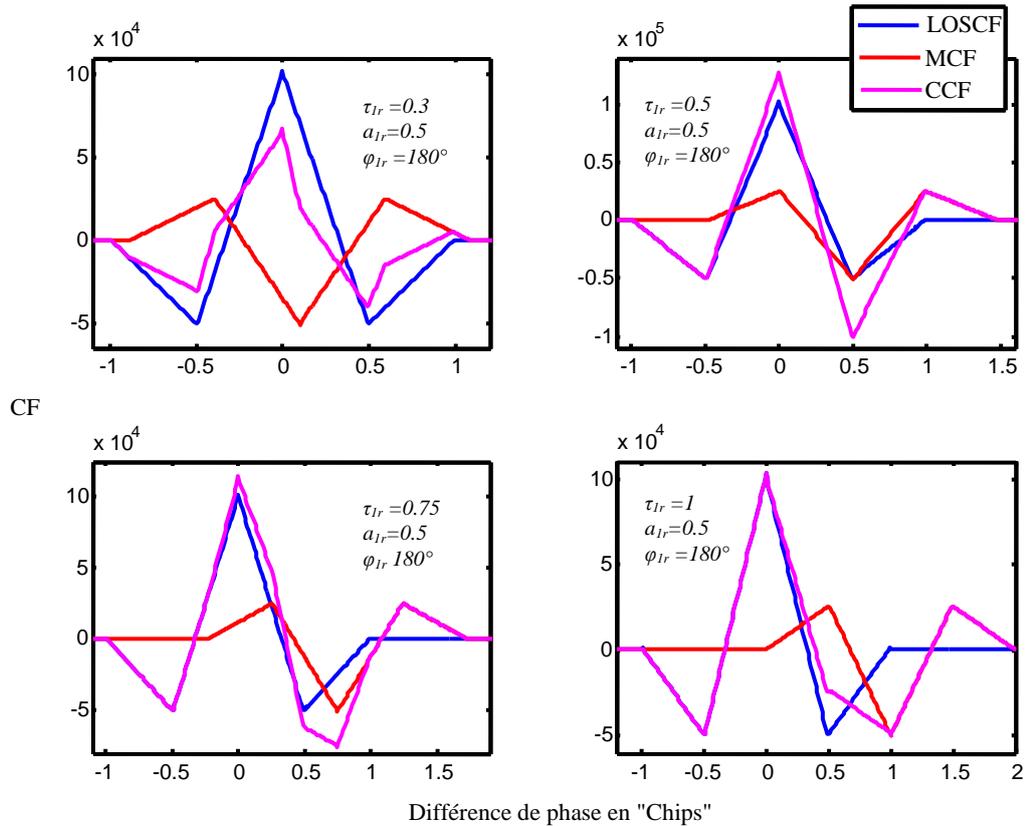


Figure.III.60. CF pour différentes valeurs du retard du MP en inversion de phase

La déformation de la CF du LOS dépend de plusieurs paramètres à savoir le retard, l'amplitude et la phase du signal réfléchi par rapport au signal direct [15]. Comme l'illustrent les figures (III.59) et (III.60), l'amplitude du pic de corrélation du signal résultant peut être inférieure ou supérieure à l'amplitude de celui du LOS. En effet, suivant sa phase, le MP peut être constructif ou destructif. De plus, en fonction du retard du MP, un ou deux pics positifs peuvent apparaître.

III.5.2. Influence sur la DLL cohérente

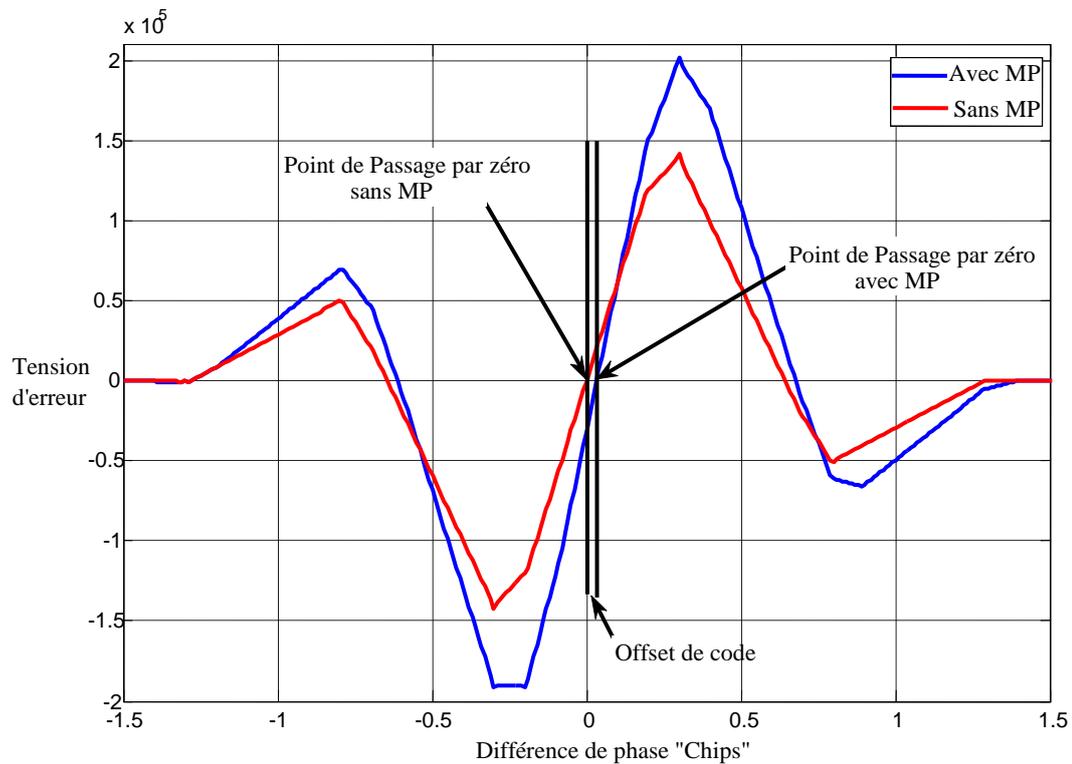


Figure.III.61. Tension d'erreur avec et sans MPs

La tension d'erreur de la boucle de code cohérente sans perturbation par les MPs est donnée par la formule suivante (cf. chapitre II):

$$Vec(\Delta\tau) \approx Rp\left(\Delta\tau - \frac{Cs}{2}\right) - Rp\left(\Delta\tau + \frac{Cs}{2}\right) \quad (119)$$

$\Delta\tau = \tau_0 - \hat{\tau}_0$ est la différence de phase entre le retard de propagation du signal direct et son estimée. Nous constatons simplement d'après l'équation (119) que la tension d'erreur de la DLL cohérente s'annule pour une différence de phase nulle.

En présence des MPs, la boucle à verrouillage de code ne poursuit plus le retard du LOS mais celui du signal composite reçu. Comme l'illustre la figure (III.61), la tension d'erreur est déformée et le point de passage par zéro est affecté.

Par conséquent, le récepteur s'asservit sur une mauvaise valeur du retard et commet une erreur de poursuite sur l'estimation du retard du signal direct, plus communément appelée offset de code [72].

III.5.3. Tension d'erreur de la DLL Cohérente en présence de MPs

La boucle de code cohérente utilise les informations délivrées par la boucle PLL [72]. En présence de N composantes du signal reçu, les tensions avance-retard, après leurs passages dans les filtres passe-bas servent d'estimateurs des CFs, sur une durée quelconque sont donc données par [66]- [48]:

$$y_A(t) = \sum_{m=0}^N a_m R_p(\hat{\tau}_0 - \tau_m + C_s / 2) \exp[j(\phi_m - \hat{\phi}_0)] \quad (120)$$

$$y_R(t) = \sum_{m=0}^N a_m R_p(\hat{\tau}_0 - \tau_m - C_s / 2) \exp[j(\phi_m - \hat{\phi}_0)] \quad (121)$$

La tension d'erreur, construite par la soustraction des tensions avance et retard, est donnée par :

$$V_{ec}(t) = \sum_{m=0}^N a_m \exp[j(\phi_m - \hat{\phi}_0)] \cdot [R_p(\hat{\tau}_0 - \tau_m - C_s / 2) - R_p(\hat{\tau}_0 - \tau_m + C_s / 2)] \quad (122)$$

En présence d'une seule composante MP (réflexion spéculaire), la tension d'erreur est donnée par :

$$V_{ec}(\Delta\tau) = a_0 \cos(\phi_0 - \hat{\phi}_0) \{R_p(\hat{\tau}_0 - \tau_m - C_s / 2) - R_p(\hat{\tau}_0 - \tau_m + C_s / 2)\} + a_1 \cos(\phi_1 - \hat{\phi}_0) \{R_p(\hat{\tau}_0 - \tau_m - C_s / 2) - R_p(\hat{\tau}_0 - \tau_m + C_s / 2)\} \quad (123)$$

Supposant que la PLL est asservie sur la phase du trajet direct, la tension d'erreur de la DLL cohérente est donnée par :

$$V_{ec}(\Delta\tau) = a_0 V_{ec-idéal}(\Delta\tau) + a_1 \cos(\phi_{1r}) V_{ec-idéal}(\Delta\tau + \tau_0 - \tau_1) \quad (124)$$

Avec :

$$\phi_{1r} = \phi_1 - \phi_0 \quad (125)$$

Le résultat de l'équation (124) indique que la tension d'erreur de la DLL cohérente en présence des MPs est la somme de plusieurs tensions d'erreurs à savoir [15]:

1. Une tension d'erreur idéale donnée par l'expression de l'équation (103) « cf. chapitre.1 » et qui caractérise le LOS.

2. Une autre tension d'erreur idéale pondérée par un coefficient et décalée par le retard du trajet réfléchi par rapport au trajet direct. Cette tension caractérise en effet le MP.

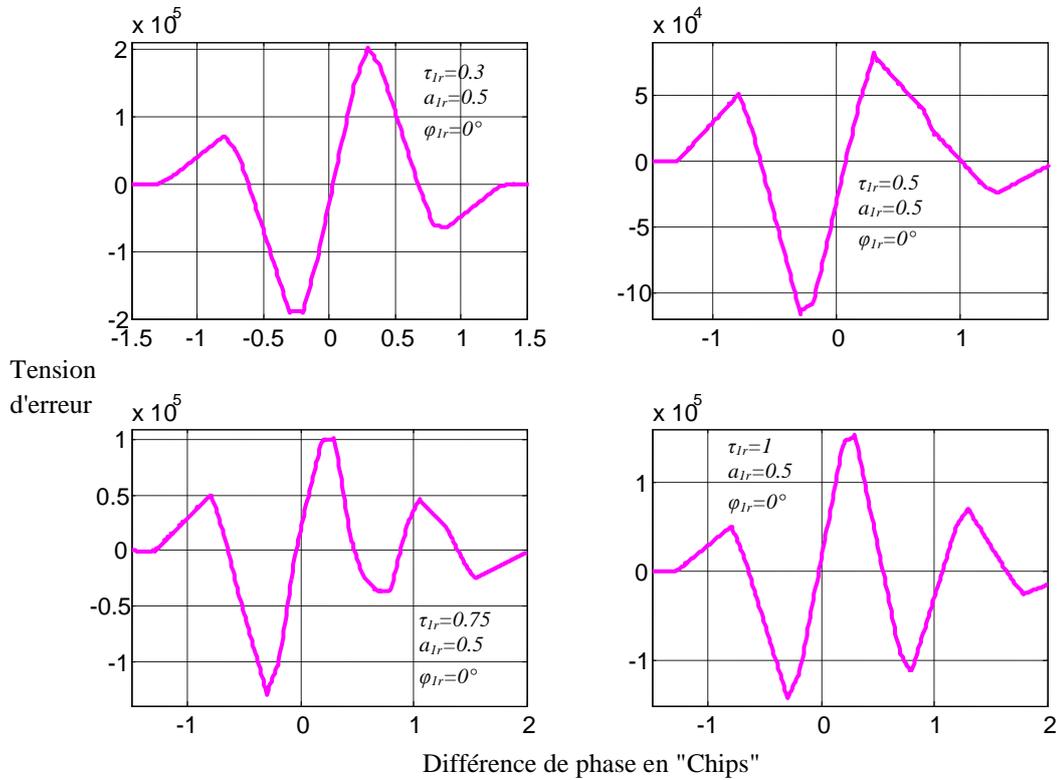


Figure.III.62. Tension d'erreur de la DLL cohérente en présence des MPs ($C_s=0.6T_c$)

Comme c'est le cas avec la CF, la tension d'erreur de la DLL cohérente est quant à elle déformée par le phénomène des MPs. Une déformation qui dépend de plusieurs paramètres à savoir le retard, l'amplitude et la phase du signal réfléchi par rapport au signal direct [15]. Comme l'illustre la figure (III.62), le point de passage par zéro de la tension d'erreur résultante peut se situer avant ou après, proche ou loin du point $(0,0)$ qui caractérise le point de fonctionnement de la DLL en l'absence de toute perturbation. En effet, ce biais est fonction de tous les paramètres du signal réfléchi. La figure (III.62) illustre la variation de la tension d'erreur en fonction du retard du MP. Les paramètres des MPs sont choisis comme ceux des figures (III.59) et (III.60).

Il est important de remarquer que, la forme de la tension d'erreur dépend fortement de la valeur du retard. Des courbes d'erreurs complètement modifiées par rapport à celles de la réception idéale peuvent en effet être obtenues. De plus, plusieurs points de passage par zéro, peuvent être observés, ce qui peut conduire à une forte ambiguïté sur la décision de réception.

Dans la référence [90] une forme ferme de la tension d'erreur a été démontrée. Cette fonction discriminatrice a été corrigée et elle est donnée par l'expression de l'équation (126).

$$V_{ec}(\Delta\tau) = \begin{cases} (2\beta - 8\alpha) \frac{\Delta\tau}{T_c} & 0 \leq \Delta\tau \leq \frac{C_s}{2} \\ D_i & \frac{C_s}{2} + (i-1)T_{sc} \leq \Delta\tau \leq -\frac{C_s}{2} + iT_{sc} \\ D_{i-1} + D'_i \left\{ \frac{3}{2} \Delta\tau - (i-1)T_{sc} \right\} & -\frac{C_s}{2} + (i-1)T_{sc} \leq \Delta\tau \leq \frac{C_s}{2} + (i-1)T_{sc} \\ D_M + (-1)^{M+1} \frac{\beta}{T_c} \left(\Delta\tau - T_X + \frac{C_s}{2} \right) & T_X \leq \Delta\tau \leq T_X + \frac{C_s}{2} + (i-1)T_{sc} \\ 0 & \Delta\tau \geq T_X + \frac{C_s}{2} \\ -D(-\Delta\tau) & \Delta\tau < 0 \end{cases} \quad (126)$$

Avec :

$$i = \left(\Delta\tau + \frac{C_s}{2} \right) / T_{sc}, \quad i=1 \dots M$$

(127)

$$D'_1 = \frac{2\beta - 8\alpha}{T_c} \quad (128)$$

$$D_1 = \frac{C_s}{2} D'_1 \quad (129)$$

$$D'_i = (-1)^i \left(\frac{4\beta(1-i)+1}{M} \right) \frac{2\alpha C_s}{T_c} (-1)^i \quad (130)$$

$$D_i = \left(\frac{2(M-i)+1}{M} \right) \frac{2\alpha C_s}{T_c} (-1)^i \quad (131)$$

où:

$$i=2 \dots M.$$

III.5.4. Influence sur la DLL non cohérente

Contrairement à la DLL cohérente, la DLL non cohérente, n'utilise pas les informations délivrées par la boucle PLL. En plus, tous les résultats de la DLL non-cohérente ressemblent à une boucle de code cohérente à l'exception des circuits quadratiques qui sont utilisés. En effet, comme l'illustre la figure (III.63), la différence entre les deux structures est que la tension d'erreur de la DLL non cohérente est plus pointue ce qui simplifie la limitation de la zone linéaire qui correspond au point de passage par zéro de la tension d'erreur.

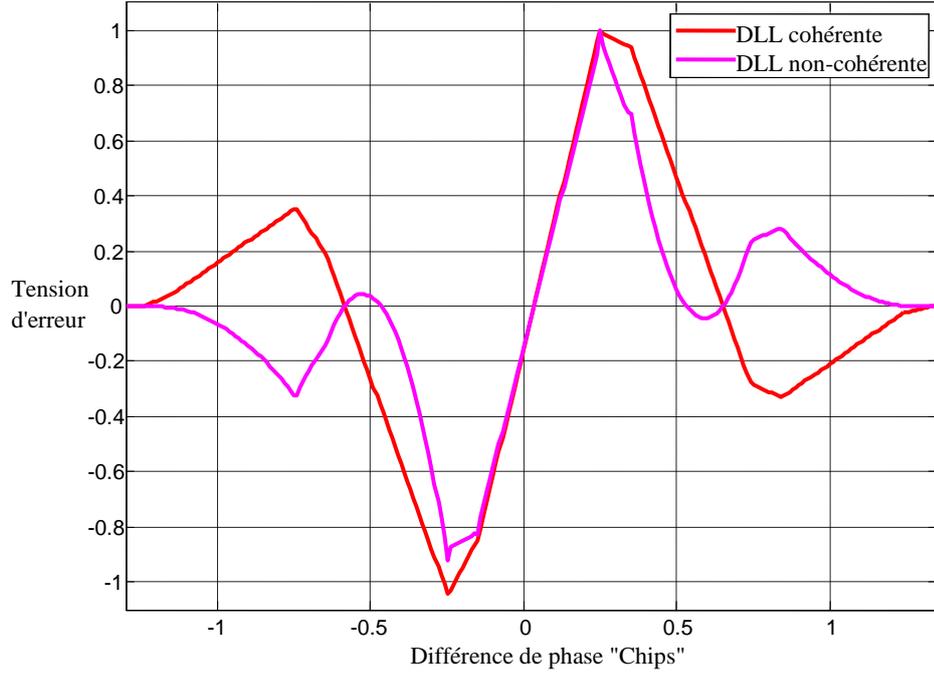


Figure.III.63. Comparaison des Tensions d'erreurs DLLs Cohérente et non-Cohérente

III.5.5. Tension d'erreur de la DLL non-Cohérente en présence des MPs

Les tensions avance-retard après leurs passages dans le filtre passe-bande servant d'estimateur de la CF entre le signal reçu et le code local sur une durée quelconque, sont données par les expressions des équations suivantes [48]:

$$y_A(t) = \left| \sum_{m=0}^N a_m R_p(\hat{\tau}_0 - \tau_m + C_s / 2) \exp(j\phi_m) \right|^2 \quad (132)$$

$$y_R(t) = \left| \sum_{m=0}^N a_m R_p(\hat{\tau}_0 - \tau_m - C_s / 2) \exp(j\phi_m) \right|^2 \quad (133)$$

Donc la tension d'erreur, après passage dans le filtre de la boucle, est donnée par :

$$V_{en}(t) \Big|_{\text{filtré}} = \int_{t-T_2}^t \left| \sum_{m=0}^N a_m \cdot R_p(\hat{\tau}_0 - \tau_m - C_s / 2) \cdot \exp(j\phi_m) \right|^2 - \left| \sum_{m=0}^N a_m \cdot R_p(\hat{\tau}_0 - \tau_m + C_s / 2) \cdot \exp(j\phi_m) \right|^2 dt \quad (134)$$

En présence d'une composante réfléchie, la tension d'erreur en présence des MPs est donnée par :

$$\begin{aligned} V_{en}(\Delta\tau) = & a_0 \cos^2(\phi_0) \left\{ R_p^2(\hat{\tau}_0 - \tau_1 - C_s / 2) - R_p^2(\hat{\tau}_0 - \tau_0 + C_s / 2) \right\} + \\ & + a_1 \cos^2(\phi_1) \left\{ R_p^2(\hat{\tau}_0 - \tau_1 - C_s / 2) - R_p^2(\hat{\tau}_0 - \tau_1 + C_s / 2) \right\} \\ & + a_0 a_1 \cos(\phi_0) \cos(\phi_1) \left\{ \begin{array}{l} R_p(\hat{\tau}_0 - \tau_1 - C_s / 2) R_p(\hat{\tau}_0 - \tau_0 - C_s / 2) \\ - R_p(\hat{\tau}_0 - \tau_1 + C_s / 2) R_p(\hat{\tau}_0 - \tau_0 + C_s / 2) \end{array} \right\} \end{aligned} \quad (135)$$

Cette équation que nous avons corrigée ne contient pas le 3^{ème} terme dans la référence [66]. En effet, ce terme a été négligé compte tenu de la puissance dans les deux premiers termes. En réalité, comme cela est illustré sur la figure (III.64), ce terme a une influence sur le point de passage par zéro de la DLL non-cohérente.

En fonction de la tension d'erreur idéale de la DLL non cohérente, l'expression (135) peut être exprimée par :

$$V_{en}(\Delta\tau) = a_0 \cos^2(\phi_0) V_{en-idéal}(\Delta\tau) + a_1 \cos^2(\phi_1) V_{en-idéal}(\Delta\tau + \tau_0 - \tau_1) + V_{erreur}(\hat{\tau}_0, \tau_0, \tau_1) \quad (136)$$

La figure (III.65) illustre la variation de la tension d'erreur de la DLL non cohérente en fonction du retard du MP.

Il apparaît clairement d'après les figures (III.63), (III.64) et (III.65) qu'il y a un déplacement du point de fonctionnement de la tension d'erreur, le récepteur va donc s'asservir sur une mauvaise valeur qui peut être positive ou négative suivant les paramètres relatifs du trajet réfléchi par rapport au trajet direct (Amplitude, retard et phase). Ainsi, comme nous pouvons déjà l'entrevoir, et le détaillerons plus en avant en caractérisant les erreurs maximales induites par les MPs sur la mesure de code en termes d'erreur maximales absolues et d'erreur moyenne, les composantes MPs perturbent grandement les performances des boucles de poursuites de code DLL.

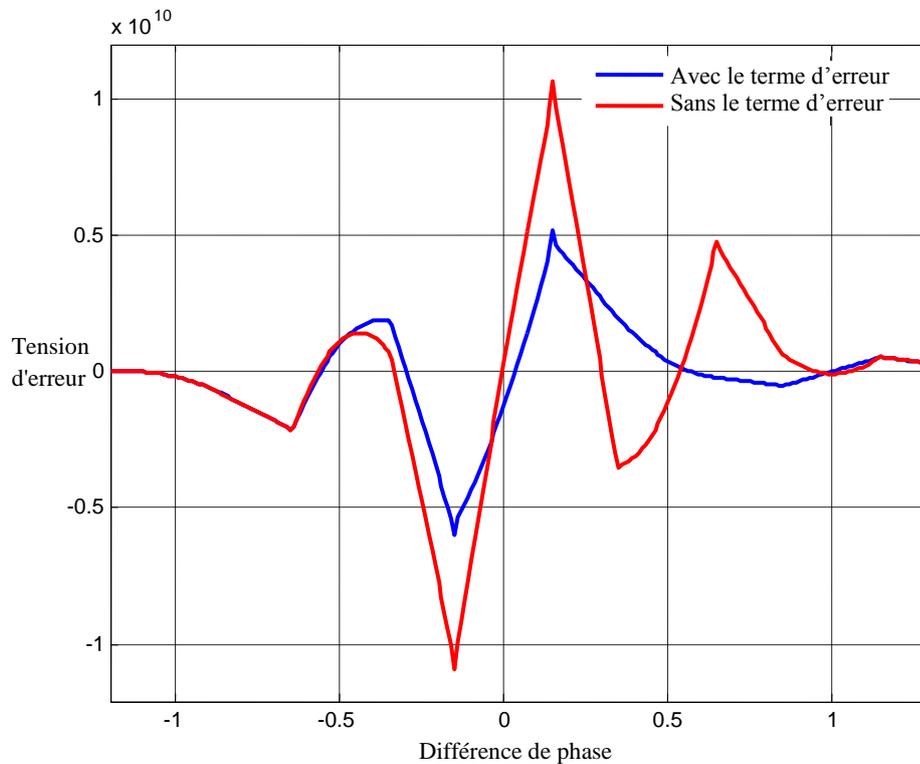


Figure.III.64. DLL non cohérente en présence des MPs « Influence du terme d'erreur »

Cependant, il nous faut souligner que les corrélateurs des récepteurs Galileo, de part leurs propriétés, rejettent intrinsèquement tous les signaux MPs ayant des retards supérieurs à 1,5 chips après le trajet direct.

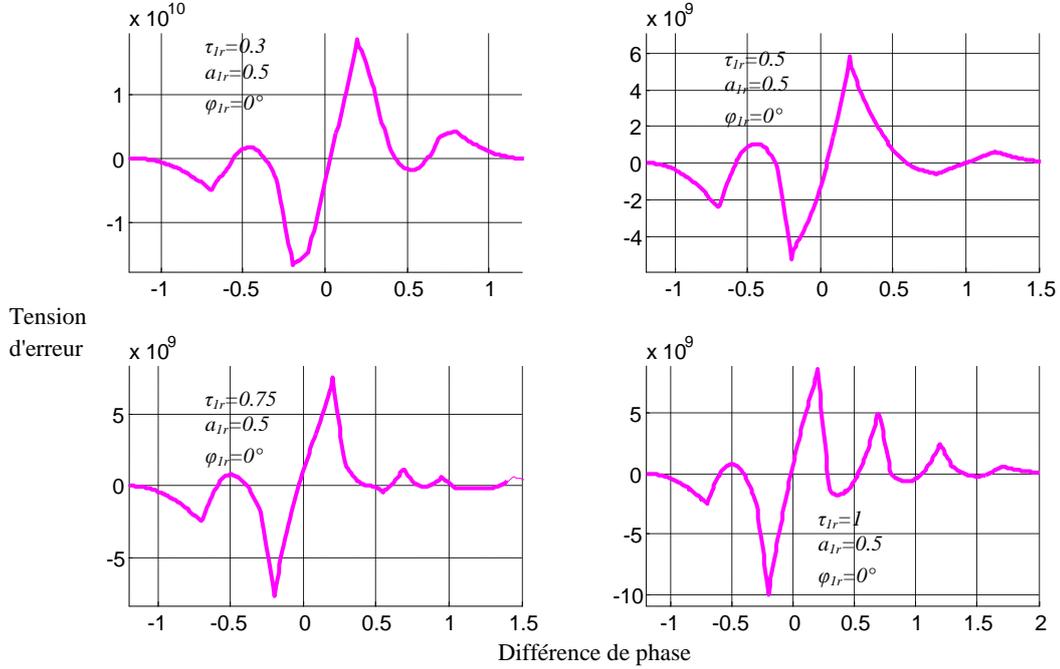


Figure.III.65. Tension d'erreur de la DLL non cohérente en présence des MPs ($C_s=0.4T_c$) (en phase)

III.6. Offset de code de la DLL cohérente

III.6.1. Code général BOC(α, β) Galileo

$$\varepsilon_\tau = \begin{cases} \frac{\frac{A \tau_{1r}}{1+A}}{A \left(\frac{4 \frac{\alpha}{\beta} - 2k + 1}{8 \frac{\alpha}{\beta} + 2} \right) C_s (-1)^k} & 0 \leq \tau_{1r} \leq (1+A) \frac{C_s}{2} \\ \frac{\left(4 \frac{\alpha}{\beta} - 2k + 3 \right) C_s + \left\{ 4(k-1) - 8 \frac{\alpha}{\beta} \right\} \left\{ d + \frac{C_s}{2} - (k-1) \frac{T_c}{2\alpha} \right\}}{-8 \frac{\alpha}{\beta} - A(-1)^{k+1} \left\{ -8 \frac{\alpha}{\beta} + 4(k-1) \right\}} & d_{12,k-1} \leq \tau_{1r} \leq d_{11,k} \\ \frac{A(-1)^M \left(-\tau_{1r} + T_X + \frac{C_s}{2} \right)}{-8 \frac{\alpha}{\beta} + 2 - (-1)^M A \beta} & d_{11,k} \leq \tau_{1r} \leq d_{12,k} \\ 0 & d_{1M} \leq \tau_{1r} \leq T_X + \frac{C_s}{2} \\ \text{Ailleurs} & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (137)$$

$$A = a_{1r} \cos(\phi_{1r}) \quad (138)$$

$$k = \frac{\tau_{1r}}{T_{sc}} \quad (139)$$

$$T_x = \frac{T_c}{\beta} \quad (140)$$

$$M = 2 \frac{\alpha}{\beta} \quad (141)$$

$$T_{sc} = \frac{T_x}{M} \quad (142)$$

$$d_{t1,k} = \frac{2(M-k)+3}{2-4M} (-1)^{k+1} AC_s \quad (143)$$

$$d_{t2,k} = \frac{2(M-k)+1}{2-4M} (-1)^{k+1} AC_s \quad (144)$$

$$d_{t,M} = (-1)^M \frac{A}{-4M+2} \beta C_s + T_x - \frac{C_s}{2} \quad (145)$$

En résolvant, par rapport à $\Delta\tau$, l'équation de $Vec(\Delta\tau)=0$, on peut calculer l'erreur de poursuite de code de la DLL cohérente en fonction des paramètres des signaux réfléchis par rapport au trajet direct. Dans la référence [90], un calcul a été effectué pour le cas général $BOC(\alpha, \beta)$. Cette analyse de l'erreur induite par un simple signal réfléchi sur la poursuite du retard, a été effectuée sur une configuration cohérente. Dans cette analyse, l'espacement de chip était arbitraire. Le signal MP a une amplitude relative de a_{1r} par rapport au trajet direct. Il a une phase relative de ϕ_{1r} , et il induit un retard τ_{1r} par rapport au trajet direct. Le modèle analytique pour cette erreur est donné par les expressions de (137) à (145) [90]. Cependant, nous avons effectué plusieurs corrections dans ce modèle.

III.6.2. Code BOC(1,1) Galileo

Pour les signaux BOC(1,1) Galileo, comme l'illustre la figure (III.66) nous distinguons six zones de fonctionnement de la DLL Cohérente qui conduisent à six expressions de l'offset de code [15].

Dans ce cas, on doit remplacer le couple (α, β) dans les expressions de (137) à (145) par les valeurs (1,1). Après tout calcul fait, l'offset de code de la DLL cohérente pour le code BOC(1,1) Galileo est donné par :

$$V_{ec}(\Delta\tau) = \begin{cases} \frac{A\tau_{1r}}{1+A} & 0 \leq \tau_{1r} \leq (1+A)\frac{C_s}{2} \\ \frac{A(0.5-0.2k)}{1+A} C_s (-1)^k & d_{t2,k-1} \leq \tau_{1r} \leq d_{t1,k} \\ \frac{(7-2k)C_s + \{-12+4k\} \left\{ d + \frac{C_s}{2} - (k-1)\frac{T_c}{2} \right\}}{-8 - A(-1)^{k+1} \{-12+4k\}} & d_{t1,k} \leq \tau_{1r} \leq d_{t2,k} \\ \frac{A(-1)^M \left(-\tau_{1r} + T_c + \frac{C_s}{2} \right)}{-6 - (-1)^M A} & d_{tM} \leq \tau_{1r} \leq T_c + \frac{C_s}{2} \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (146)$$

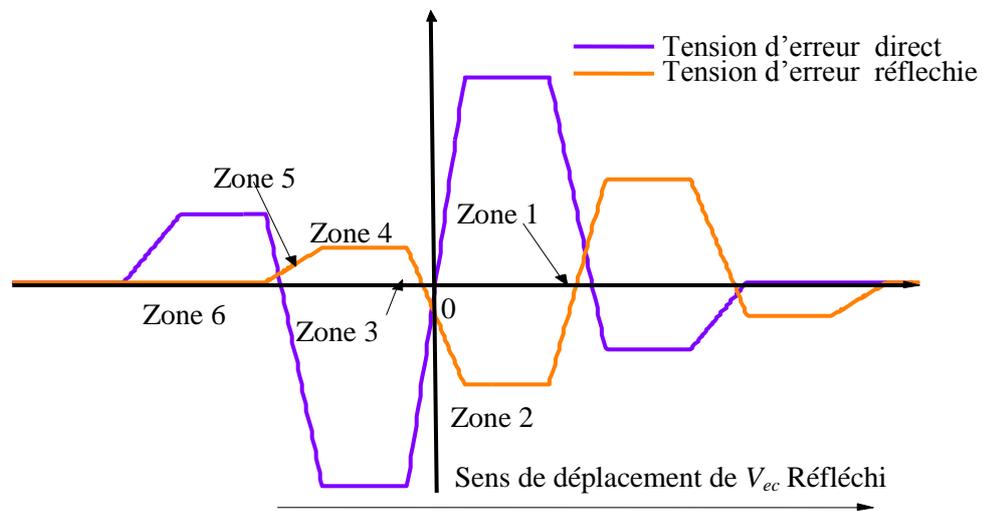


Figure.III.66. Tension d'erreur direct et réfléchi pour un récepteur BOC (1,1) GALILEO

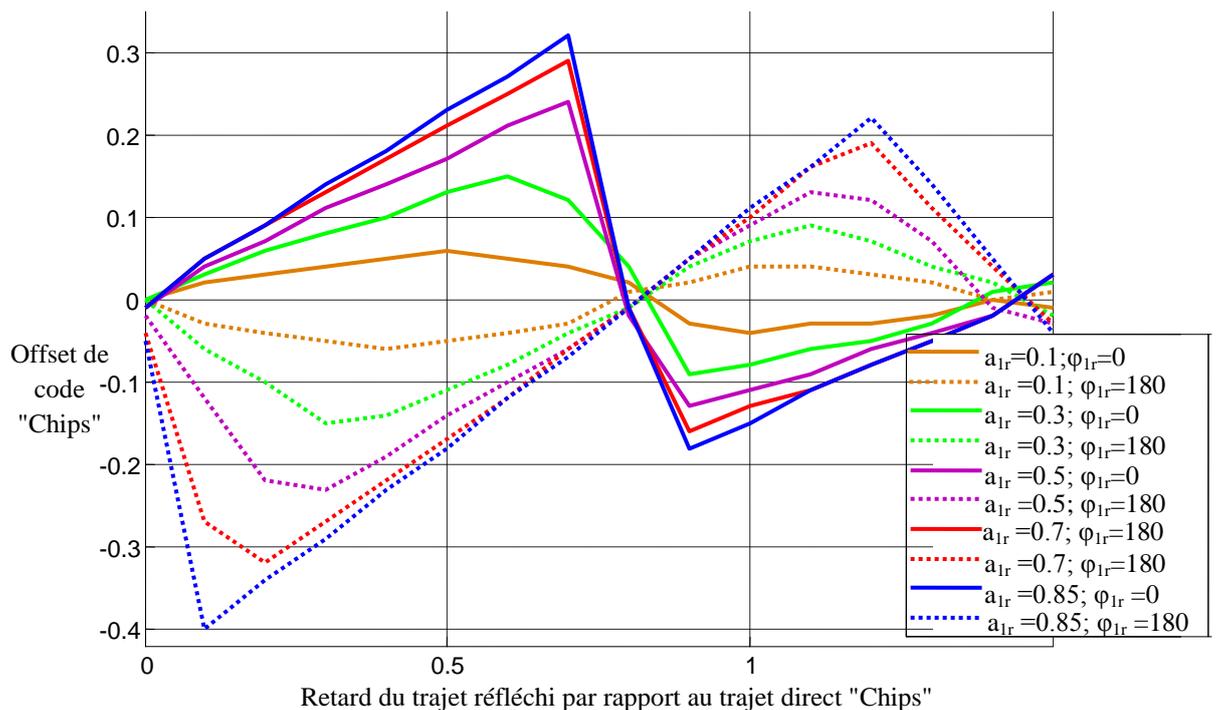


Figure.III.67. Offset de code de la DLL cohérente en présence des MP (Différentes valeurs de l'amplitude)

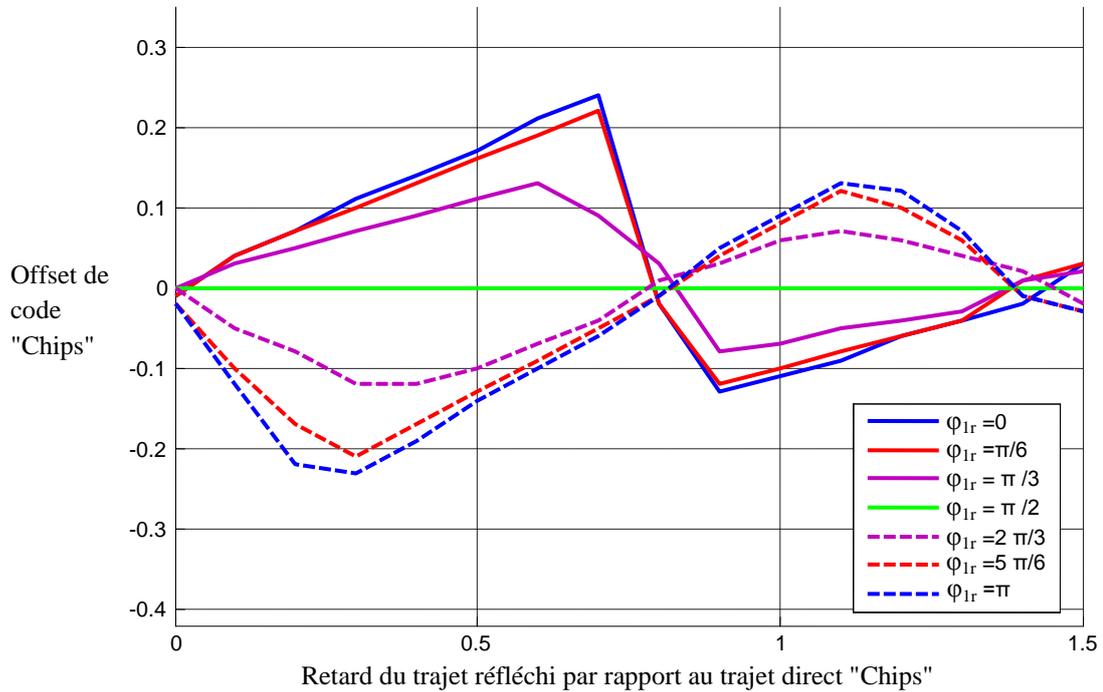


Figure.III.68. Offset de code de la DLL cohérente en présence des MP (Différentes valeurs de la phase $a_{1r}=0.5, C_s=0.5T_c$)

L'offset de code est donc fonction de l'amplitude, du retard et de la phase relatifs du signal réfléchi par rapport au signal direct. Il est aussi fonction de l'espacement de chip comme nous le verrons plus en détails dans l'avant dernière partie de ce chapitre. Nous tenons de plus à préciser ici, que toutes les courbes présentées dans ce qui suit sont normalisées par rapport à la période chip. Pour obtenir l'erreur équivalente en mètres, on doit donc multiplier les offsets résultantes par la valeur 293. Cela revient à multiplier les résultats obtenus par la période chip, ainsi que par la vitesse de la lumière.

Les figures (III.67) et (III.68) illustrent les variations de l'offset de code de la DLL cohérente en présence d'une composante MP spéculaire en fonction du retard du trajet réfléchi par rapport au trajet direct. En effet, la figure (III.68) illustre l'allure de cet offset de code pour différentes valeurs de l'amplitude relative.

D'après ces figures et d'après les équations de la tension d'erreur de la DLL cohérente et de l'offset de code de la DLL cohérente, nous pouvons facilement constater que les erreurs de codes absolues maximales se produisent pour les configurations de réception suivante :

$$\max_{\phi_0} [V_{ec}(\Delta\tau)] \Leftrightarrow \begin{cases} \phi_0 - \phi_1 = 0 \\ \phi_0 - \phi_1 = \pi \end{cases} \quad (147)$$

car dans ces deux cas on obtient :

$$\hat{\phi}_0 = \phi_0 \quad (148)$$

On obtient ainsi pour la tension d'erreur de la DLL cohérente, la tension d'erreur simplifiée :

$$V_{ec}(\Delta\tau) = a_0 V_{ec-idéale}(\Delta\tau) \pm a_1 V_{ec-idéale}(\Delta\tau - \tau_{1r}) \quad (149)$$

On remarque bien que le deuxième terme de l'équation (149) introduit une distorsion maximale sur la courbe d'erreur et que l'erreur maximale de poursuite se produit quand la différence de phase entre les signaux direct et réfléchi est égale à 0 ou 180 degrés. Dans ce cas l'expression de l'erreur maximale du code qui caractérise l'enveloppe de l'offset est donnée par l'expression de l'équation (150).

$$V_{ec}(\Delta\tau) = \begin{cases} \frac{\frac{a_{1r}^* \tau_{1r}}{1+A}}{1+A} C_s (-1)^k & 0 \leq \tau_{1r} \leq (1+a_{1r}^*) \frac{C_s}{2} \\ \frac{A(0.5-0.2k)}{1+A} C_s (-1)^k & d_{t2,k-1} \leq \tau_{1r} \leq d_{t1,k} \\ \frac{(7-2k)C_s + \{-12+4k\} \left\{ d + \frac{C_s}{2} - (k-1) \frac{T_c}{2} \right\}}{-8 - a_{1r}^* (-1)^{k+1} \{-12+4k\}} & d_{t1,k} \leq \tau_{1r} \leq d_{t2,k} \\ \frac{a_{1r}^* (-1)^M \left(-\tau_{1r} + T_c + \frac{C_s}{2} \right)}{-6 - (-1)^M a_{1r}^*} & d_{tM} \leq \tau_{1r} \leq T_c + \frac{C_s}{2} \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (150)$$

Où : $a_{1r}^* = \pm a_{1r}$

III.7. Offset de code de la DLL non cohérente

Pour la DLL non cohérente, il nous suffit juste de remarquer que, compte tenu des équations (122) et (129), nous avons :

$$V_{ec}(\Delta\tau) = a_0 \left\{ R_p \left(\hat{\tau}_0 - \hat{\tau}_0 - \frac{C_s}{2} \right) - R_p \left(\hat{\tau}_0 - \hat{\tau}_0 + \frac{C_s}{2} \right) \right\} \pm a_1 \left\{ R_p \left(\hat{\tau}_0 - \hat{\tau}_0 - \frac{C_s}{2} \right) - R_p \left(\hat{\tau}_0 - \hat{\tau}_0 + \frac{C_s}{2} \right) \right\} = 0 \quad (151)$$

Pour : $\phi_{1r} = (0^\circ, 180^\circ)$

\Leftrightarrow

$$a_0^2 \left\{ R_p \left(\hat{\tau}_0 - \hat{\tau}_0 - \frac{C_s}{2} \right) - R_p \left(\hat{\tau}_0 - \hat{\tau}_0 + \frac{C_s}{2} \right) \right\} = a_1^2 \left\{ R_p \left(\hat{\tau}_0 - \hat{\tau}_0 - \frac{C_s}{2} \right) - R_p \left(\hat{\tau}_0 - \hat{\tau}_0 + \frac{C_s}{2} \right) \right\} \quad (152)$$

$$\Leftrightarrow V_{enc}(\Delta\tau) = 0 \quad (153)$$

Les figures (III.69) et (III.70) illustrent l'offset de code de la DLL non cohérente en fonction du retard du trajet réfléchi par rapport au trajet direct.

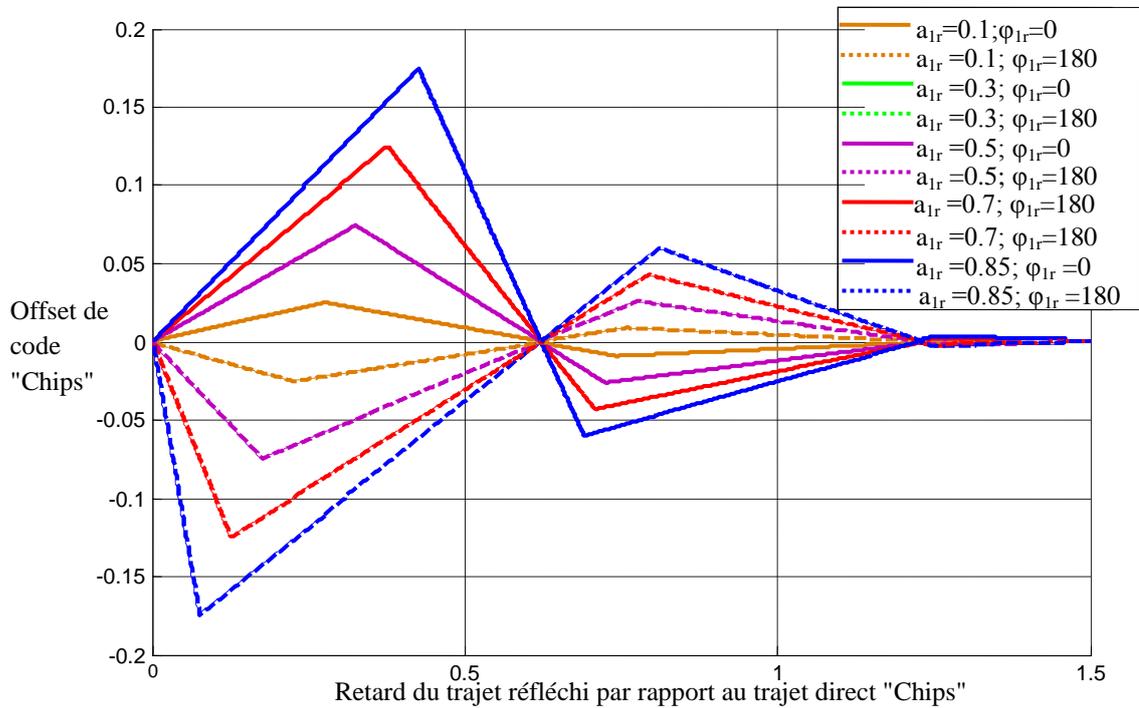


Figure.III.69. Offset de code de la DLL non cohérente en présence des MPs (Différentes valeurs de l'amplitude $C_s=0.5T_c$)

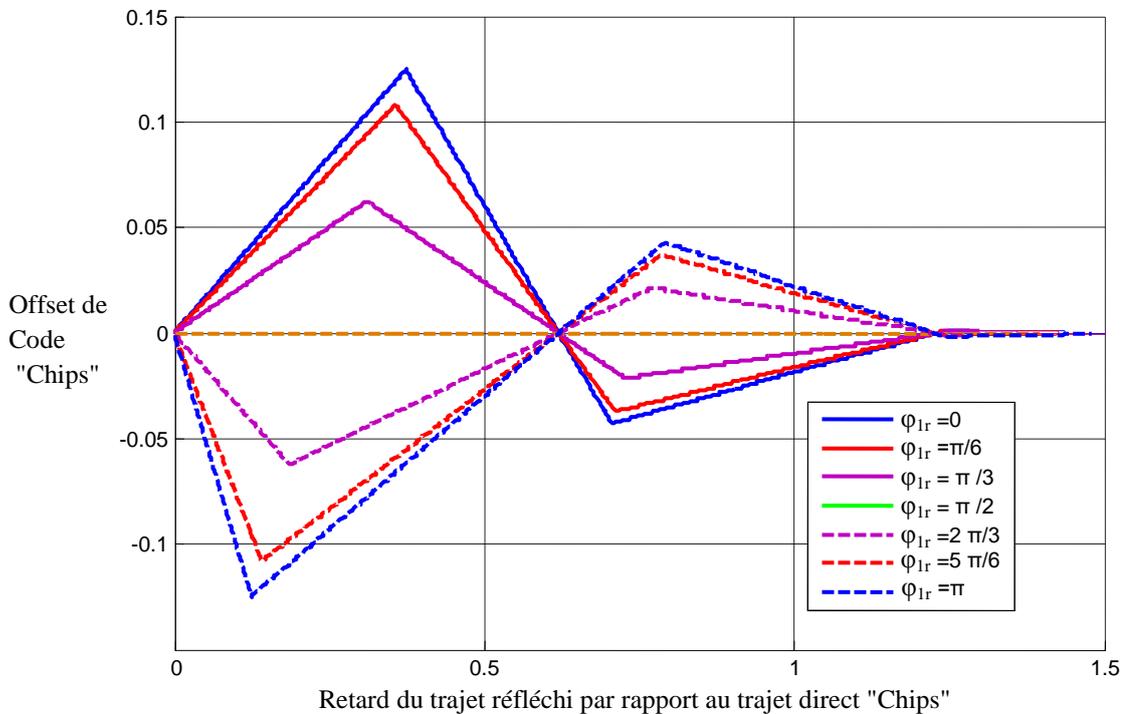


Figure.III.70. Offset de code de DLL non cohérente en présence des MPs (Différentes valeurs de la phase $a_{1r}=0.5, C_s=0.5T_c$)

Nous avons donc montré que pour $\phi_r = (0^\circ, 180^\circ)$, la tension d'erreur de la DLL non cohérente est équivalente à la tension d'erreur de la boucle de code cohérente. De plus, l'ensemble des équations (150), (152) et (153) prouve que les DLL cohérente et non cohérente donnent exactement les mêmes valeurs des erreurs de poursuites maximales absolues.

Cependant compte tenu des termes quadratiques présents dans l'expression de la tension d'erreur de la DLL non cohérente, celle-ci présente des erreurs de poursuite de code un peu différentes par rapport à celles de la DLL cohérente comme nous pouvons le vérifier en comparant les courbes d'erreurs. Notez que ces résultats sont obtenus dans le cas où on néglige le terme de l'erreur dans la tension d'erreur de la DLL non cohérente.

III.8. Techniques d'amélioration des performances

Comme nous l'avons illustré dans la partie précédente de ce chapitre, la propagation par trajectoire multiple est quasiment inévitable dans la plupart des applications GNSS et affecte beaucoup la précision d'un tel système. Nous avons établi dans la partie précédente les relations gouvernant la réponse du récepteur aux signaux MPs, sachant que ceux-ci ont été caractérisés en termes d'amplitude, de retard de propagation, et de phase relatifs du trajet réfléchi par rapport au trajet direct. En outre, nous avons présenté la théorie des MPs, ainsi que les différentes perturbations que peuvent subir les DLLs cohérente et non-cohérente durant l'opération de la poursuite. Nous avons montré ainsi que des erreurs de calcul des positions peuvent atteindre des valeurs de quelques dizaines de mètres. Plusieurs techniques d'amélioration de performances peuvent être utilisées, à savoir :

1. L'augmentation du nombre de satellites de la constellation. Ce qui peut se réaliser par l'utilisation des constellations GPS et Galileo.
2. L'utilisation des capteurs supplémentaires [48].
3. L'utilisation de corrections différentielles [91].
4. Caractériser les MPs perturbant la liaison, pour ensuite choisir les antennes de réception permettant de s'en franchir au mieux [21]- [92].
5. L'utilisation de pseudo-lites [93].
6. Le filtrage des MPs qui est basé sur l'annulation du spectre de fréquence des MPs [94].

7. L'utilisation des techniques de traitement de signal permettant d'améliorer les performances. En effet, dans ces techniques on joue sur les corrélateurs et sur les fonctions discriminatrices des boucles DLL. Dans notre travail de recherche, nous nous basons sur ces méthodes.

Nous allons présenter dans un premier lieu les techniques de réduction des MPs que nous avons validés et simulés. Par la suite, une étude comparative est présentée pour illustrer les performances de ces techniques. Un point à souligner, est que tous nos résultats sont basés sur des structures cohérentes du fait que leurs performances sont les mêmes que celles des structures non-cohérentes.

III.8.1. Corrélateurs étroits

Comme nous l'avons illustré dans la première partie du chapitre, l'amplitude de l'offset de code est directement proportionnelle à la valeur de l'espacement de chip C_s . Comme l'illustre la figure (III.71), la réduction de l'espacement de chip d'une boucle de code DLL peut réduire l'effet des MPs dans certaines conditions [26].

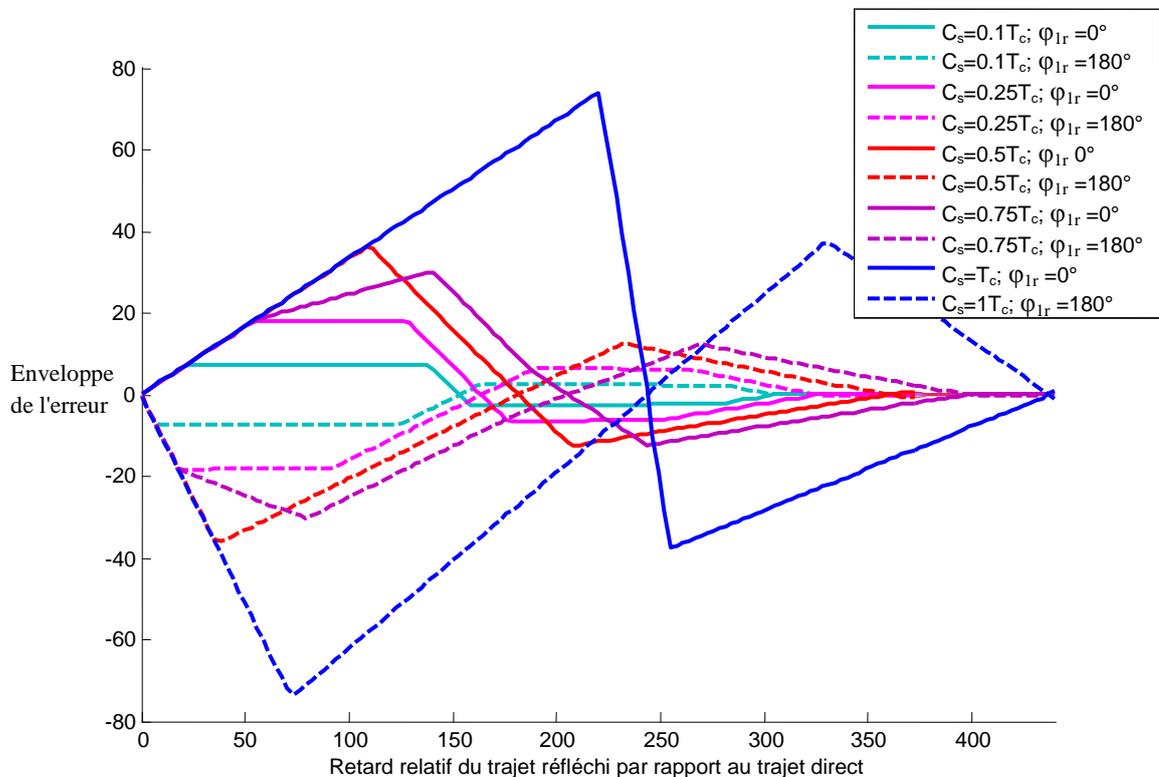


Figure.III.71. Offset de code du corrélateur étroit pour différentes valeurs de l'espacement de chip « $a_{1r}=0.5$ »

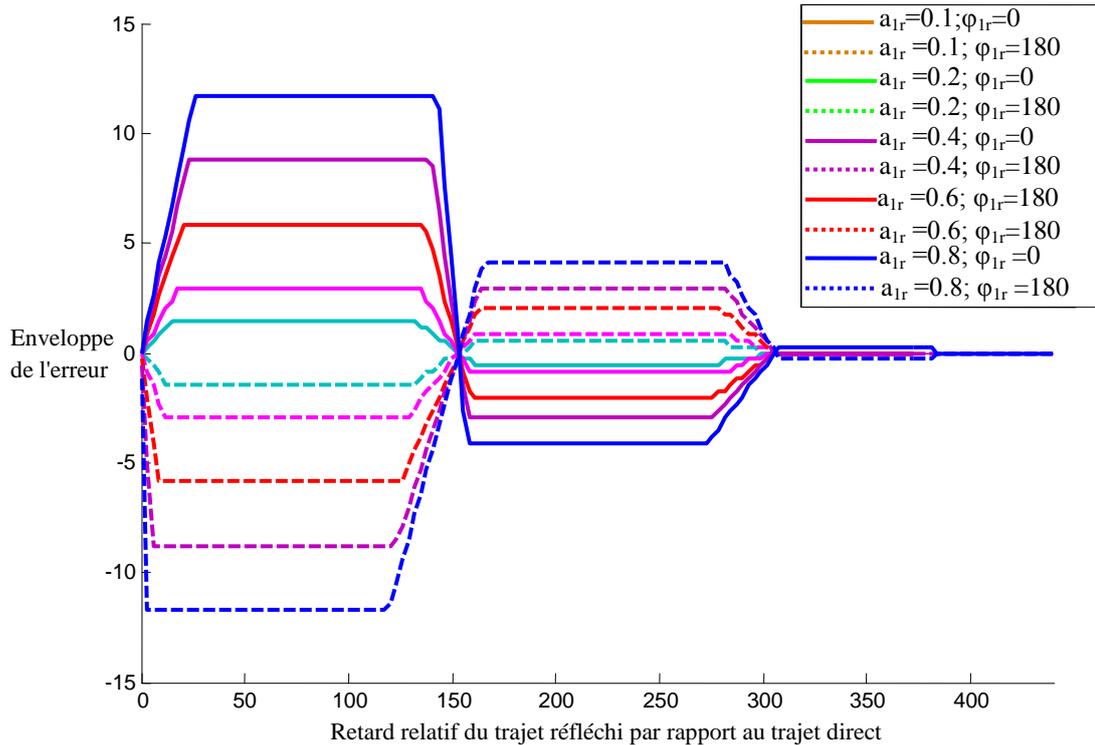


Figure.III.72 Offset de code du corrélateur étroit pour différentes valeurs de l'amplitude relative du trajet réfléchi par rapport au trajet direct. « $C_s=0.1T_c$ »

En contre partie, le problème du corrélateur étroit est la plage de variation de l'erreur de code ainsi que la sensibilité aux filtres de mise-en-forme [40]. Comme l'illustre la figure (III.72), tous les MPs qui ont un retard de propagation inférieur à 300 mètres par rapport au trajet direct produisent une erreur de code. Comme l'illustre la figure (III.72), l'erreur maximale dépend de l'amplitude du retard et de la phase du trajet réfléchi par rapport au trajet direct. En effet, d'après la figure (III.72), l'erreur de code maximale est de 8 mètres pour un corrélateur étroit avec un espacement de chip de $T_c/10$ et une amplitude relative de 0.5 par rapport au trajet direct.

III.8.2. Corrélateur Double-delta.

Le terme $(\Delta\Delta)$ est une expression générale pour des discriminateurs de code spéciaux qui sont formés par deux paires de corrélateurs au lieu d'une seule paire. Le concept général de la poursuite par ce type de corrélateur est décrit en détail dans [41]. Il existe plusieurs types de corrélateurs $\Delta\Delta$. Les meilleurs en termes de précision sont le SC et la HRC [95]- [96]. Les discriminateurs de code de ces deux structures peuvent être conçus en formant une

combinaison linéaire de quatre corrélateurs (deux avances et deux retards) au lieu de deux dans le cas des corrélateurs classiques.

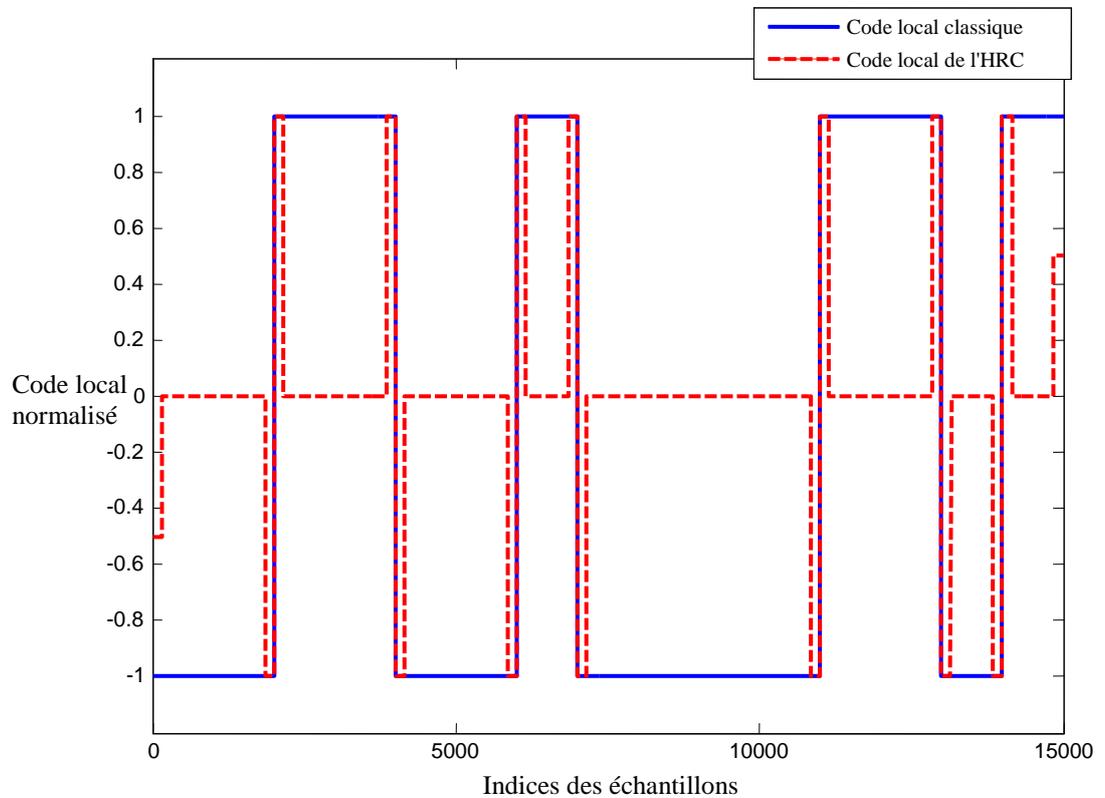


Figure.III.73 Exemple de deux répliques de code « traditionnelle et HRC »

La HRC est une des techniques de poursuite de code qui effectue l'opération de la poursuite en utilisant la dérivée seconde du code généré localement. Dans son récepteur, la HRC utilise un code généré localement qui est différent du code local habituel.

Le code local utilisé pour l'estimation du retard de propagation est illustré sur la figure (III.73). Il peut être exprimé par l'expression de l'équation suivante :

$$C_{HRC}(t) = 2C(t) - c(t - \delta_{HRC}) - c(t + \delta_{HRC}) \quad (154)$$

Où δ_{HRC} est un paramètre définissant la réplique locale HRC.

Comme l'illustre la figure (III.73), cette méthode consiste à mettre à zéro une partie significative du code d'entrée [96]. Par conséquent, ceci a un grand impact sur la réduction des MPs. Ces derniers seront complètement éliminés si leur retard est plus grand que $2\delta_{HRC}$.

En effet, il est clair que l'élimination augmente en diminuant le δ_{HRC} . Cependant, cette opération dégrade sérieusement la CF puisqu'elle annule une grande partie du signal d'entrée. Prenons comme exemple un code Galileo qui utilise la méthode HRC avec $\delta_{HRC} = 0.05T_c$. La

dégradation équivalente dans le rapport C/N_0 est de $13dB$, comme décrit dans [41] et illustré dans la figure (III.74) pour les codes BOC(1,1)-Galileo et C/A-GPS.

Cette figure illustre la CF entre le signal d'entrée et le code local en utilisant la HRC d'une part et le code local traditionnel d'autre part. L'espacement de chip est choisi égal à $\delta=2\delta_{HRC}$. Le discriminateur D_{HRC} a l'avantage d'utiliser les valeurs du corrélateur en phase obtenues par la corrélation traditionnelle du signal d'entrée avec le code local usuel.

Le tension d'erreur de la HRC est donnée par:

$$D_{HRC} = (Early_1 - Late_1) - \frac{(Early_2 - Late_2)}{2} \quad (156)$$

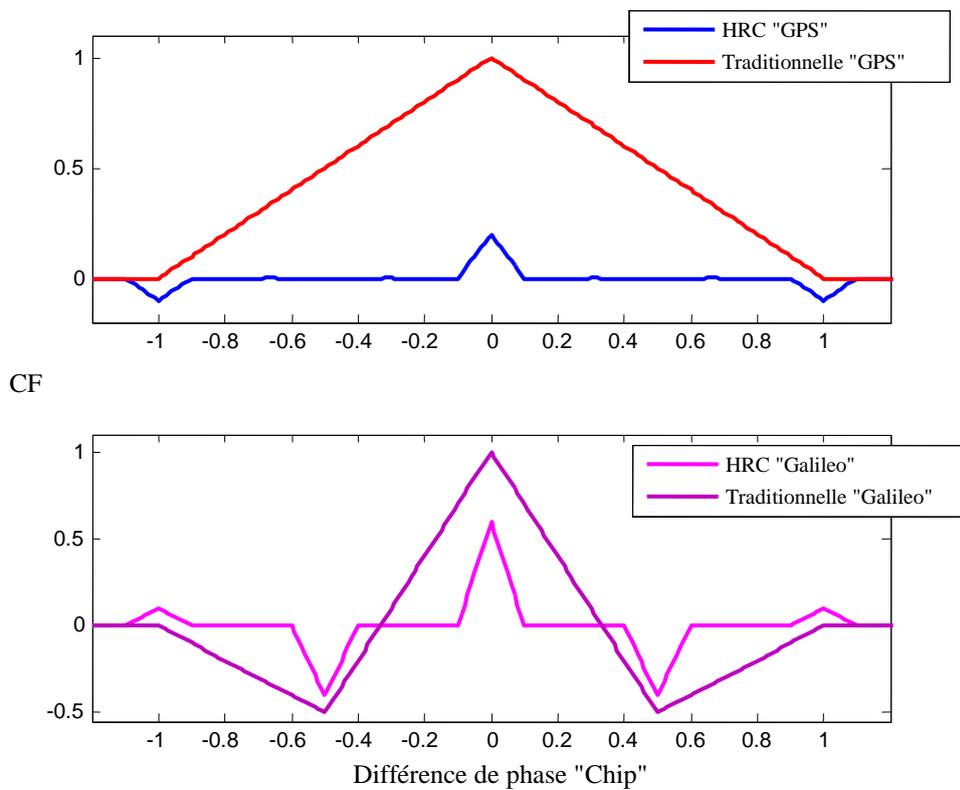


Figure.III.74 CF traditionnelle et HRC ((a) Sans modulation BOC ; (b) Avec modulation BOC)

En fonction de deux corrélateurs étroits (NC), le discriminateur de la HRC est donné par [95]:

$$D_{HRC} = NC(d_1) - \frac{1}{2} NC(2d_1) \quad (157)$$

Avec :

d_1 : L'espacement de chip entre les corrélateurs de la première paire.

d_2 : L'espacement de chip entre les corrélateurs de la deuxième paire.

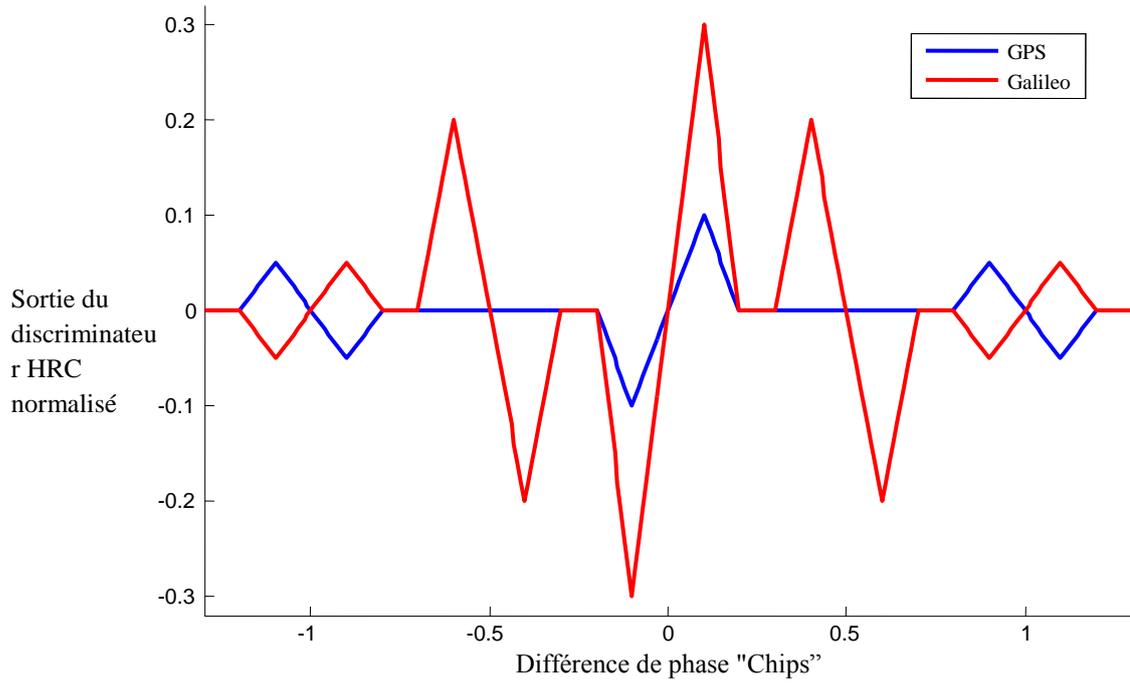


Figure.III.75 Tension d'erreur de la boucle DLL pour la HRC (Codes BOC(1,1) Galileo et code C/A-GPS simple)

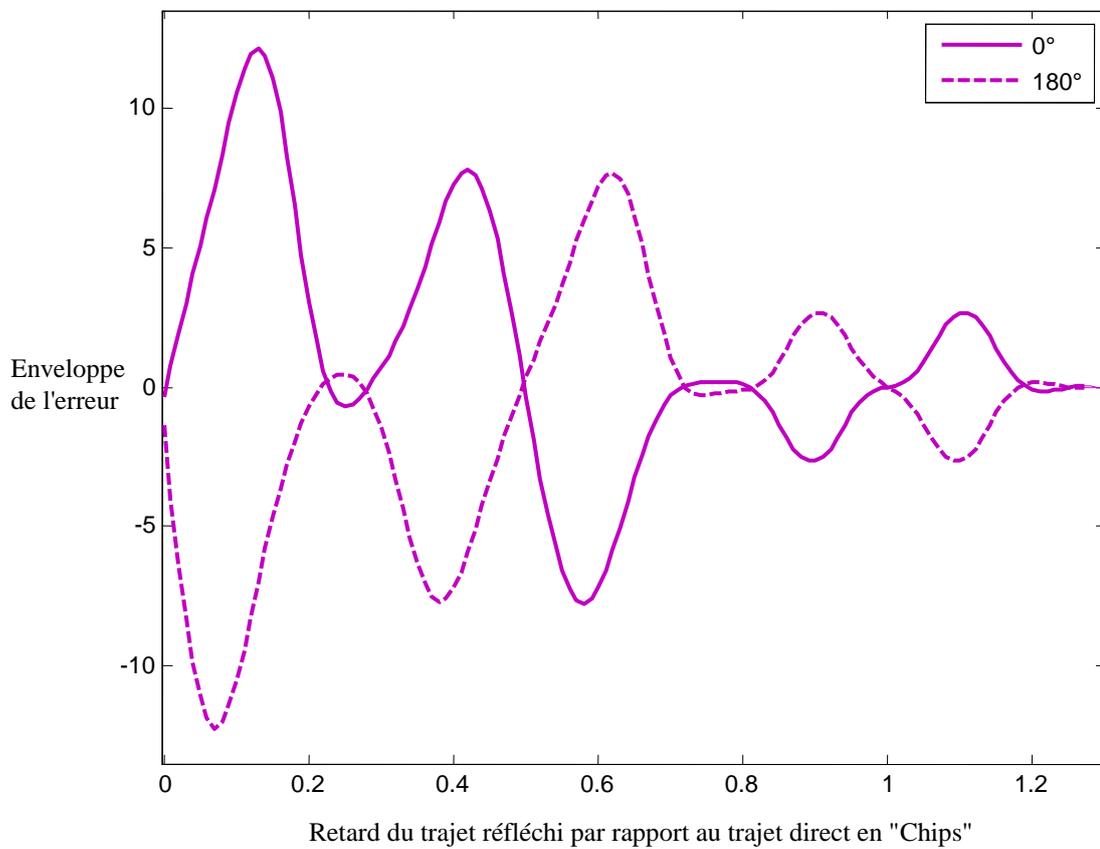


Figure.III.76 Enveloppe de l'erreur de poursuite de code pour la DLL HRC

Si $R(\Delta\tau)$ est la CF entre le signal reçu et le code généré localement le discriminateur HRC est donné par :

$$D_{HRC} = \frac{d_2(R(\Delta\tau + d_1) - R(\Delta\tau - d_1)) - d_1(R(\Delta\tau + d_2) - R(\Delta\tau - d_2))}{2(d_2 - d_1)} \quad (158)$$

Les sorties des discriminateurs HRC pour des codes simples et pour des codes BOC(1,1) Galileo sont illustrées sur la figure (III.75).

La figure (III.76) illustre l'offset de code de la HRC.

III.8.3. Corrélateur Stroboscopique

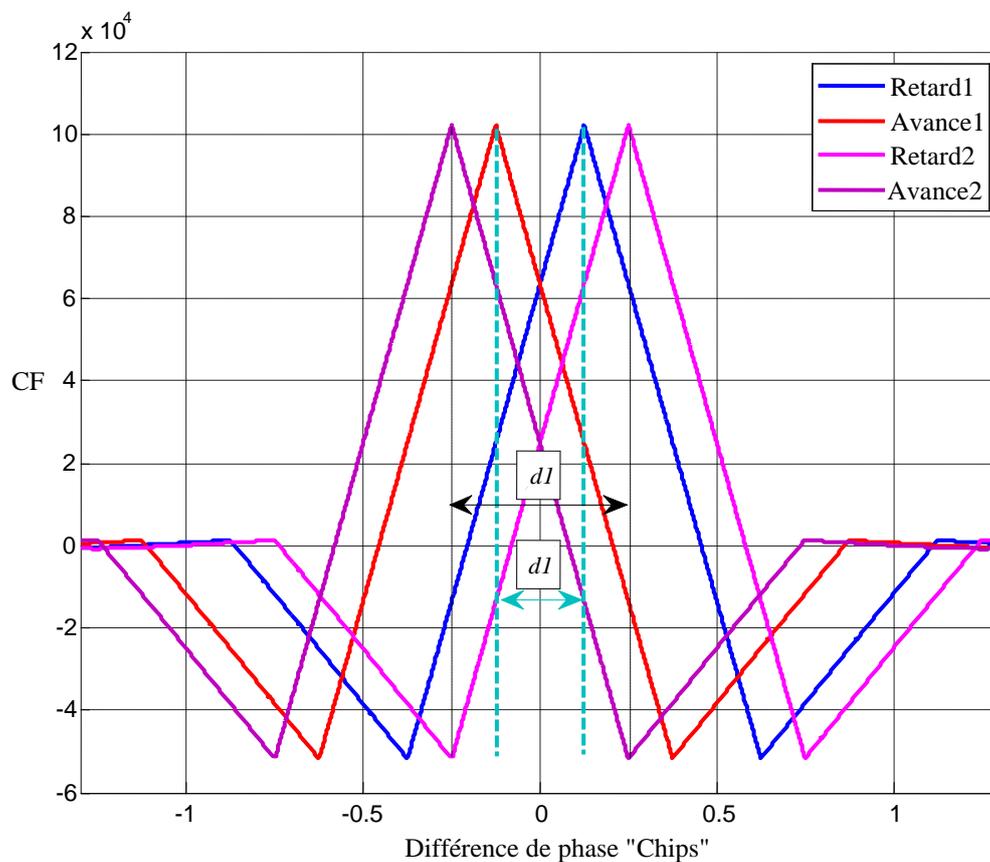


Figure.III.77 Concept général du Corrélateur Stroboscopique

Le corrélateur stroboscopique [22] et [97] est un autre type de discriminateur qui emploie le corrélateur double delta. En effet, il utilise deux bras supplémentaires qui sont deux paires de corrélateurs avance-retard. Typiquement, les corrélateurs de la première paire sont espacés de d_1 et les corrélateurs de la 2^{ème} paire sont espacés de $2d_1$. Dans les récepteurs classiques, les valeurs des corrélations avance et retard constituent les entrées de la boucle de poursuite de code DLL. Par conséquent, dans le corrélateur stroboscopique, ce sont les différences entre

les corrélateurs avance et retard qui sont utilisées comme entrées de la boucle de poursuite de code DLL.

En fonction du corrélateur étroit, le corrélateur stroboscopique est donné par [95] :

$$D_{HRC} = 2NC(d_1) - NC(2d_1) \quad (159)$$

Quand on regarde l'équation (159) en la comparant avec l'équation (157), nous apercevons que le corrélateur stroboscopique et la HRC diffèrent seulement d'un facteur multiplicatif à savoir :

$$D_{HRC} = \frac{D_{SC}}{2} \quad (160)$$

Comme la différence entre la HRC et le corrélateur stroboscopique est le facteur multiplicatif 0.5, alors les performances sont les mêmes. Comme l'illustre la figure (III.78), l'enveloppe de l'erreur du corrélateur stroboscopique est similaire à celui de la HRC. En effet, les deux structures sont beaucoup sensibles aux MPs ayant de petits retards et moyennement sensible aux MPs de retards moyens et très peu sensibles pour les MPs à faible retards.

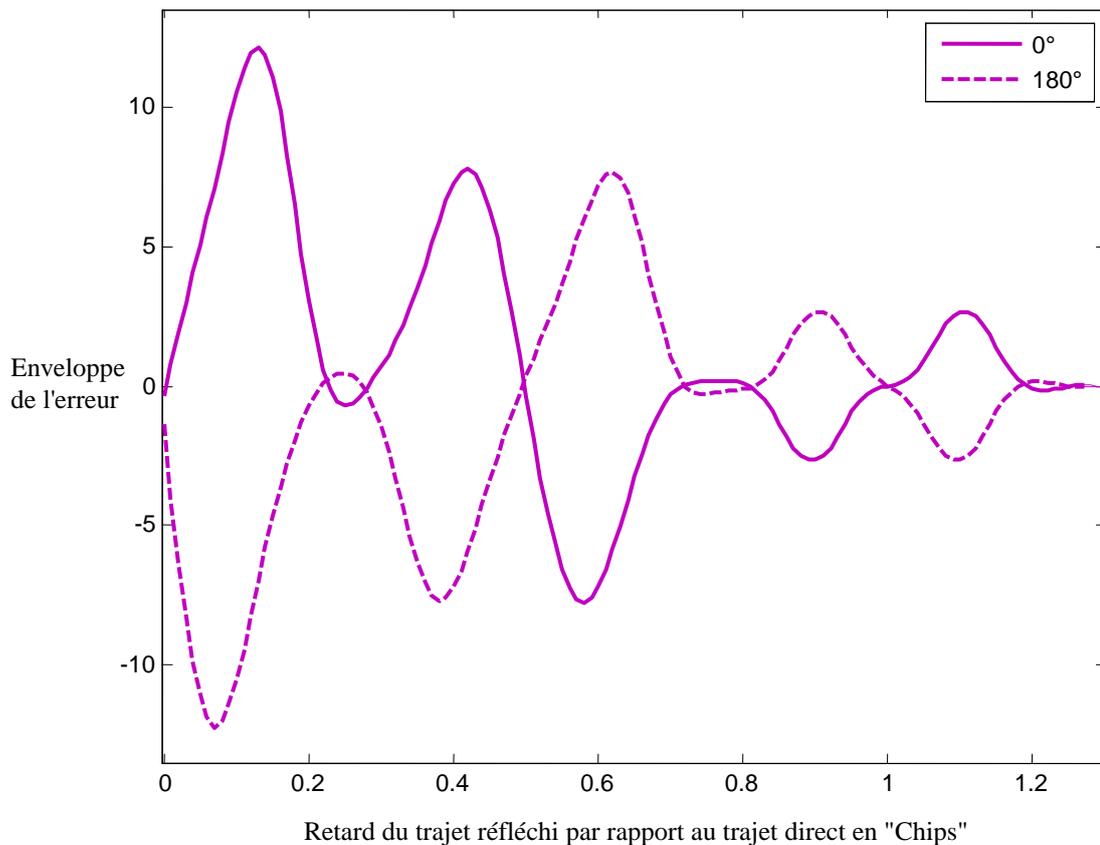


Figure.III.78. Enveloppe de l'erreur de poursuite de code pour le Corrélateur Stroboscopique ($a_{1r}=0.5, C_s=0.5T_c$).

III.8.4. Corrélateur à dérivée nième

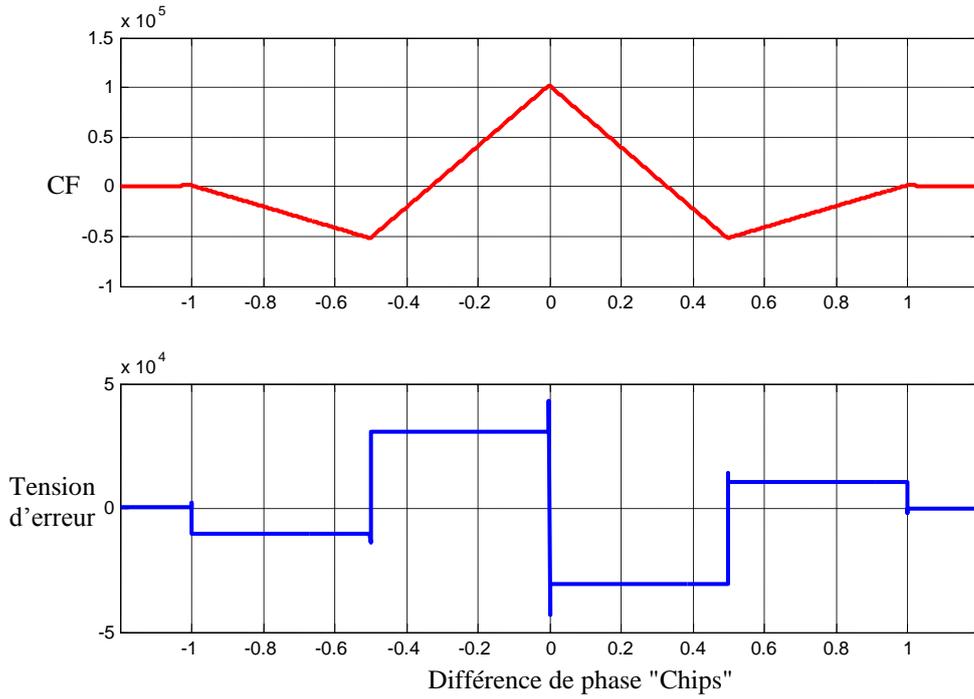


Figure.III.79. CF et sa première dérivée en l'absence du bruit

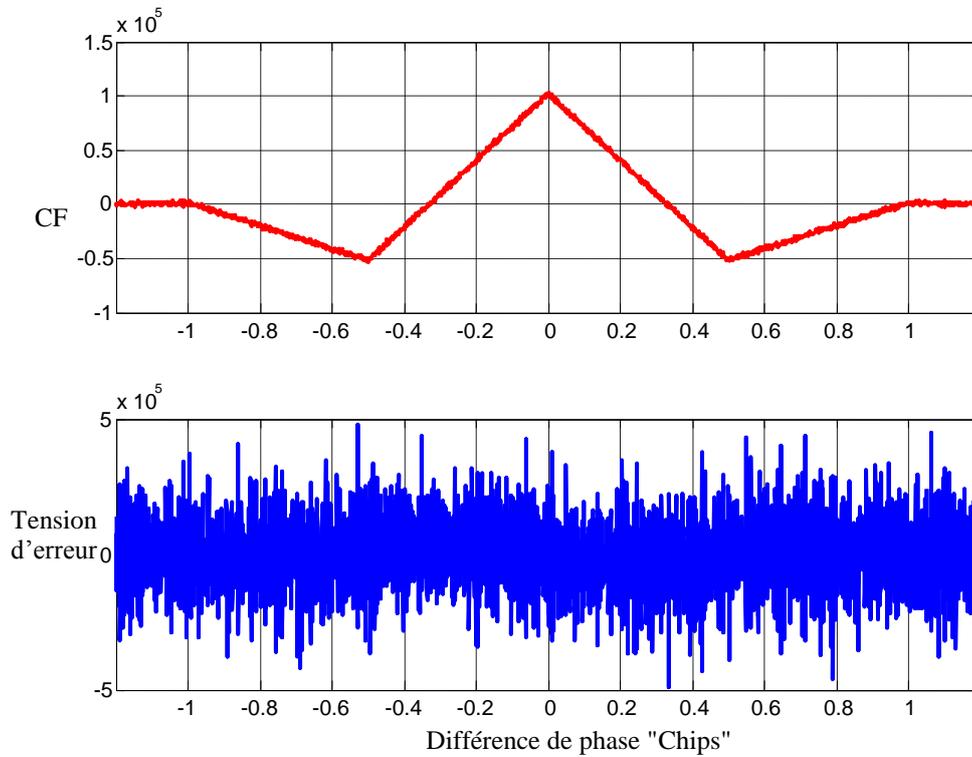


Figure.III.80. CF et sa première dérivée en présence du bruit

La fonction discriminatrice de cette technique de corrélation est créée en prenant simplement la n ème dérivée de la CF. Tant que n est un nombre impair, la fonction discriminatrice est nulle au point de poursuite. La figure (III.79) illustre la 1^{ère} dérivée de la CF. Comme l'illustre cette figure, la CF s'annule pour une différence de phase nulle [98]. Le seul inconvénient de cette technique est sa sensibilité au bruit [40]. En pratique, comme l'illustre la figure (III.80) dans un point à estimer (la soustraction des échantillons adjacents), le bruit modifiera l'évaluation de la dérivée et, par conséquent, le point résultant est trop bruité.

III.8.5. La technique de la pente avance-retard

Contrairement aux techniques de réduction des MPs citées précédemment, la technique des pentes avance-retard pour (Early-Late Slopes (ELS)) n'utilise pas un discriminateur de code optimal, mais elle utilise quatre corrélateurs pour "échantillonner" la CF du signal reçu. L'idée générale derrière cette méthode est de déterminer les pentes aux deux côtés du pic central de la CF [99]. Une fois ces deux pentes sont connues, elles peuvent être utilisées pour estimer une correction qui peut être ajoutée à la pseudo-distance mesurée. Cette technique de réduction des MPs a été utilisée dans certains récepteurs GPS de NovAtel sous le nom de (Multipath Elimination Technology" (MET)) "la Technologie d'Élimination des MPs". De plus, elle est similaire à la technique PAC (Pulse Aperture Correlator) [100]. Le principe de calcul de la correction de la pseudo-distance est illustré sur la figure (III.81).

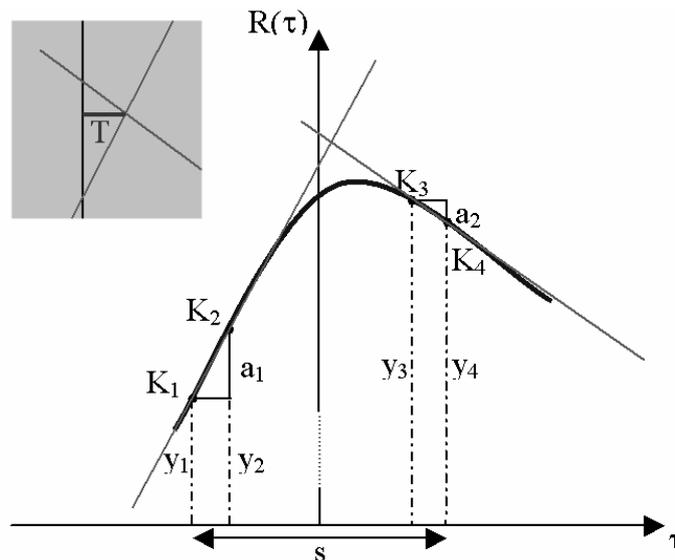


Figure.III.81. Calcul de la correction de la pseudo-distance par la techniques ELS

Les pentes sur les côtés de la CF sont déterminées au moyen de quatre corrélateurs, chacun d'entre eux étant caractérisé par une coordonnée t ($t1, t2, t3, t4$) dans l'axe des abscisses. Les corrélateurs sont utilisés pour déterminer les ordonnées ($y1, y2, y3, y4$) correspondants à

chaque valeur t . En utilisant ces ordonnées, les pentes a_1 et a_2 peuvent être calculées et deux polynômes du premier ordre peuvent être conçus. Les coordonnées du point d'intersection de ces deux lignes peuvent être interprétées comme étant les coordonnées de la correction T qui doit être appliquée à la pseudo-distance pour remédier au problème des MPs. La figure (III.81) illustre le pic d'une CF déformée et arrondie en raison des effets de la limitation de la bande de précorrélacion et de l'influence des MPs. Les performances de cette technique en présence des MPs peuvent être obtenues en comparant les pseudo-distances avant et après correction. Les équations de la technique ELS sont données comme suit [99] :

$$T = \frac{\left(y_1 - y_3 + \frac{d}{2}(a_1 + a_2) \right)}{(a_1 - a_2)} \quad (161)$$

$$a_1 = \frac{(K_1 - K_2)}{\left(\frac{s}{2} \right)} \quad (162)$$

$$a_1 = \frac{(K_3 - K_4)}{-\left(\frac{s}{2} \right)} \quad (163)$$

$$\begin{cases} y_1 = K_1 \\ y_2 = K_2 \\ y_3 = K_3 \\ y_4 = K_4 \end{cases} \quad (164)$$

III.8.6. La technique de la pente avance retard améliorée

Dans la technique ELS améliorée (Improved Early-Late-Slope « IELS »), il y a deux mises à jour majeures au modèle de base ELS [101]. La première mise à jour est l'adaptation des espacements aléatoires entre les premiers corrélateurs (c'est-à-dire, l'espacement entre E_1 et E_2) et aussi entre les deux derniers corrélateurs (c'est-à-dire, l'espacement entre L_1 et L_2). L'espacement aléatoire entre les corrélateurs sera généralement plus approprié que l'espacement fixe en terme d'estimation de pentes correctes dans les côtés avance et retard de la CF, et plus spécialement dans un canal à évanouissement. La deuxième mise à jour est l'utilisation des informations avance-retard pour déterminer le pic le plus approprié sur lequel la technique IELS devrait être appliquée. À la différence du signal non-BOC, le signal modulé BOC a des pics secondaires avec des amplitudes non négligeables. Donc, il devrait y avoir une façon juste de se débarrasser de ces pics secondaires pour ne pas les considérer comme étant un pic central. En revanche, un seuil IELS est calculé en se basant sur l'estimation de la

variance du bruit par la structure « avance-retard » [101]. Le pic IELS choisi est celui qui est au-dessus du niveau de seuil.

III.8.7. Technique « Triangle Endpoint Difference (TrEnd)»

La technique « TrEnd » utilisée dans la détection des MPs est basée sur le fait que la CF est triangulaire pour une bande de précorrélacion infinie [96]. La base de ce triangle est égale à deux fois la largeur d'un chip. Du moment que le pic de la CCF peut être facilement détecté, l'identification du dernier point, pour lequel le triangle se croise avec l'axe des abscisses, est un problème mineur. En faisant ainsi une régression linéaire de tous les points sur le front descendant de la CF à partir du maximum de corrélation jusqu'au point qui s'en éloigne d'un chip. Les coefficients de l'équation de cette droite sont respectivement k et m . Si on connaît ces deux valeurs, on peut déterminer la valeur pour laquelle la ligne se croise avec l'axe des abscisses (voir la figure III.82). Si la ligne croise l'axe des abscisses à l'extérieur d'un intervalle prédéfini, alors il y a des composants MPs dans le signal reçu [96].

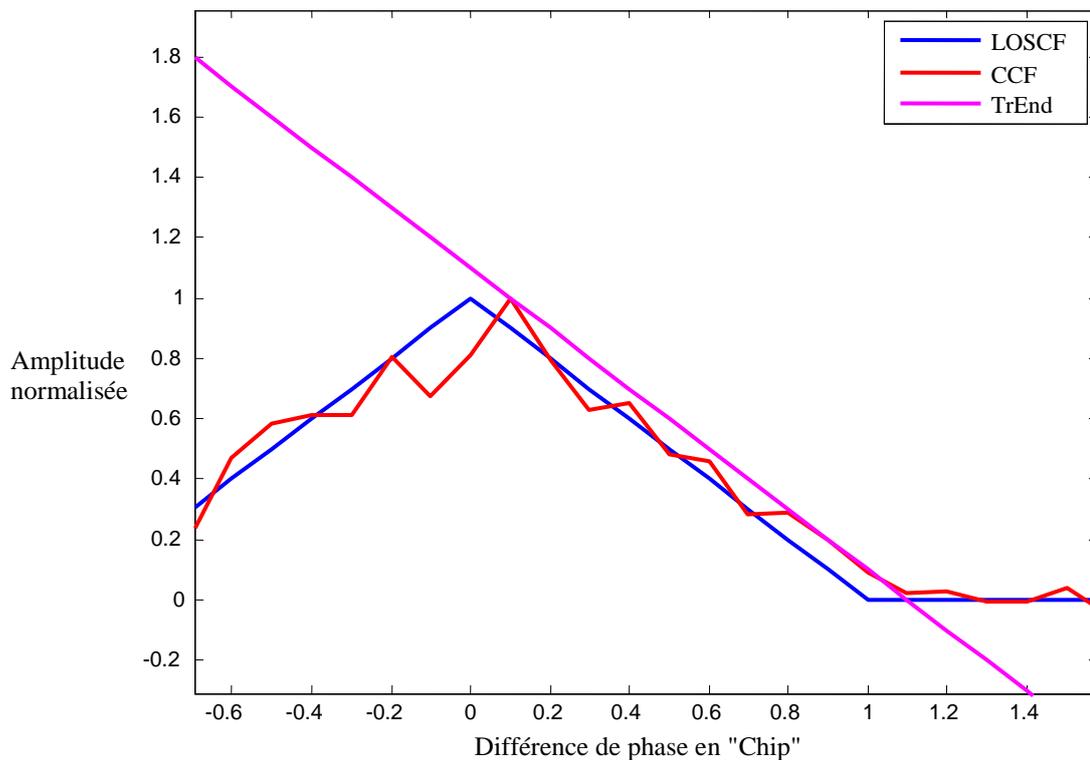


Figure.III.82. Principe de la technique TrEnd

L'algorithme de cette technique est donné comme suit :

- 1- Chercher le point correspondant au pic de corrélation. Si la CF contient plusieurs pics, on choisit le pic le plus à gauche et on le considère comme étant le pic en phase.
- 2- Faire une régression linéaire de tous les points situés à une distance de un chip à droite à partir de ce pic.
- 3- Calculer le point pour lequel l'équation de la droite de régression s'annule.
- 4- Vérifier l'intersection de cette droite avec l'axe des abscisses.
- 5- Calculer la différence entre l'indice de l'échantillon au point de passage par zéro de la droite et l'indice de l'échantillon situé à un chip à droite à partir du pic de phase.

III.8.8. Méthodes du maximum de vraisemblance

L'application des principes de la théorie statistique a conduit les concepteurs de circuits à introduire des systèmes de poursuite plus complexes, puisqu'ils sont très exigeants en structures matérielles ou logicielles. De telles structures sont cependant capables de travailler d'une manière très précise dans un environnement perturbé par les MPs [102]. Ces approches consistent à isoler chacune des composantes MPs en utilisant des techniques de diversité temporelle reposant sur la théorie du maximum de vraisemblance (maximum-likelihood (ML)) [102]. Ces circuits, à la différence des circuits classiques de synchronisation comme les boucles avance retard, calculent les estimés des paramètres caractéristiques à savoir la phase, le retard de propagation et l'amplitude, de toutes les composantes du signal reçu. Plusieurs approches de réduction des MPs basées sur ces techniques statistiques ont été introduites (la MEDLL, la MRDLL, la MMT « Multipath Mitigating Technology », la FIMLA, le VC « Vision Correlator »...etc) [103], [104] et [34]. Ces techniques approchent des limites de performance théoriques. Ce n'est pas surprenant, parce que les estimateurs ML ont des propriétés statistiques qui sont asymptotiquement de très bonnes qualités, c'est-à-dire que l'estimateur ML est en général non biaisé et qu'il atteint la borne de Cramer-Rao [103]. L'idée derrière l'estimation ML est en général de déterminer les paramètres qui maximisent une fonction de vraisemblance. Cette méthode d'estimation n'exige pas d'informations a priori et suppose que les paramètres inconnus sont constants au cours d'une période d'observation, typiquement des centaines de millisecondes ou des multiples de secondes pour des récepteurs à haute sensibilité. Ainsi, l'algorithme ML offre l'approche optimale dans beaucoup de situations pratiques quand la connaissance à posteriori, nécessaire pour des estimateurs Bayesian comme le maximum à posteriori (MAP) et l'estimation du minimum de l'erreur quadratique moyenne (Mean Square Error Estimation (MMSE)), n'est pas disponible. Bien

que la méthodologie pour l'estimation ML soit simple, la mise en œuvre est souvent fastidieuse. En utilisant le progrès de l'optimisation et la puissance l'informatique d'aujourd'hui, la complexité n'est plus un obstacle significatif. Les boucles de poursuite de code du type ML exigent la mesure de la CF du signal reçue pour chaque trajet réfléchi avec un ensemble de corrélateurs et de faire par la suite un traitement avec des algorithmes complexes.

Récemment, Lawrence Weill, l'inventeur de la technique MMT, a appliqué une transformation non-linéaire sur l'espace des paramètres des MPs pour réduire la complexité du calcul de maximisation de la fonction ML. Une version non-cohérente de la technique MEDLL a été proposée [101]. Cette dernière génère des phases comme des paramètres aléatoires uniformément distribuées et choisit celle qui réduit au minimum l'erreur quadratique moyenne de la CF résiduelle. La dernière approche ML de réduction des MPs est l'Algorithme du maximum de vraisemblance Itératif Rapide (Fast Iterative Maximum-Likelihood Algorithm (FIMLA)) [34]. Cette technique utilise la structure du modèle du signal GNSS et la périodicité des codes PN. Avec ceux-ci, FIMLA développe une mise en œuvre efficace de la méthode ML itérative de Newton en cherchant les expressions analytiques simples pour la première et la deuxième dérivées de la fonction ML. Dans cette partie de la thèse, nous discutons ces mises en œuvre ML utilisées pour estimer les MPs [105].

III.8.8.1. Modèle du signal perturbé par les MPs

On considère un signal reçu qui contient un trajet direct et $M-1$ trajets réfléchis. Le signal complexe en bande de base reçu est donné par [34]:

$$r(t) = \sum_{i=1}^M A_i c(t - \tau_i) \exp(j\phi_i) + n(t) \quad (165)$$

Avec (A_i, τ_i, ϕ_i) sont l'amplitude, le retard, et la phase du $i^{\text{ème}}$ trajet. Ces derniers sont considérés comme des constantes dans une période d'observation. $c(t)$ est le signal de modulation qui contient le code PN et la sousporteuse, et $n(t)$ est un bruit blanc gaussien complexe de moyenne nulle. Dans l'équation (165), on suppose qu'on est en présence de signal pilote qui ne contient pas de données. Pour $M=2$ (La présence du LOS et d'un seul MP), nous pouvons exprimer le signal en bande de base affecté par le changement de phase Doppler comme suit :

$$r(t) = A_1 c(t - \tau_1) \exp(j\phi_1) + A_2 c(t - \tau_2) \exp(j\phi_2) + n(t) \quad (166)$$

III.8.8.2. Estimation des MPs en utilisant la méthode ML

L'idée de cette méthode est de réduire l'effet des MPs en estimant le signal direct

$A_1 c(t - \tau_1) \exp(j\phi_1)$ et la contribution des MPs $\sum_{i=2}^M A_i c(t - \tau_i) \exp(j\phi_i)$. Pendant

l'estimation des paramètres du signal reçu, les composants MPs ainsi reconstruits sont soustraits du signal reçu pour obtenir une bonne estimation du LOS. Donc une estimation très précise du retard τ_1 du LOS peut être calculée. Ainsi, le problème de réduction des MPs est formulé comme un problème d'estimation statistique des paramètres inconnus

$\theta = (A_1, A_2, \dots, A_M; \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_M; \phi_1, \phi_2, \dots, \phi_M)$. Selon la théorie d'évaluation ML, les meilleures approximations sont ces valeurs qui maximisent la fonction de vraisemblance donnée par :

$$P(r; \theta) = c \exp \left\langle -\frac{1}{2\sigma^2} \int_{T_0} \left| r(t) - \hat{A}_1 c(t - \hat{\tau}_1) \exp(j\hat{\phi}_1) - \sum_{i=2}^M \hat{A}_i c(t - \hat{\tau}_i) \exp(j\hat{\phi}_i) \right|^2 dt \right\rangle \quad (167)$$

En pratique, puisque le signal est échantillonné, l'intégrale dans l'équation (167) peut être remplacée par une somme sur tous les échantillons dans l'intervalle de temps considéré T_0 .

Ceci est équivalent à la minimisation de l'erreur quadratique moyenne entre le signal reçu et la version estimée à travers le logarithme de la fonction de vraisemblance donnée par :

$$\Gamma(\theta) = \int_{T_0} \left| r(t) - A_1 c(t - \tau_1) \exp(j\phi_1) - \sum_{i=2}^M \hat{A}_i c(t - \hat{\tau}_i) \exp(j\hat{\phi}_i) \right|^2 dt \quad (168)$$

Pour calculer les estimés du ML, les dérivées partielles de $\Gamma(\theta)$ sont résolues par rapport à chaque paramètre. C'est un problème d'optimisation non-linéaire sur un espace de 3 dimensions engendré par θ et qui nécessite un long calcul. Nous avons donc six paramètres à estimer $(A_1, A_2, \tau_1, \tau_2, \phi_1, \phi_2)$ en présence d'un seul MP. Pour se faire, plusieurs algorithmes d'estimation des MPs basés sur le ML ont été présentés depuis 1992 [31]. La forme globale de la CF est nécessaire pour estimer les paramètres des MPs. La forme de la CF est obtenue en utilisant soit la FFT soit un banc de corrélateur [37].

III.8.8.2.1. Le banc de Corrélateur

Comme l'illustre la figure (III.83), l'élément essentiel de toutes ces structures est le banc de Corrélateurs [37] et [66]. C'est un ensemble de corrélateurs très étroits, chacun d'entre eux étant une réplique du code PN généré localement et décalé de KTc/M , où M représente le nombre de corrélateurs utilisés. A la sortie de ces branches, on obtient les échantillons de la fonction d'autocorrélation $R_x(\tau)$ nécessaires pour faire l'estimation des paramètres de

chacune des composantes reçues. La sortie du banc de corrélateurs est illustrée sur la figure (III.84).

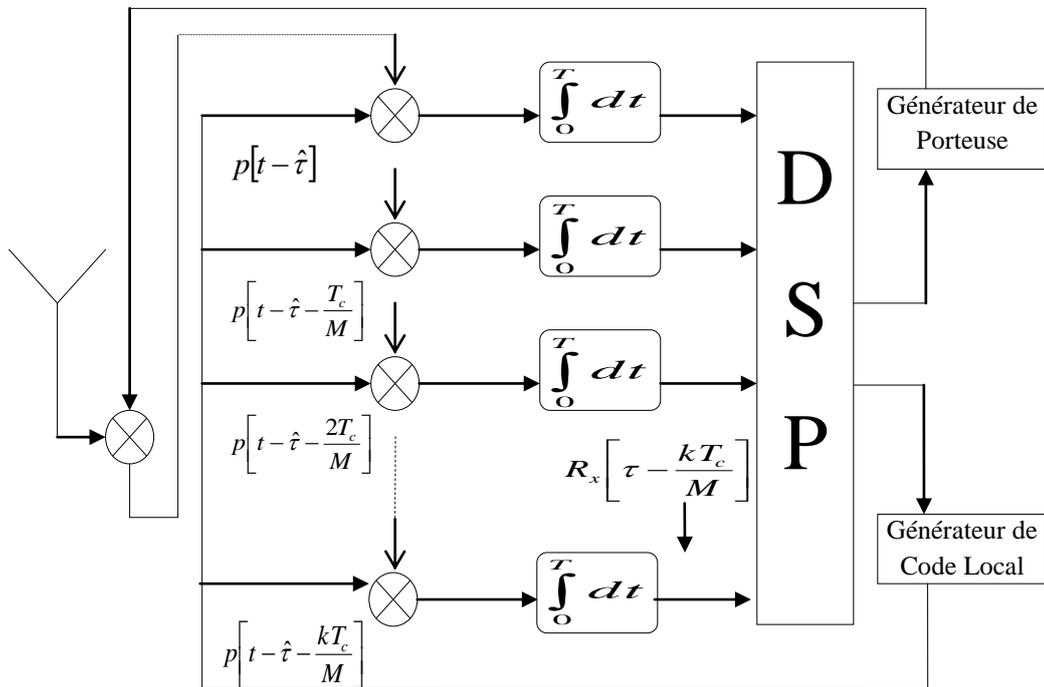


Figure.III.83. Banc de corrélateurs

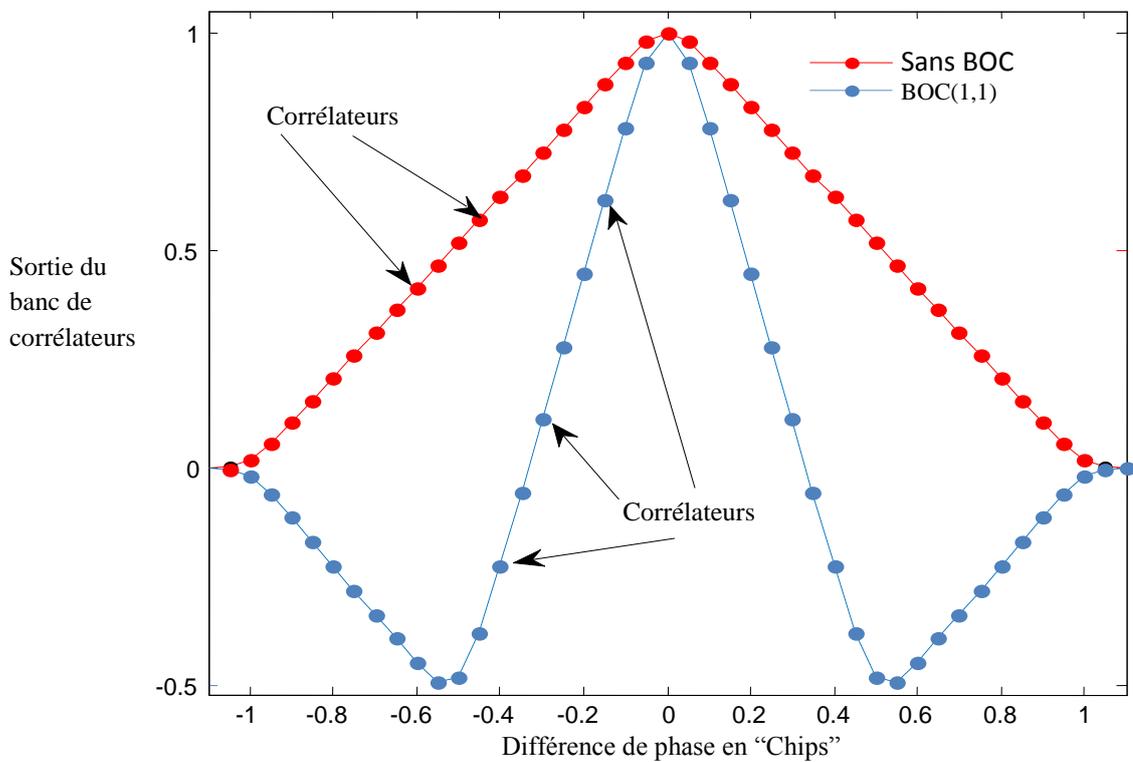


Figure.III.84. Echantillons de la CF délivrés par le banc de corrélateurs

III.8.8.2.2. Le Multicorrélateur

C'est une autre version du banc de corrélateur. En effet, le Multicorrélateur [38] fournit des échantillons de la CF du signal d'entrée avec plusieurs répliques décalées d'une fraction de la durée d'une brise. Dans ce cas, nous obtenons simultanément plusieurs échantillons en phase et en quadrature pour chaque retard du trajet réfléchi par rapport au trajet direct.

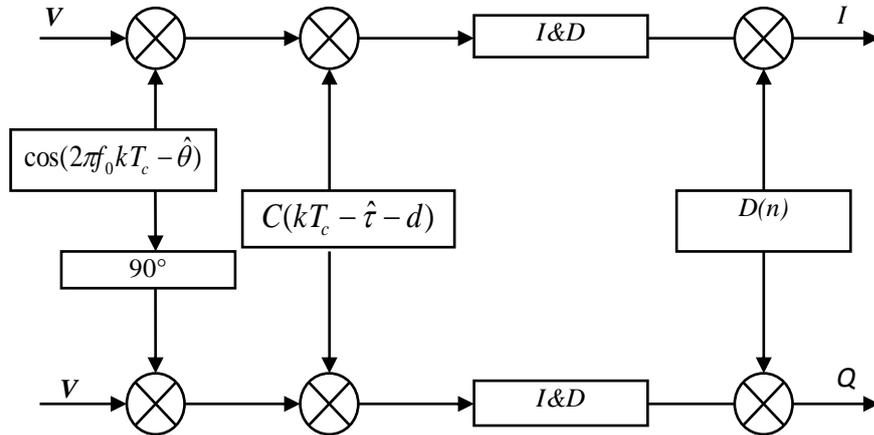


Figure.III.85. Architecture d'une branche du Multicorrélateur

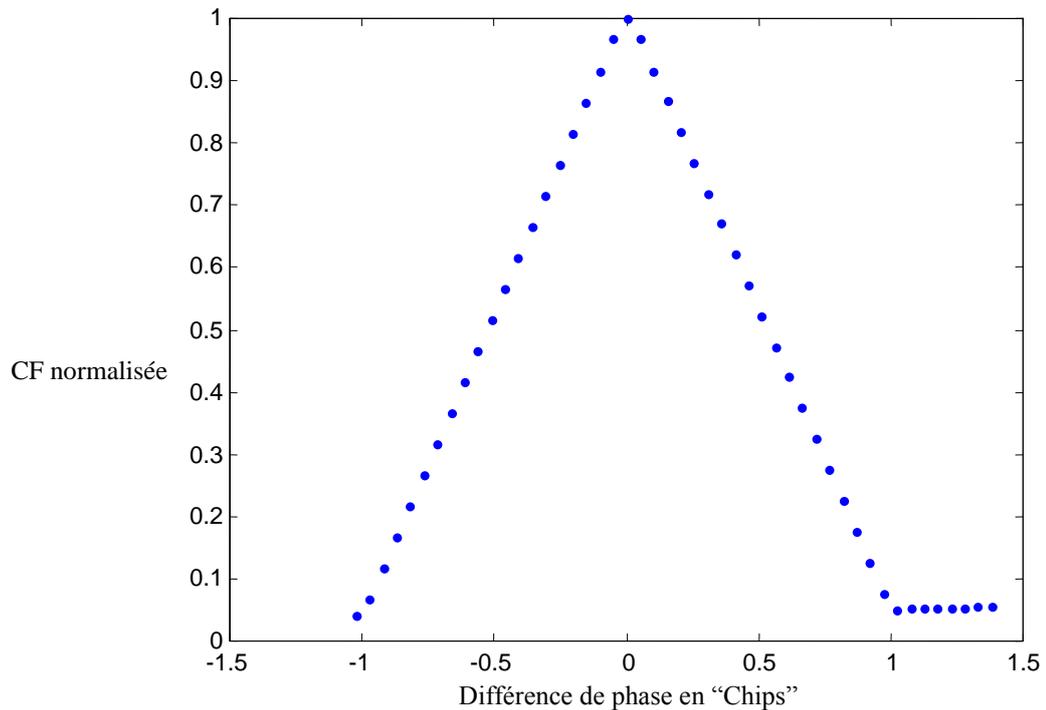


Figure.III.86. Echantillons de la CF délivrés par un Multicorrélateur pour une configuration uniforme

L'opération exécutée par chaque canal de corrélation est illustrée sur la figure (III.85). A la différence du banc de corrélateur classique, la distribution des points de la CFs peut être choisie parmi 3 configurations à savoir :

- 1- La configuration uniforme.

- 2- La configuration du sommet intensif.
- 3- La configuration front descendant.

Les formes des différentes configurations sont illustrées respectivement sur les figures (III.86), (III.87) et (III.88).

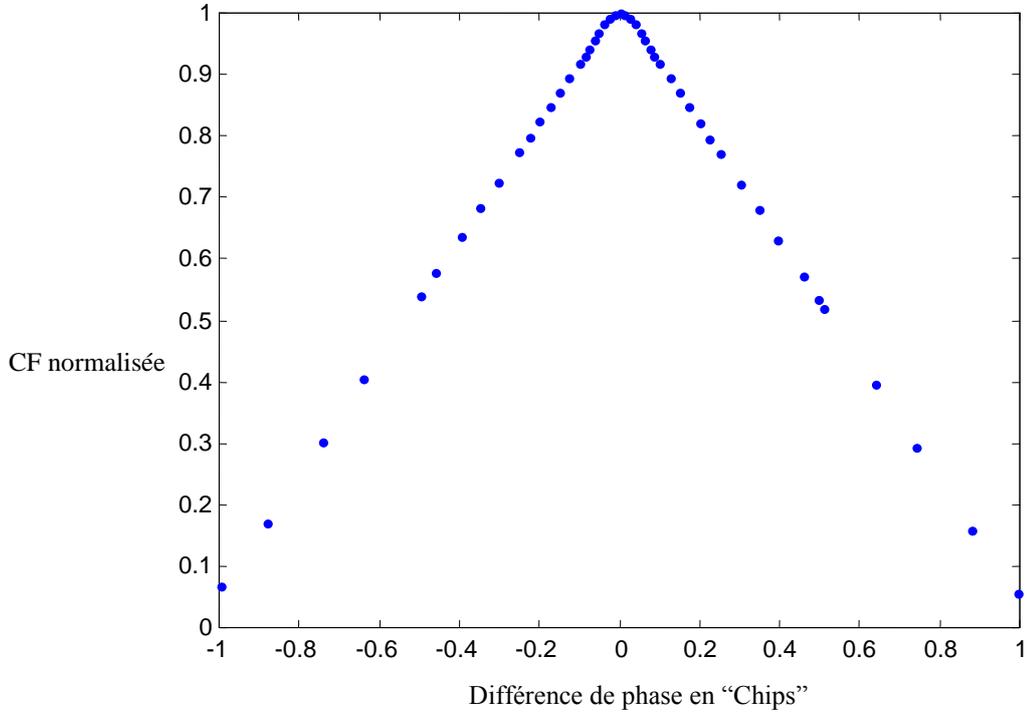


Figure.III.87. Echantillons de la CF délivrés par un Multicorrélateur pour une configuration intensif

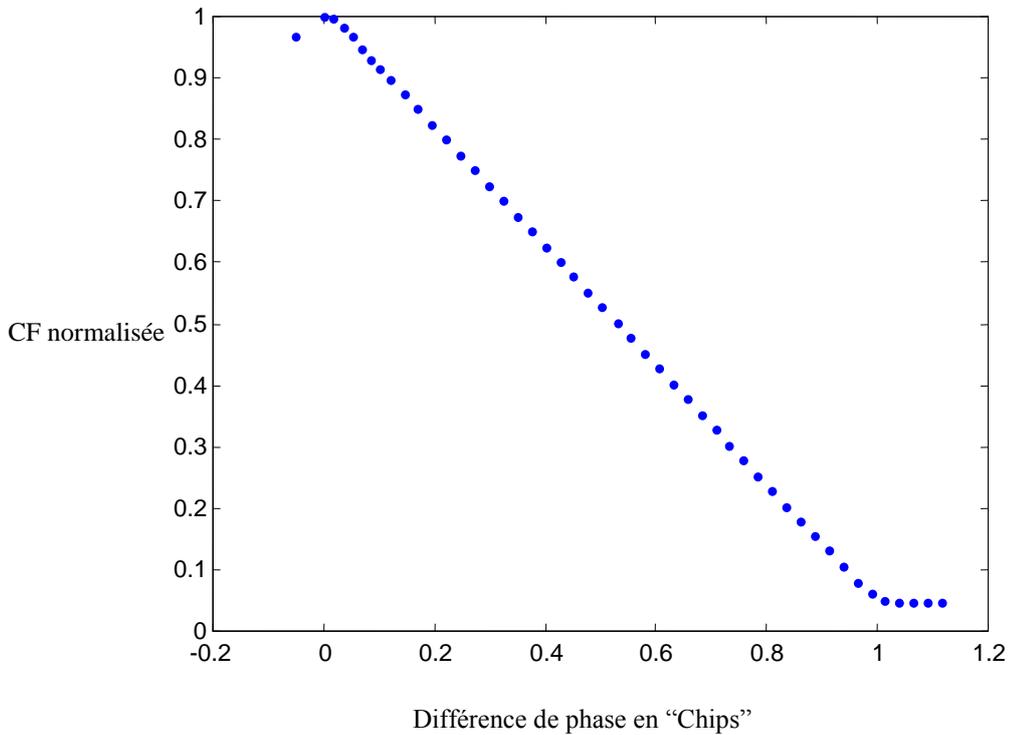


Figure.III.88. Echantillons de la CF délivrés par un Multicorrélateur pour une configuration Front descendant

Donc le Multi corrélateur fournit les observations possibles pour estimer tous les paramètres du signal reçu, à savoir le retard, l'amplitude, et la phase. Ceci par l'utilisation de la méthode des moindres – carrées.

Après l'estimation des paramètres, on élimine toutes les composantes MPs et on applique le signal résultant (constitué uniquement du trajet direct) à une boucle DLL classique. Par conséquent le phénomène des MPs est complètement réduit.

III.8.8.3. Structure MEDLL Cohérente

La MEDLL est utilisée jusqu'à aujourd'hui. Elle améliore les performances par rapport au corrélateur étroit en limitant la plage de variation de l'erreur de la pseudo-distance. Dans les références [31] et [105], les auteurs ont démontré que les estimations du ML des composantes reçues sont les valeurs qui minimisent la fonction ML précédente et elles sont données par :

$$\hat{\tau}_m = \max_{\tau} \left\{ \text{Re} \left[\left(R_x(\tau) - \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq m}}^n \hat{a}_i R(\hat{\tau} - \hat{\tau}_i) \exp(j\hat{\phi}_m) \right) \exp(-j\hat{\phi}_m) \right] \right\} \quad (169)$$

$$\hat{a}_m = \text{Re} \left[\left(R_x(\hat{\tau}_m) - \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq m}}^n \hat{a}_i R(\hat{\tau}_m - \hat{\tau}_i) \exp(j\hat{\phi}_m) \right) \exp(-j\hat{\phi}_m) \right] \quad (170)$$

$$\hat{\phi}_m = \text{Re} \left[R_x(\hat{\tau}_m) - \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq m}}^n \hat{a}_i R(\hat{\tau}_m - \hat{\tau}_i) \exp(j\hat{\phi}_m) \right] \quad (171)$$

Avec:

$$R_x(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \tilde{S}_r(t) \cdot p(t-\tau) \exp(-jW_i t) dt \quad (172)$$

$$R(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t p(t) \cdot p(t-\tau) dt \quad (173)$$

La CCF est donnée par :

$$R(\tau) = \sum_{i=0}^M R_i(\tau) \quad (174)$$

Avec :

$R_i(\tau)$: Les échantillons de la CCF.

Dans l'approche MEDLL, la CF $R(\tau)$ est calculée aux retards $\tau = K\Delta T$ à l'aide du banc de corrélateurs de la figure (III.83). Les sorties du banc de corrélateurs $R_x(\tau)$ constituent les

échantillons de la CF $R(\tau)$ qui sont illustrés sur la figure (III.84). Ces échantillons sont délivrés à un DSP pour qu'il puisse faire le calcul des estimés en se basant sur les équations MEDLL précédentes. La figure (III.89) illustre un organigramme de l'algorithme MEDLL.

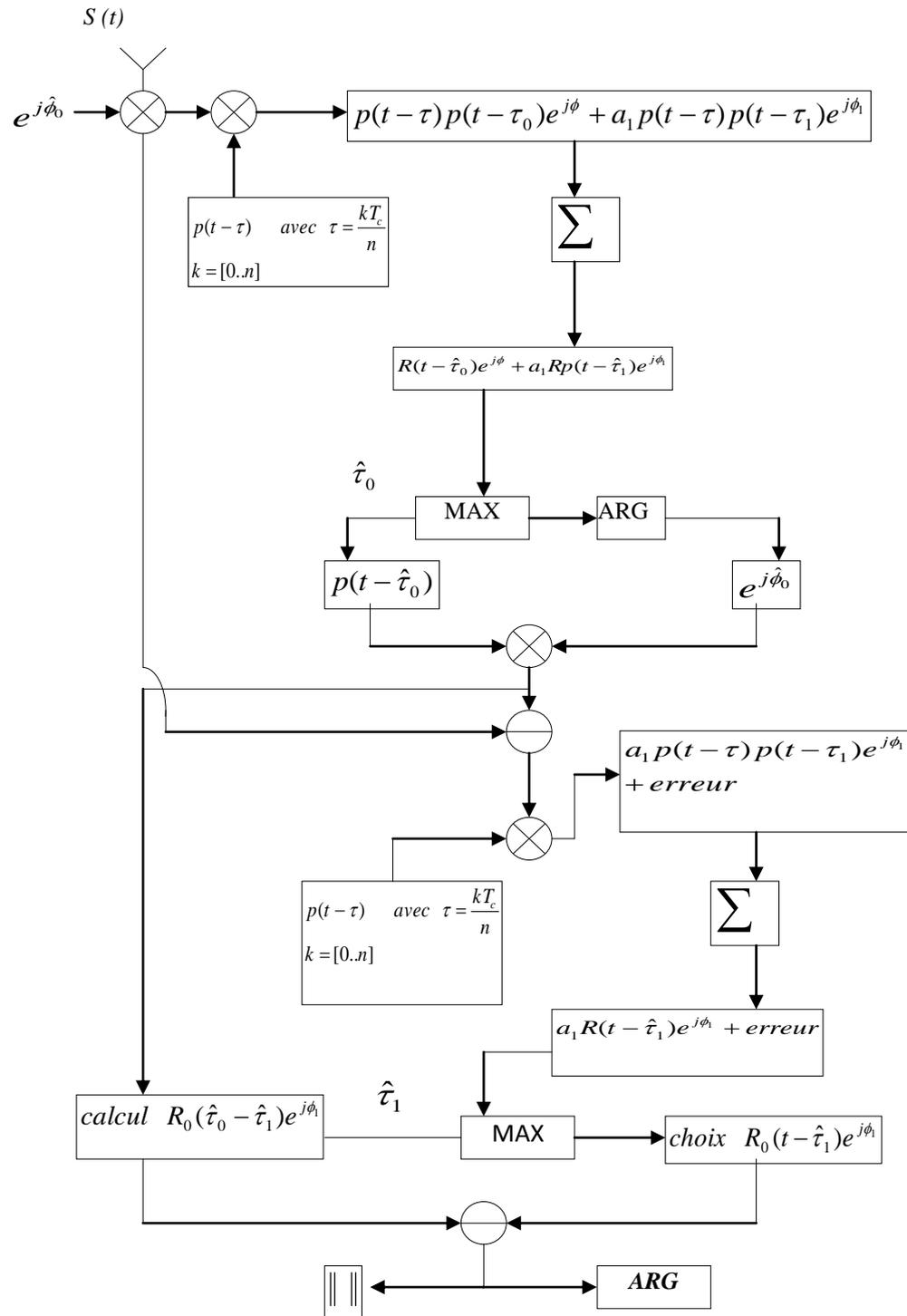


Figure.III.89. Organigramme de la MEDLL

La MEDLL, [105], [31] et [32], a été mise en œuvre commercialement en 1995, elle est devenue la première méthode largement connue parmi celles utilisées pour la réduction des MPs. Les inventeurs de cette approche ont proposé une technique d'annulation d'interférence qui réduit la complexité. Cette technique peut être récapitulée comme suit [102] :

Étape N° : 1 : Initialisation

1. Calculer la CF $R(\tau)$ en utilisant un banc de corrélateurs.
2. Trouver le maximum (Pic 1). Calculer son retard correspondant, son amplitude et sa phase.

Étape N° : 2 : Annulation successive des corrélations MPs.

1. Faire une soustraction de la contribution du pic calculé pour restituer une nouvelle approximation de la CF :

$$R^{(1)}(\tau) = R(\tau) - \hat{A}_1 R_c(\tau - \hat{\tau}_1) \exp(j\hat{\phi}_1).$$

2. Trouver le maximum de cette CF résiduelle (Pic 2). Calculer son retard correspondant, son amplitude et sa phase.

Étape N° : 3 : Convergence

1. Répéter l'étape N° :2, jusqu'à ce qu'un certain critère de convergence soit respecté.

III.8.8.4. MEDLL non cohérente

Récemment, une mise en œuvre non-cohérente de la MEDLL a été suggérée pour réduire l'espace des paramètres d'optimisation [101]. Ceci est fait par l'inclusion d'intégrations non-cohérentes supplémentaires dans la fonction de vraisemblance. Comme les informations de phase sont perdues par l'opérateur du carré (dans le processus d'intégration non-cohérente), ils sont compensés par l'introduction d'une phase aléatoire uniformément distribuée sur l'intervalle $[0, 2\pi]$. On choisira celle correspondant à une erreur quadratique moyenne minimale entre la corrélation réelle et celle construite. L'espace des paramètres d'optimisation de la fonction ML a été réduit puisqu'il n'inclut pas les phases. De plus, les performances de cette approche sont similaires à celles de la MEDLL cohérente. Par contre cette technique présente l'inconvénient d'avoir un temps de calcul plus long et qui dépend du nombre de phases aléatoires considéré.

III.8.8.5. Structure MMT

Cette technique est développée pour le cas de deux composants MPs ($M = 2$) [106]. La MMT utilise une transformation non-linéaire sur l'espace des paramètres des MPs pour permettre le calcul rapide d'une fonction de vraisemblance à 2 MPs. Cette dernière a été partiellement maximisée par rapport à quatre nouveaux paramètres au lieu de 6 paramètres pour le cas de la

MEDLL cohérente. La maximisation finale exige une recherche dans seulement deux dimensions. Comme présenté dans le papier original dans la référence [106], deux trajets ont été considérés le signal LOS plus un signal réfléchi comme indiqué dans l'équation (168). Le signal composite complexe en bande de base peut être respectivement décomposé en une partie réelle $x(t)$ et une autre partie imaginaire $y(t)$. La fonction de vraisemblance des six paramètres à estimer est donnée par :

$$\Gamma = \int_{T_0} [x(t) - A_1 c(t - \tau_1) \cos(\phi_1) - A_2 c(t - \tau_2) \cos(\phi_2)]^2 dt + \int_{T_0} [y(t) - A_1 c(t - \tau_1) \sin(\phi_1) - A_2 c(t - \tau_2) \sin(\phi_2)]^2 dt \quad (175)$$

Pour réduire au minimum la fonction de vraisemblance précédente, une simplification majeure peut être réalisée en appliquant la transformation non-linéaire et modifiable suivante :

$$a = A_1 \cos(\phi_1); b = A_2 \cos(\phi_2); c = A_1 \sin(\phi_1); d = A_2 \sin(\phi_2) \quad (176)$$

Quand cette transformation est appliquée, on arrive à :

$$\Gamma = \int_{T_0} [x^2(t) + y^2(t)] dt + (a^2 + b^2 + c^2)R(0) - 2aR_{xc}(\tau_1) - 2bR_{xc}(\tau_2) + 2abR_c(\tau_1 - \tau_2) - 2cR_{yc}(\tau_1) - 2dR_{yc}(\tau_2) + 2cdR_c(\tau_1 - \tau_2) \quad (177)$$

Cette fonction de coût est maintenant quadratique en a , b , c et d . Ainsi, en mettant à zéro les dérivées partielles par rapport à a , b , c et d , le résultat est un système linéaire. Pour chaque paire de valeurs τ_1 et τ_2 , ce système linéaire peut être explicitement résolu en fonction de a , b , c et d . Alors l'espace de recherche est réduit de six dimensions à deux dimensions.

L'algorithme MMT peut être récapitulé comme suit [25]:

Étape N° : 1 : la Recherche dans le domaine (τ_1, τ_2)

1- Pour chaque point dans le domaine (τ_1, τ_2) , trouver les valeurs de a , b , c et d qui minimisent la fonction coût Γ .

Étape N° : 2 : Identifier le point $ML(\tau_1, \tau_2)$, correspondant au plus petit de tous les minimums obtenus. Identifier aussi les valeurs de minimisation associées a , b , c et d correspondantes

Étape N° : 3 : Calculer les estimés $\hat{A}_{1,ML}$, $\hat{A}_{2,ML}$, $\hat{\phi}_{1,ML}$ et $\hat{\phi}_{2,ML}$ en utilisant l'inverse des transformations de l'équation (176).

La technique MMT a été utilisée comme une approche fondamentale de réduction des MPs dans la technique VC. De nouvelles optimisations et améliorations matérielles ont été développées au cours de la commercialisation de cette technologie.

III.8.8.6. Structure FIMLA

L'algorithme FIMLA proposé dans la référence [34] reformule la fonction de coût comme une amplitude complexe de la forme $a_i = A_i \exp(j\phi_i)$ pour des dérivations plus compactes et plus générales. Ainsi, l'information de phase est considérée comme connue implicitement afin de réduire la charge de calcul. FIMLA exploite aussi la périodicité du code du signal GNSS pour simplifier la fonction de vraisemblance comme suit :

$$\begin{aligned} \Gamma = & -\int_{T_0} |r(t)|^2 dt + 2 \operatorname{Re}\{a_1^* R(\tau_1)\} \\ & - T_0 |a_1|^2 + 2 \operatorname{Re}\{a_2^* R(\tau_2)\} - T_0 |a_2|^2 \\ & - 2\Phi(\tau_2 - \tau_1) \operatorname{Re}\{a_1 a_2^*\} \end{aligned} \quad (178)$$

Où $\operatorname{Re}\{.\}$ définit la partie réelle d'un nombre complexe et $\Phi(.)$ est la CF du code GNSS idéale dans la période d'observation. Pour calculer les estimés ML, les dérivées partielles de Γ par rapport à chacun des quatre paramètres sont mises à zéro.

A la différence des paramètres d'amplitude, qui ont une solution explicite, il n'y a aucune solution explicite des paramètres des retards. Ceci parce que la CF dépend du paramètre du retard à travers le code $c(t - \tau)$, qui ne fournit pas d'expression directe du retard. Pour régler cette difficulté, l'estimateur ML est mis en œuvre itérativement en utilisant la méthode de Newton. L'algorithme FIMLA final est donné par :

1- En l'absence des MPs

$$\hat{\tau}_{k+1} = \hat{\tau}_k - \frac{\operatorname{Re}\left\{R^*(\hat{\tau}_k) \frac{\partial R(\hat{\tau}_k)}{\partial \tau}\right\}}{\operatorname{Re}\left\{R^*(\hat{\tau}_k) \frac{\partial^2 R(\hat{\tau}_k)}{\partial \tau^2}\right\}}, \quad (179)$$

2- En présence d'un seul MP

$$\hat{\tau}_{1,k+1} = \hat{\tau}_{1,k} - \frac{\operatorname{Re}\left\{R^{(1)*}(\hat{\tau}_{1,k}) \frac{\partial R^{(1)}(\hat{\tau}_{1,k})}{\partial \tau_1}\right\}}{\operatorname{Re}\left\{R^{(1)*}(\hat{\tau}_{1,k}) \frac{\partial^2 R^{(1)}(\hat{\tau}_{1,k})}{\partial \tau_1^2}\right\}} \quad (180)$$

$$\hat{\tau}_{2,k+1} = \hat{\tau}_{2,k} - \frac{\operatorname{Re}\left\{R^{(2)*}(\hat{\tau}_{2,k}) \frac{\partial R^{(2)}(\hat{\tau}_{2,k})}{\partial \tau_2}\right\}}{\operatorname{Re}\left\{R^{(2)*}(\hat{\tau}_{2,k}) \frac{\partial^2 R^{(2)}(\hat{\tau}_{2,k})}{\partial \tau_2^2}\right\}} \quad (181)$$

$$R^{(1)}(\hat{\tau}_1) = \int_{T_0} [r(t) - a_2 c(t - \hat{\tau}_2)] \cdot c(t - \hat{\tau}_1) dt \quad (182)$$

$$R^{(2)}(\hat{\tau}_2) = \int_{T_0} [r(t) - a_1 c(t - \hat{\tau}_1)] \cdot c(t - \hat{\tau}_2) dt \quad (183)$$

Naturellement, ces deux fonctions de corrélation $R^{(1)}(\hat{\tau}_1)$ et $R^{(2)}(\hat{\tau}_2)$ représentent la corrélation du code local avec le signal reçu respectivement après la soustraction du premier et du deuxième trajet estimé. L'utilisation de la technique FIMLA pour estimer le paramètre τ_1 du LOS est intéressante puisqu'elle exige la soustraction, à partir de la CF, de la contribution des signaux MPs.

Cet algorithme est facilement généralisé aux cas des MPs multiples en mettant à jour chaque retard des MPs par le même algorithme FIMLA utilisant la fonction correspondante de corrélation croisée après soustraction des contributions d'autres chemins dans une procédure séquentielle. L'algorithme vise à maintenir la complexité semblable à celui du corrélateur étroit avec une DLL classique

III.8.8.6.1. Implémentation de la technique FIMLA

La technique FIMLA peut être lié mathématiquement à la plupart des discriminateurs existants et bien connus des boucles DLL. Elle exige seulement quelques intégrateurs additionnels pour calculer les corrélations additionnelles en présence des MPs. Le signal d'entrée est corrélé avec les composantes en phase et en quadrature de trois codes générés localement, un code en phase et deux autres décalés (avance et retard). Les corrélations résultantes sont données par :

$$R(\hat{\tau}_k) = Q_P + jI_P; R(\hat{\tau}_k - \delta) = Q_a + jI_a; R(\hat{\tau}_k + \delta) = Q_r + jI_r \quad (184)$$

Les dérivées première et seconde peuvent être respectivement approximées par les différences finies comme suit [87] :

$$\frac{dR(\hat{\tau}_k)}{d\tau} = \frac{1}{2\delta} [(Q_a - Q_r) + j(I_a - I_r)] \quad (185)$$

$$\frac{d^2 R(\hat{\tau}_k)}{d\tau^2} = \frac{1}{\delta^2} [(Q_a + Q_r - 2Q_P) + j(I_a - I_r - 2I_P)] \quad (186)$$

L'application de l'approximation

$$R_a + R_r - 2R_P = -2\delta \frac{R_P}{T_0} \quad (187)$$

aux deux équations (185) et (186) donne :

$$\hat{\tau}_{k+1} = \hat{\tau}_k - \frac{T_0}{4} \frac{[(Q_a - Q_r)Q_p + j(I_a - I_r)I_p]}{4(Q_p^2 + I_p^2)} \quad (188)$$

$$\hat{\tau}_{k+1} = \hat{\tau}_k - \frac{T_0}{2 \left(1 - \frac{\delta}{T_0}\right)} \frac{[(Q_a^2 + I_a^2) - j(Q_r^2 + I_r^2)]}{4(Q_p^2 + I_p^2)} \quad (189)$$

III.8.8.7. Structure Multi-DLL

Cette technique a été dérivée de la philosophie du récepteur de type RAKE [107], le principe de cette technique est similaire à celui de la structure MRDLL [33]. Ici N boucles DLL sont utilisées pour accrocher les différents trajets MPs du signal reçu [35]. En particulier, l'idée réside dans la possibilité de poursuivre la composante directe par la boucle DLL_0 et les autres composantes réfléchies par les boucles DLL_i . Cette opération de poursuite permettra l'élimination de toutes les répliques de code dues aux MPs. Par la suite, une boucle de code DLL_{NAV} est utilisée pour affiner l'estimation du temps de propagation. Le principe de cette technique est illustré sur le schéma de la figure (III.90).

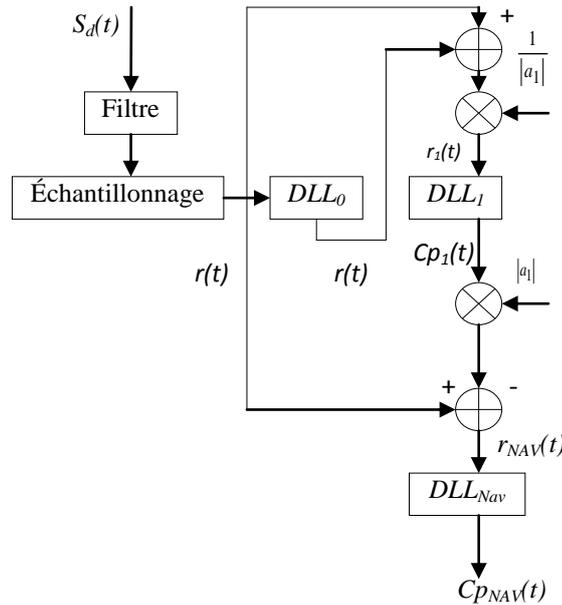


Figure.III.90. Structure Multi-DLL

Le signal à l'entrée de l'étage radiofréquence a la forme suivante :

$$\begin{aligned} S_d(t) = & |a_0|c(t) \cos[2\pi f_i t + \phi_0] + \\ & + \underbrace{|a_1|c(t - \tau_1) \cos[2\pi f_i t + \phi_1]}_{\text{multipath}} + \\ & + \text{terme}(f_0 + f_{L0}) + n(t) \end{aligned} \quad (190)$$

Avec :

$c(t)$: Le code PN plus la modulation BOC.

f_0 et f_{LO} : La fréquence de la porteuse et la fréquence de l'oscillateur local.

$f_i = f_0 - f_{LO}$: La fréquence intermédiaire.

a_i : Le coefficient complexe qui caractérise l'atténuation et la phase de la i ème composante MP.

τ_1 : Le retard du trajet réfléchi par rapport au trajet direct.

$n(t)$: Bruit blanc gaussien aditif.

Le trajet direct est supposé en phase avec le trajet réfléchi, ceci correspond à l'erreur de poursuite maximale. L'amplitude du trajet réfléchi est inférieure à l'amplitude du trajet direct « $|a_0| \gg |a_1|$ ».

D'après [35] Le signal qui sera appliqué à la boucle de code DDL_{NAV} peut s'exprimer de la manière suivante :

$$r_{NAV}\left(\frac{k}{f_e}\right) = r\left(\frac{k}{f_e}\right) - |a_1| CP_1\left(\frac{k}{f_e} - \tau_1\right) + n_c\left(\frac{k}{f_e}\right) \quad (191)$$

$$r_{NAV}\left(\frac{k}{f_e}\right) \cong C_F\left(\frac{k}{f_e}\right) + n_c\left(\frac{k}{f_e}\right)$$

Le code généré localement par la boucle DDL_{NAV} sera par la suite utilisé pour estimer la pseudo-distance [35] et [108].

III.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude sur les performances des différentes boucles de poursuite de code pour les structures cohérente et non cohérente. Nous avons calculé et tracé les tensions d'erreurs afin d'illustrer l'influence du phénomène des MPs sur la poursuite de code. Nous avons introduit ainsi nos propres modèles mathématiques caractérisant les fonctions de corrélations, les tensions d'erreurs et les biais sur la mesure de code en présence des MPs. En effet, nous avons tracé l'offset de code en fonction de tous les paramètres des MPs, ainsi que l'espacement de chip. A travers cette étude, nous avons remarqué que nous pouvons utiliser un corrélateur étroit afin de diminuer l'effet du phénomène de MPs. La méthode paraît simple et facile à utiliser dans une boucle de poursuite de code. En effet, le problème du corrélateur étroit est la plage de variation qui reste inchangée. Par la suite nous avons présenté les solutions de traitement de signal permettant de minimiser l'influence des

MPs. Il a été montré que le principe de réduction consiste à manipuler les variables de la fonction offset de code. En d'autres termes, puisque l'erreur de code est fonction de l'espacement de chip et des paramètres des trajets réfléchis par rapport au trajet direct, on peut jouer sur ces derniers jusqu'à l'obtention d'une erreur acceptable.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter notre première méthode que nous avons proposé pour l'amélioration des performances.

Chapitre IV

THESE DE DOCTORAT

MODELE DES REDUCTION DES MULTITRAJETS ET MULTITRAJETS PAR PERFORMANCES LA METHODE BA-POC DES RECEPTEURS GALILEO

ETUDE & AMELIORATION DES PERFORMANCES DES BOUCLES DE
POURSUITE DE CODE DANS LES RECEPTEURS DE NAVIGATION GALILEO EN
PRESENCE DE TRAJECTOIRES MULTIPLES

KHALED ROUABAH
2009/2010

IV.1. Introduction - 127 -

IV.2. Différente déformation de la CF - 127 -

IV.3. Description de la BA-POC - 131 -

IV.3.1. Concept général de la méthode POC - 131 -

IV.3.2. Concept du BA-POC - 132 -

IV.4. Application dans les systèmes GNSS - 132 -

IV.5. Conclusion - 137 -

Chapitre IV : Réduction des Multitrajets par la méthode BAPOC

IV.1. Introduction

Dans ce chapitre nous proposons l'application de l'architecture BAPOC pour la réduction des MPs dans les systèmes de navigations GALILEO. L'origine de la BAPOC, appelée Corrélation à phase unique (en anglais Phase Only Correlation POC), est basée sur l'utilisation de l'information délivrée par la phase du signal reçu. La POC a été utilisée dans plusieurs disciplines à savoir la détection d'empreinte digitale [109], le traitement des images [110], le traitement des images médicales [111] et la reconnaissance de formes [112] en raison de sa bonne propriété de produire des pics de corrélation beaucoup plus étroits comparés aux pics des corrélations conventionnelles [113] et [114]. Récemment la POC a été utilisée en association avec une technique de binarisation [30] pour augmenter le SNR, en présence des MPs, dans les systèmes de communication sans fils. Cette combinaison, appelée BAPOC pour (Binary Asymmetric phase only correlation), a présentée des performances supérieures pour l'atténuation des signaux MPs en la comparant avec les méthodes de corrélation classique.

IV.2. Différente déformation de la CF

Rappelons ici qu'en présence d'une seule composante MP, le signal d'entrée est défini comme suit :

$$S_r(t) = a_0 p(t - \tau_0) + a_1 \cos(\phi_1) \cdot p(t - \tau_{1r}) + n(t) \quad (192)$$

Avec:

a_0 : Amplitude du trajet direct.

a_1 : Amplitude du trajet réfléchi.

τ_0 : Retard du trajet direct.

τ_{1r} : Retard relative du trajet réfléchi par rapport au trajet direct.

ϕ_1 : Un décalage de phase due au MP.

$p(t)$: Code PN plus modulation BOC.

$n(t)$: Bruit blanc Gaussien additif.

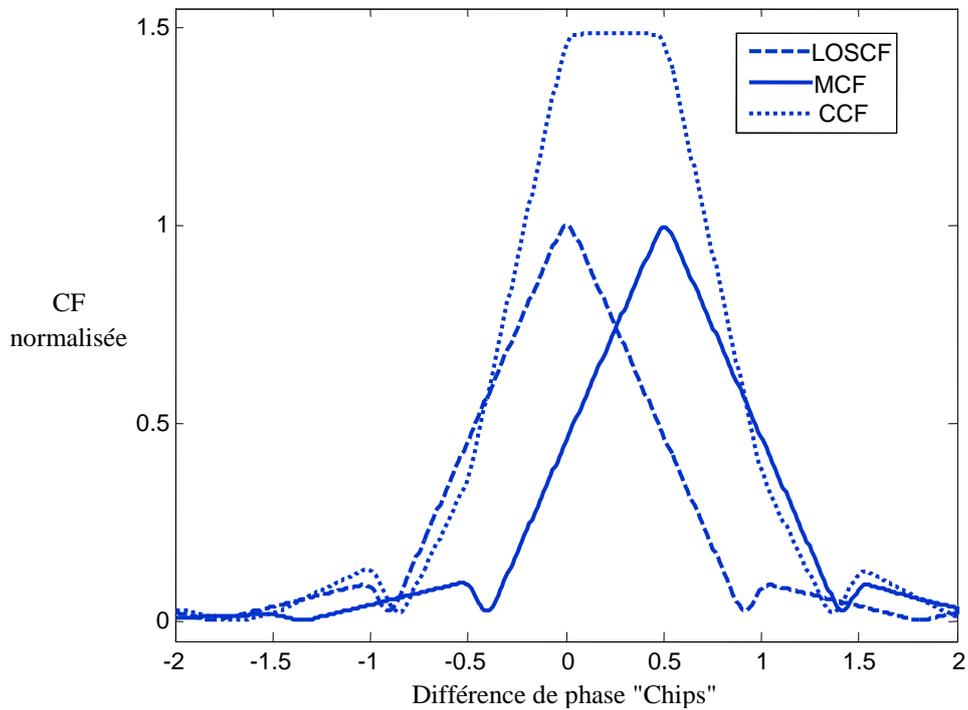


Figure.IV.91. LOSCF, MPCF et CCF en présence du LOS et d'1 seul MP ($\alpha_{1r}=1$, $\tau_{1r}=0.5$) pour C/A-GPS

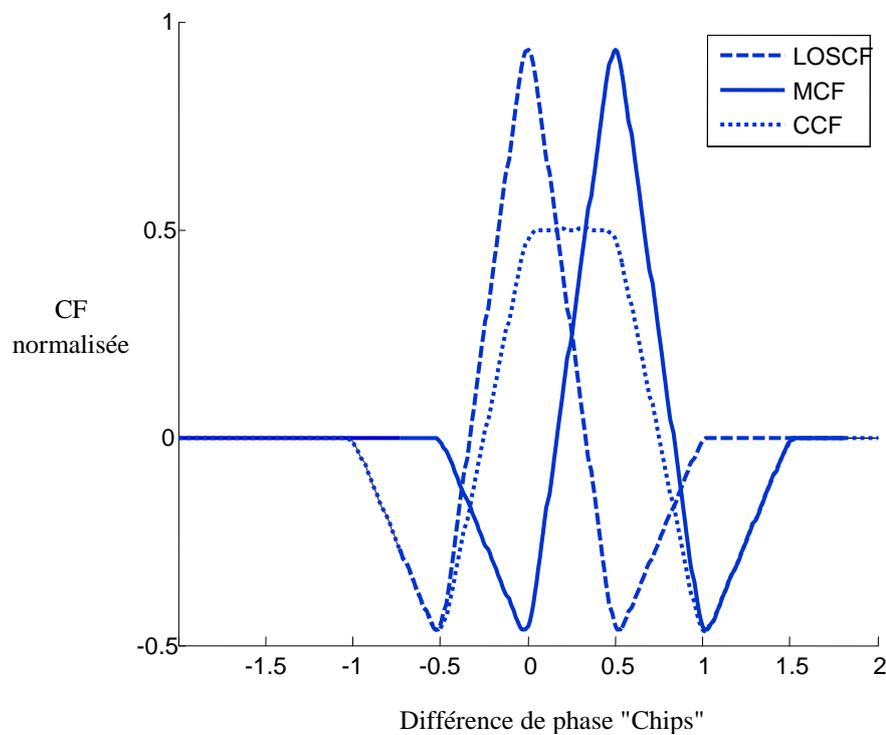


Figure.IV.92. LOSCF, MPCF et CCF en présence du LOS et d'1 seul MP ($\alpha_{1r}=1$, $\tau_{1r}=0.5$) pour BOC(1,1)-Galileo

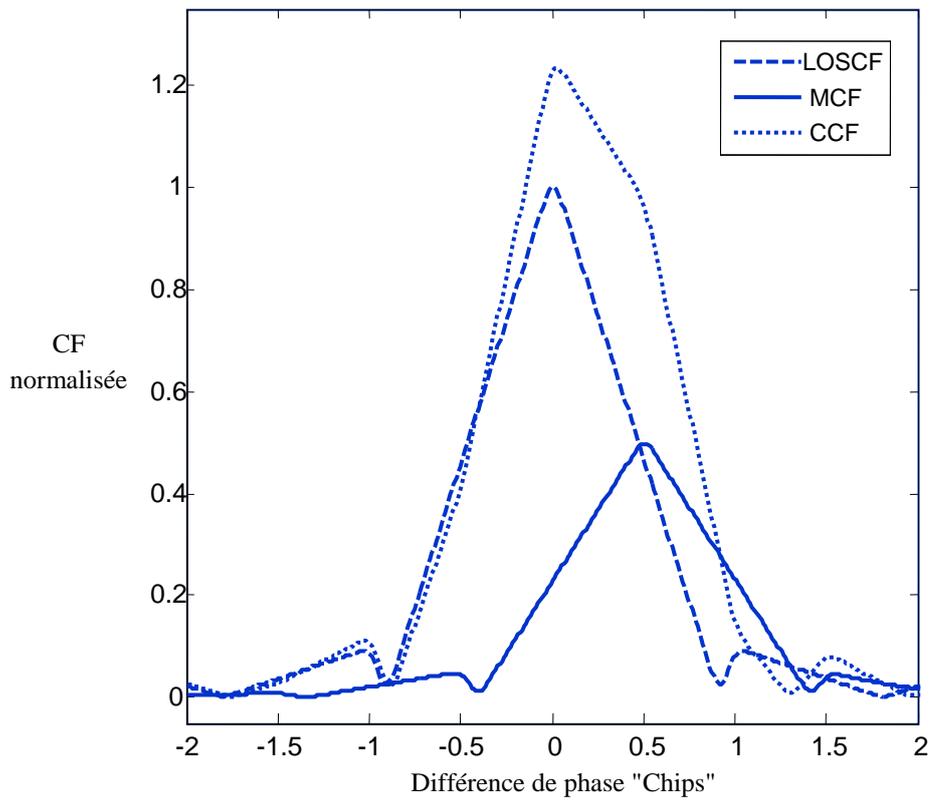


Figure.IV.93. LOSCF, MPCF et CCF en présence du LOS et d'1 seul MP faible puissance ($\alpha_{1r}=0.5$, $\tau_{1r}=0.5$) codes C/A-GPS

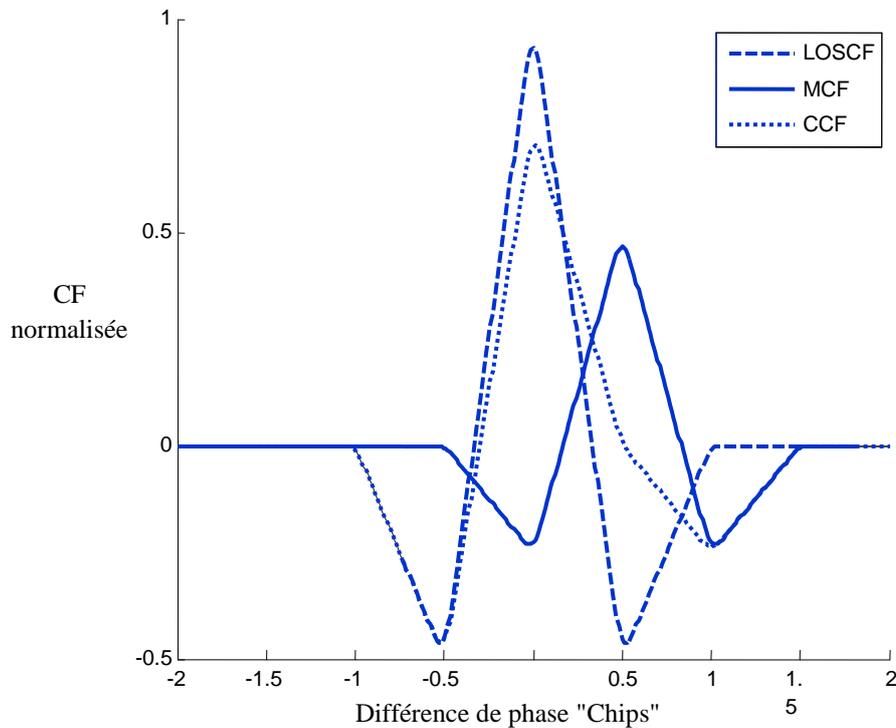


Figure.IV.94. LOSCF, MPCF et CCF en présence du LOS et d'1 seul MP ($\alpha_{1r}=0.5$, $\tau_{1r}=0.5$) codes BOC(1,1)-Galileo

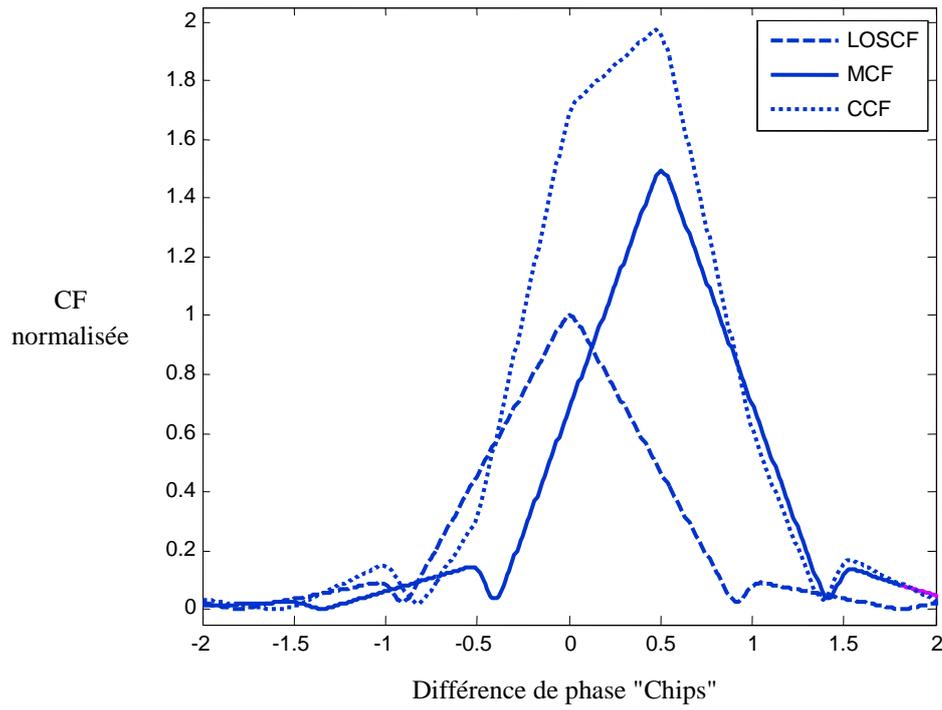


Figure.IV.95. LOSCF, MPCF et CCF en présence du LOS et d'1 seul MP faible puissance ($\alpha_{1r}=1.5$, $\tau_{1r}=0.5$) codes C/A-GPS

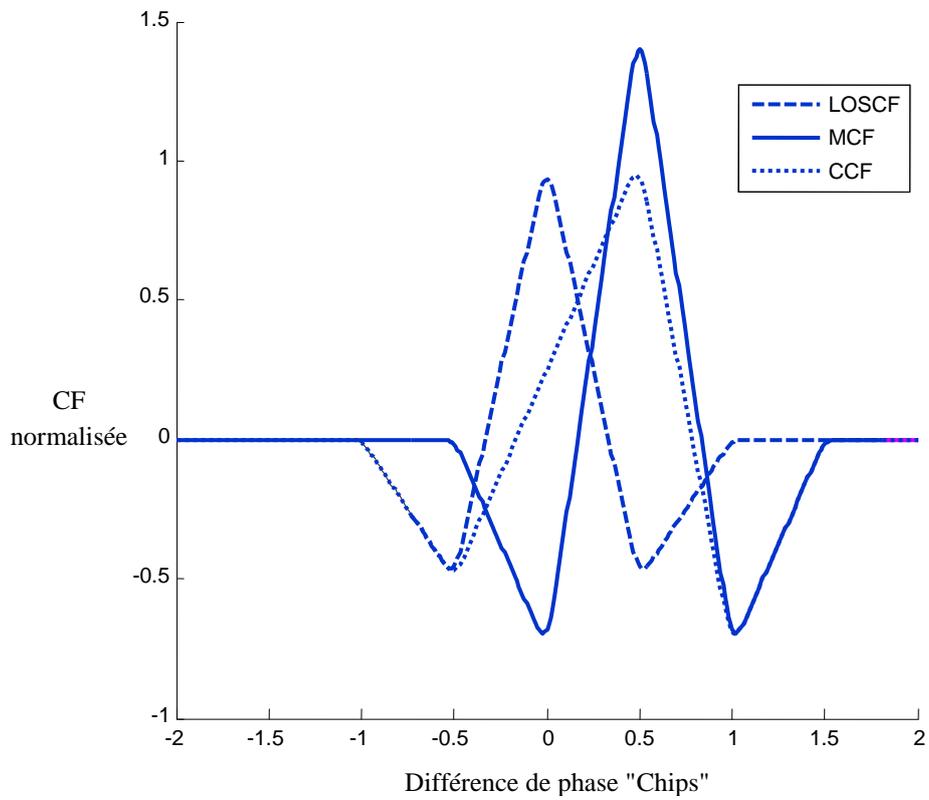


Figure.IV.96. LOSCF, MPCF et CCF en présence du LOS et d'1 seul MP faible puissance ($\alpha_{1r}=1.5$, $\tau_{1r}=0.5$)

BOC(1,1)-Galileo

Comme nous l'avons illustré dans les chapitres précédents, en présence du trajet direct et d'un seul MP de faible ou de forte puissance, le récepteur essaye de faire la corrélation du code généré localement avec ces deux composantes reçues. La CF est déformée comme l'illustrent les figures (IV.91), (IV.92), (IV.93), (IV.94), (IV.95) et (IV.96) pour les codes C/A et BOC(1,1)-Galileo. Analytiquement, le trajet direct et le trajet réfléchi peuvent être traités séparément. Ainsi, on peut considérer la CF associée au trajet direct (LOSCF) et la CF associée au trajet réfléchi (MCF). A n'importe quel point, ces deux fonctions peuvent être additionnées pour produire la CF associée au signal composite (CCF). Comme l'illustrent les figures (IV.95) et (IV.96), la position du maximum du CCF n'est pas alignée sur la position du maximum du LOSCF qui est une limitation de la CF traditionnelle comme nous l'avons illustré dans les chapitres précédents.

IV.3. Description de la BA-POC

IV.3.1. Concept général de la méthode POC

La méthode POC est basée sur la convolution circulaire de deux signaux $x(t)$ et $y(t)$. Elle est donnée par :

$$R(\tau) = IFFT(X(f) \cdot Y^*(f)) \quad (193)$$

$$X(f) = FFT(x(t)) = |X(f)|e^{j\phi_1(f)} \quad (194)$$

$$Y(f) = FFT(y(t)) = |Y(f)|e^{j\phi_2(f)} \quad (195)$$

Avec:

$R(\tau)$: CF

FFT : Transformée de Fourier rapide (Fast Fourier Transform).

$IFFT$: Transformée de Fourier rapide inverse.

L'astérisque dans l'équation (193) désigne le complexe conjugué. En mettant les amplitudes de $X(f)$ dans (194) et de $Y(f)$ dans (195) à l'unité pour toutes les valeurs de f , la corrélation résultante est appelée corrélation à phase unique [30]. D'après [30], l'utilisation directe de la structure POC pour les communications sans fils n'est pas optimale puisque elle engendre de faible pics de corrélation et par conséquent la localisation de ces pics devient très difficile ce qui exige une modification de la structure POC.

IV.3.2. Concept du BA-POC

La propriété la plus importante de la POC est que la CF obtenue est beaucoup plus étroite que la CF conventionnelle et que l'on puisse obtenir une séparation de toutes les composantes du signal reçu. Cependant, dans la référence [30], il a été montré que la difficulté existe en appliquant directement la définition originale POC pour traiter des signaux de communication, principalement en raison du bruit fort causé par l'environnement et le matériel. Il a été démontré aussi que l'exécution asymétrique de la corrélation à phase unique (APOC), c'est-à-dire, l'assignation du spectre d'amplitude du signal reçu dans l'équation (194) en lui affectant la valeur unité et l'assignation dans l'équation (195) du spectre d'amplitude du code de référence en le gardant inchangé avant l'exécution de l'opération *IFFT* dans l'équation (193), permet en pratique l'obtention de forts pics de corrélation [30]. De plus, les auteurs dans [30] ont montré que la binarisation de l'amplitude du signal d'entrée est une opération utile pour l'amélioration du SNR. En effet, la BA-POC est la combinaison de l'exécution asymétrique de la corrélation POC et la binarisation [115]. Dans notre thèse, nous avons appliqué le principe de la corrélation BA-POC sur des signaux Galileo avec et sans modulation BOC. Les signaux sans modulation BOC sont des signaux similaires à ceux du système GPS. La figure (IV.97) illustre le principe de la technique BA-POC.

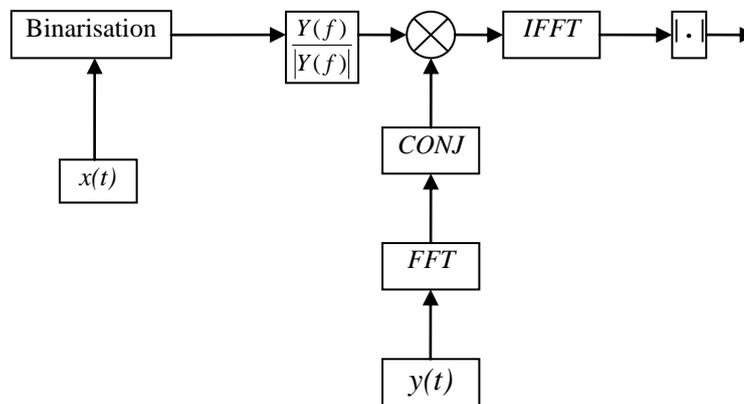


Figure.IV.97. Diagramme bloc de la structure BA-POC

IV.4. Application dans les systèmes GNSS

Les systèmes GNSS comme le GPS et le futur Galileo, visant à déterminer la position d'un utilisateur, sont basés sur l'estimation du retard du signal reçu qui est utilisé pour évaluer la

distance entre le satellite et le récepteur (cf. chapitre II). La méthode de base pour calculer ce retard est l'utilisation de la CF. Cependant, la présence des MPs déforme la CF obtenue au niveau du récepteur et provoque ainsi une erreur de poursuite non négligeable (cf. Chapitre III), comme l'illustrent les figures (IV.91), (IV.92), (IV.93), (IV.94), (IV.95) et (IV.96), qui dégrade la précision de positionnement du système.

Les comparaisons de la corrélation BA-POC avec la corrélation traditionnelle ont été effectuées pour les différents scénarios des six figures précédentes. Les comparaisons sont basées sur des simulations Matlab en présence du LOS et d'une composante MP pour tous les cas possibles. Les résultats sont illustrés sur les figures (IV.98), (IV.99), (IV.100), (IV.101), (IV.102) et (IV.103). Ici, un signal réfléchi, ayant un retard relatif de 0.5 par rapport au retard du LOS et une amplitude relative de 1, 0.5 et 1.5 respectivement par rapport à l'amplitude du LOS, est construit et est ajouté au LOS pour obtenir le signal composite reçu. Ce dernier est corrélé avec un code local par un corrélateur classique et un corrélateur basé sur le principe du BA-POC. Les résultats obtenus indiquent que la CF conventionnelle est déformée par les MPs, tandis que deux pics distincts sont produits dans la corrélation BA-POC dont le premier pic peut ainsi être considéré comme étant le pic correspondant au signal LOS.

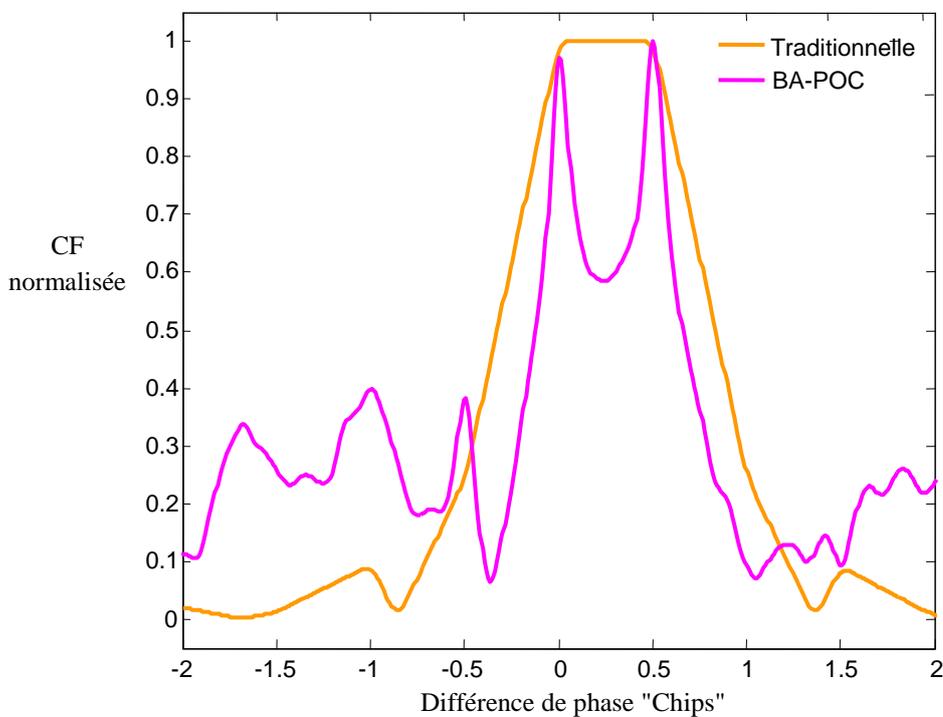


Figure.IV.98. CF conventionnelle et CF BA-POC en présence du LOS et d'un seul MP ($a_{1r}=1$, $\tau_{1r}=0.5$) codes C/A-GPS.

Traditionnelle

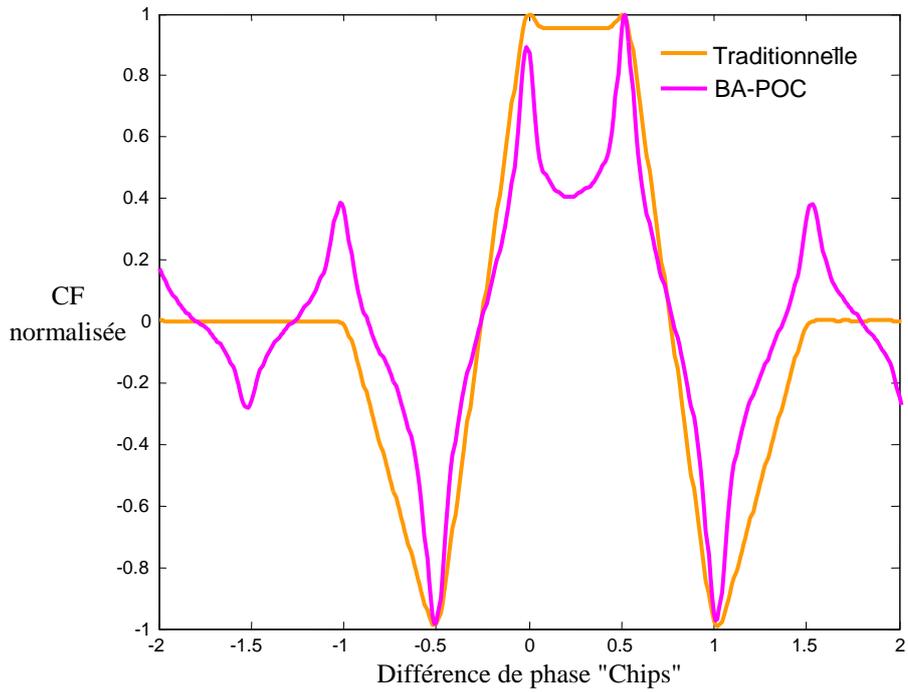


Figure.IV.99. CF conventionnelle et CF BA-POC en présence du LOS et d'1 seul MP ($a_{1r}=1, \tau_{1r}=0.5$) codes BOC(1,1)-Galileo.

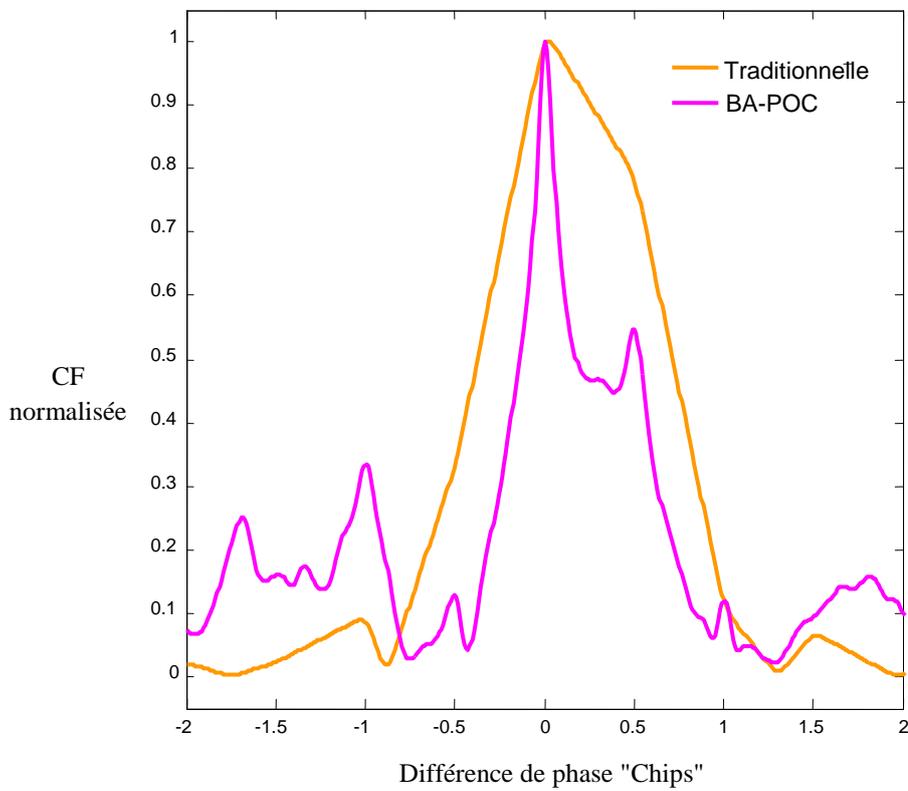


Figure.IV.100. CF conventionnelle et CF BA-POC en présence du LOS et d'1 seul MP ($a_{1r}=0.5, \tau_{1r}=0.5$) codes C/A-GPS

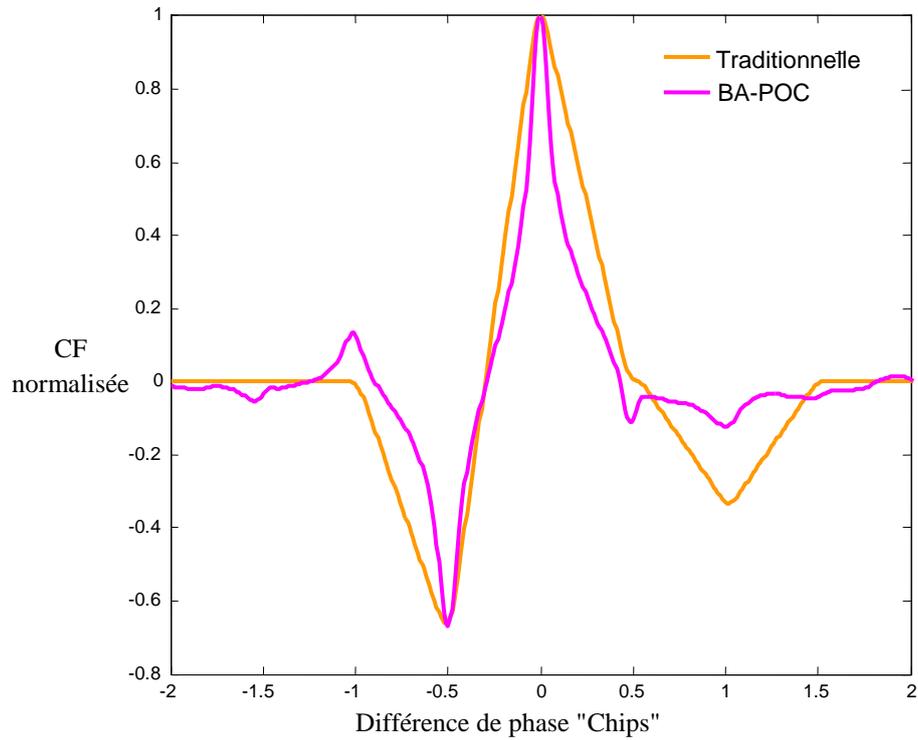


Figure.IV.101. CF conventionnelle et BA-POC CF en présence du LOS et d'1 seul MP ($\alpha_{1r}=0.5$, $\tau_{1r}=0.5$) codes BOC(1,1)-Galileo

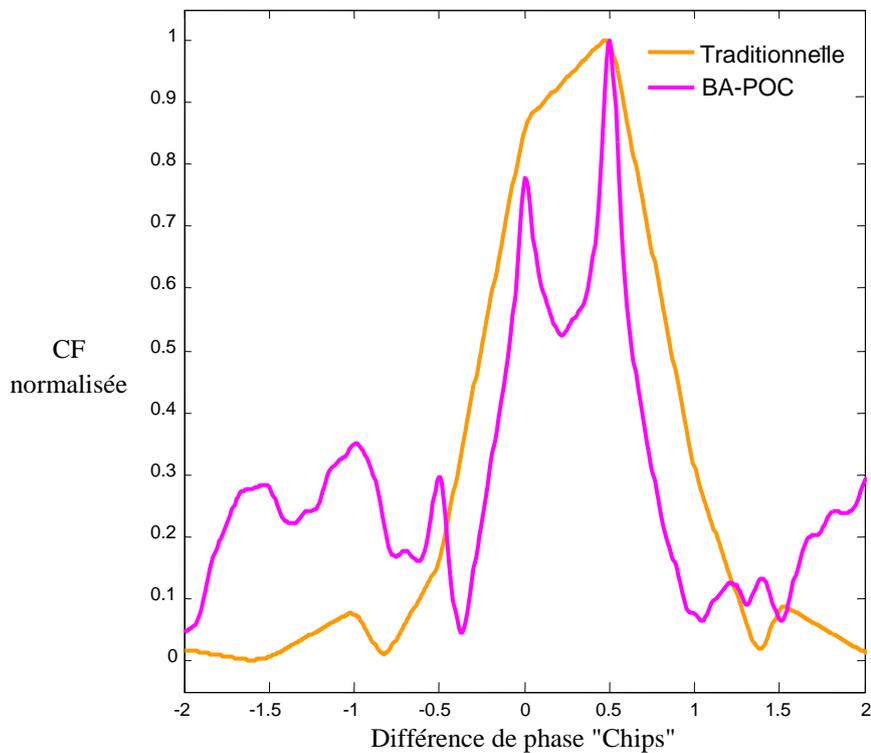


Figure.IV.102. CF conventionnelle et CF BA-POC en présence du LOS et d'1 seul MP ($\alpha_{1r}=1.5$, $\tau_{1r}=0.5$) codes C/A-GPS

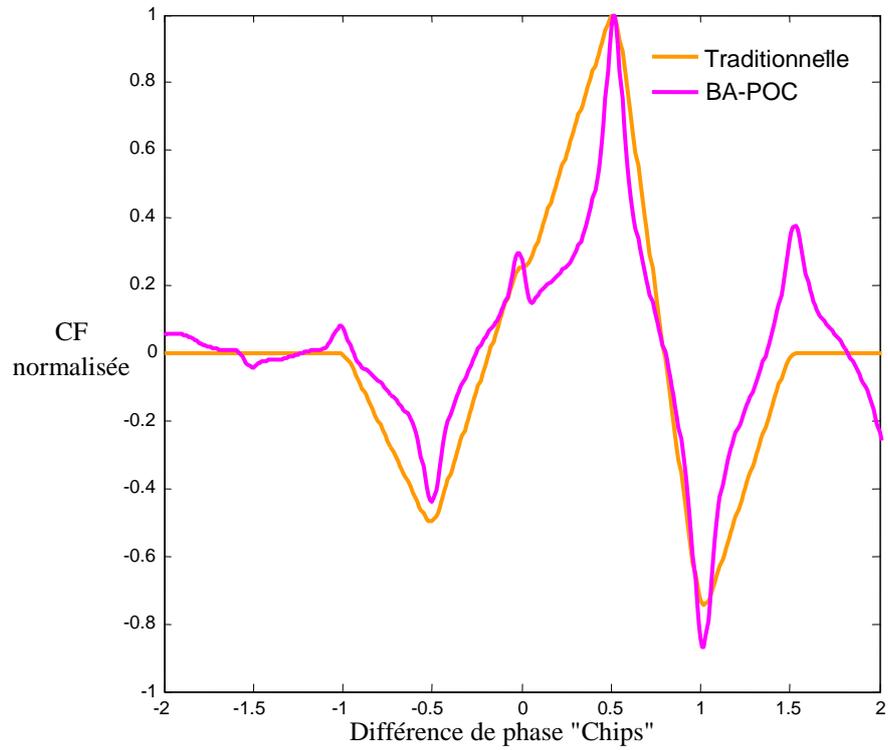


Figure.IV.103. CF conventionnelle et BA-POC CF en présence du LOS et d'1 seul MP ($\alpha_{1r}=1.5$, $\tau_{1r}=0.5$) codes BOC(1,1)-Galileo

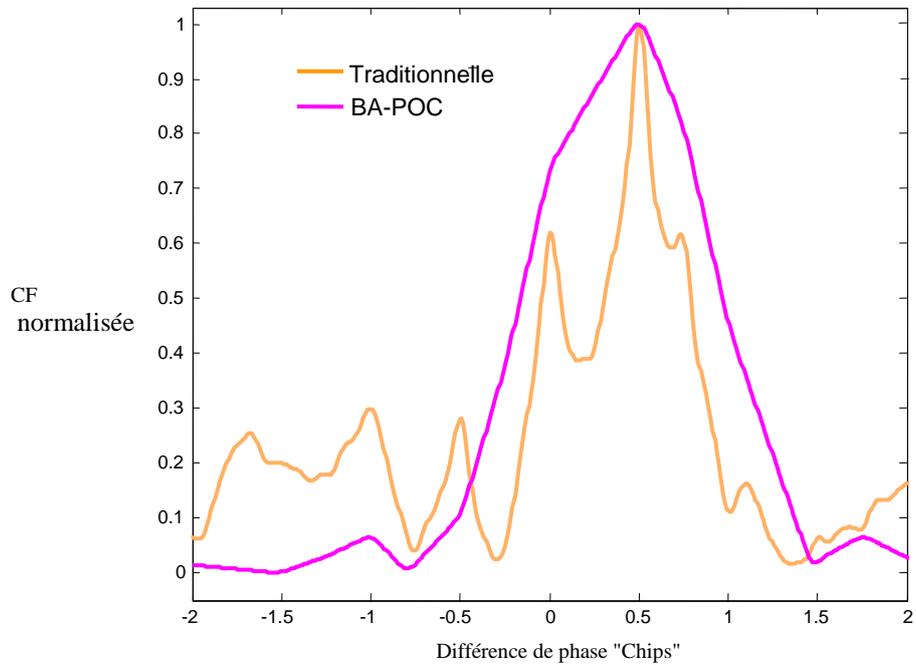


Figure.IV.104. CF conventionnelle et BA-POC CF en présence du LOS et 2 MPs ($\alpha_{1r}=1.5$ et $\alpha_{2r}=0.7$, $\tau_{1r}=0.5$, $\tau_{2r}=0.75$) codes C/A-GPS

Cela est correct parce que le signal réfléchi est supposé arriver au récepteur après le code du LOS. Ainsi, comme illustré dans toutes ces figures, la corrélation BA-POC a été testée pour des cas où le signal réfléchi est faible, fort, ou à égale puissance par rapport au signal direct. De plus, la BA-POC a été testée en présence de deux composantes MPs. Comme l'illustre la figure (IV.104), on peut facilement localiser le pic du LOS. Par conséquent, on peut dire que la BA-POC est utile pour détecter le signal LOS quand celui-ci existe.

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, la corrélation BA-POC a été appliquée dans les systèmes GPS et GALILEO pour détecter le retard du signal LOS dans un environnement perturbé par les MPs. Les résultats de simulation indiquent que la BA-POC peut significativement réduire l'erreur causée par les signaux MPs et par conséquent elle est meilleure en comparaison avec les algorithmes de corrélation conventionnelle. Par conséquent, la BA-POC peut être utilisée pour les applications de navigation par satellite pour améliorer les performances. Finalement, nous pouvons dire que la BA-POC approche les performances de la technique MEDLL sans complexité matérielle et logicielle.

Chapitre V

THESE DE DOCTORAT

REDUCTION DES MULTITRAJETS PAR UNE SOLUTION DE FORME-FERME

ETUDE & AMELIORATION DES PERFORMANCES DES BOUCLES DE
POURSUITE DE CODE DANS LES RECEPTEURS DE NAVIGATION GALILEO EN
PRESENCE DE TRAJECTOIRES MULTIPLES

KHALED ROUABAH
2009/2010

V.1. Introduction - 138 -

V.2. CF en présence des MPs - 139 -

V.2.1. Codes C/A-GPS - 139 -

V.2.2. Codes BOC(1,1)-Galileo - 142 -

V.3. Description de notre méthode RCMPM - 144 -

V.3.1. Détection d'un seul signal MP - 144 -

V.3.1.1. Cas des signaux C/A-GPS - 145 -

V.3.1.1.1. Présence d'un signal MP faible puissance par rapport au LOS - 145 -

V.3.1.1.2. Présence d'un signal MP fort par rapport au LOS - 148 -

V.3.1.2. Cas des signaux BOC(1,1)-Galileo - 150 -

V.3.1.2.1. Présence d'un signal MP faible par rapport au LOS - 150 -

V.3.1.2.2. Présence d'un signal MP fort par rapport au LOS - 152 -

V.3.2. Détection de deux signaux MPs - 154 -

V.3.2.1. Cas des signaux C/A-GPS - 154 -

V.3.2.2. Cas des signaux BOC(1,1)-Galileo - 156 -

V.4. Considération générale pour le Galileo - 158 -

V.5. Conclusion - 159 -

Chapitre V : Réduction des MPs par une Solution de forme ferme

V.1. Introduction

Parmi les techniques de traitement de signal permettant d'améliorer les performances des récepteurs GNSS en présence des MPs, on cite la technique des MPs Virtuels. Cette technique a été utilisée pour déterminer la position du LOS [27]. Il a été démontré que cette technique présente des performances meilleures dans la détection du position du pic dans le cas idéal. Cependant, cette technique a constaté des limitations en raison de la largeur de bande du filtre de précorrélation dans le récepteur. En effet, du fait que la CF du LOS virtuelle utilisée pour calculer le retard du LOS soit déformée, il a été montré qu'il existe un offset entre le pic du LOS virtuel et celui du LOS réel. C'est pour cela que la CF LOS Virtuelle (VLOSCF) utilisée pour évaluer le retard du LOS est déformée. Donc, il est nécessaire d'évaluer toutes les composantes du signal reçu pour atténuer les MPs estimés et de localiser par la suite le pic du signal LOS résultant. Dans notre thèse, nous visons à utiliser différemment le concept de la VMMT présenté dans [27] dans le sens que nous l'utilisons pour estimer toutes les composantes du LOS et des signaux MPs à savoir les coefficients d'amplitudes et les retards. En réalité, grâce à l'utilisation de cette technique, nous pouvons séparer toutes les composantes du signal reçu. De plus, nous proposons des solutions de formes fermes pour calculer les retards et les coefficients d'amplitudes du LOS et des signaux MPs. Nous avons nommé notre méthode "Elimination des MPs par corrélation de référence" en anglais "Reference Correlation MP Mitigation (RCMPM)" [37]. Par l'utilisation de la RCMPM pour des codes C/A-GPS et BOC (1,1)-Galileo, les retards et les coefficients d'amplitudes des signaux MPs peuvent être efficacement estimés. D'après les résultats de simulation, il est évident que notre méthode constitue une solution pour obtenir la haute performance dans l'évaluation et la réduction des signaux MPs et par conséquent elle donne une haute exactitude dans le positionnement des récepteurs GNSS. Ce chapitre est organisé comme suit : en premier lieu nous présentons le principe de la technique VMMT, par la suite nous présentons la méthode que nous avons évoqué pour les codes C/A-GPS et BOC(1,1)-Galileo. Il est intéressant d'évaluer les paramètres des trajets les plus forts seulement, puisque les trajets faibles donnent un faible poids dans les stratégies de combinaison des composantes reçues [116].

V.2. CF en présence des MPs

V.2.1. Codes C/A-GPS

En présence d'une seule composante spéculaire réfléchie nous avons introduit une équation approchée de la CF des codes C/A-GPS par les expressions de l'équation suivante:

$$R(\tau) = \begin{cases} \text{pour } -T_c \leq \tau \leq -T_c + \tau_1 \\ (a_0 + a_1) \frac{\tau}{T_c} + a_0 + a_1 - \frac{a_1 \tau_1}{T_c} \\ \text{pour } -T_c + \tau_1 \leq \tau \leq -T_c + \tau_2 \\ (a_1 - a_0) \frac{\tau}{T_c} + a_0 + a_1 - \frac{a_1 \tau_1}{T_c} \\ \text{pour } \tau_1 \leq \tau \leq T_c \\ (a_0 + a_1) \frac{\tau}{T_c} + a_0 + a_1 + \frac{a_1 \tau_1}{T_c} \\ \text{pour } \tau \geq T_c + \tau_1 \\ -a_1 \frac{\tau}{T_c} + a_1 + \frac{a_1 \tau_1}{T_c} \end{cases} \quad (197)$$

En présence de deux composantes spéculaires réfléchies nous avons introduit aussi une équation approchée de la CF des codes C/A-GPS par les expressions de l'équation suivante:

$$R(\tau) = \begin{cases} \text{pour } 0 \leq \tau \leq \tau_1 \\ R_3(\tau) = (-a_0 + a_1 + a_2) \frac{\tau}{T_c} + a_0 + a_1 + a_2 - \frac{a_1 \tau_1}{T_c} - \frac{a_2 \tau_2}{T_c} \\ \text{pour } -T_c \leq \tau \leq -T_c + \tau_1 \\ R_0(\tau) = a_0 \left(1 + \frac{\tau}{T_c} \right) \\ \text{pour } -T_c + \tau_1 \leq \tau \leq -T_c + \tau_2 \\ R_1(\tau) = (a_0 + a_1) \frac{\tau}{T_c} + a_0 + a_1 - \frac{a_1 \tau_1}{T_c} \end{cases} \quad (198-a)$$

$$R(\tau) = \begin{cases} \text{pour } -T_c + \tau_1 \leq \tau \leq 0 \\ (a_0 + a_1 + a_2) \frac{\tau}{T_c} + a_0 + a_1 + a_2 - \frac{a_1 \tau_1}{T_c} - \frac{a_2 \tau_2}{T_c} \\ \text{pour } \tau_1 \leq \tau \leq \tau_2 \\ (-a_0 - a_1 + a_2) \frac{\tau}{T_c} + a_0 + a_1 + a_2 + \frac{a_1 \tau_1}{T_c} - \frac{a_2 \tau_2}{T_c} \\ \text{pour } \tau_2 \leq \tau \leq T_c \\ (-a_0 - a_1 - a_2) \frac{\tau}{T_c} + a_0 + a_1 + a_2 + \frac{a_1 \tau_1}{T_c} + \frac{a_2 \tau_2}{T_c} \\ \text{pour } T_c \leq \tau \leq T_c + \tau_1 \\ (-a_1 - a_2) \frac{\tau}{T_c} + a_1 + a_2 + \frac{a_1 \tau_1}{T_c} + \frac{a_2 \tau_2}{T_c} \\ \text{pour } T_c + \tau_1 \leq \tau \leq T_c + \tau_2 \\ -a_2 \frac{\tau}{T_c} + a_2 + \frac{a_2 \tau_2}{T_c} \end{cases} \quad (198-b)$$

En présence de trois composantes spéculaires réfléchies, et en plus des équations précédentes, nous avons introduit une équation approchée de la CF des codes C/A-GPS par les expressions de l'équation suivante :

$$R(\tau) = \begin{cases} \text{pour } -T_c \leq \tau \leq -T_c + \tau_1 \\ a_0 \left(1 + \frac{\tau}{T_c} \right) \\ \text{pour } -T_c + \tau_1 \leq \tau \leq -T_c + \tau_2 \\ (a_0 + a_1) \frac{\tau}{T_c} + a_0 + a_1 - \frac{a_1 \tau_1}{T_c} \\ \text{pour } -T_c + \tau_2 \leq \tau \leq -T_c + \tau_3 \\ (a_0 + a_1 + a_2) \frac{\tau}{T_c} + a_0 + a_1 + a_2 - \frac{a_1 \tau_1}{T_c} - \frac{a_2 \tau_2}{T_c} \\ \text{pour } -T_c + \tau_3 \leq \tau \leq 0 \\ (a_0 + a_1 + a_2 + a_3) \frac{\tau}{T_c} + a_0 + a_1 + a_2 + a_3 - \frac{a_1 \tau_1}{T_c} - \frac{a_2 \tau_2}{T_c} - \frac{a_3 \tau_3}{T_c} \\ \text{pour } 0 \leq \tau \leq \tau_1 \\ R_4(\tau) = (-a_0 + a_1 + a_2 + a_3) \frac{\tau}{T_c} + a_0 + a_1 + a_2 + a_3 - \frac{a_1 \tau_1}{T_c} - \frac{a_2 \tau_2}{T_c} - \frac{a_3 \tau_3}{T_c} \end{cases} \quad (199-a)$$

$$R(\tau) = \begin{cases} \text{pour } \tau_1 \leq \tau \leq \tau_2 \\ \left(-a_0 - a_1 + a_2 + a_3\right) \frac{\tau}{T_c} + a_0 + a_1 + a_2 + a_3 + \frac{a_1 \tau_1}{T_c} - \frac{a_2 \tau_2}{T_c} - \frac{a_3 \tau_3}{T_c} \\ \text{pour } \tau_2 \leq \tau \leq -T_c + \tau_3 \\ \left(-a_0 - a_1 - a_2 + a_3\right) \frac{\tau}{T_c} + a_0 + a_1 + a_2 + a_3 + \frac{a_1 \tau_1}{T_c} + \frac{a_2 \tau_2}{T_c} - \frac{a_3 \tau_3}{T_c} \\ \text{pour } \tau_3 \leq \tau \leq T_c \\ \left(-a_0 - a_1 - a_2 - a_3\right) \frac{\tau}{T_c} + a_0 + a_1 + a_2 + a_3 + \frac{a_1 \tau_1}{T_c} + \frac{a_2 \tau_2}{T_c} + \frac{a_3 \tau_3}{T_c} \\ \text{pour } T_c \leq \tau \leq T_c + \tau_1 \\ \left(-a_1 - a_2 - a_3\right) \frac{\tau}{T_c} + a_1 + a_2 + a_3 + \frac{a_1 \tau_1}{T_c} + \frac{a_2 \tau_2}{T_c} + \frac{a_3 \tau_3}{T_c} \\ \text{pour } T_c + \tau_1 \leq \tau \leq T_c + \tau_2 \\ \left(-a_2 - a_3\right) \frac{\tau}{T_c} + a_2 + a_3 + \frac{a_2 \tau_2}{T_c} + \frac{a_3 \tau_3}{T_c} \\ \text{pour } T_c + \tau_2 \leq \tau \leq T_c + \tau_3 \\ -a_3 \frac{\tau}{T_c} + a_3 + \frac{a_3 \tau_3}{T_c} \end{cases} \quad (199-b)$$

Par une méthode de récurrence nous pouvons généraliser cette CF en présence de N composantes spéculaires réfléchies. En effet, nous avons introduit une équation approchée de la CF des codes C/A-GPS par les expressions de l'équation suivante:

$$R(\tau) = \begin{cases} \text{pour } -T_c \leq \tau \leq 0. \\ \sum_{m=0}^k \frac{a_m \tau}{T_c} + \sum_{m=0}^k a_m - \sum_{m=1}^k \frac{a_m \tau_m}{T_c} \\ \text{pour } 0 \leq \tau \leq \tau_L \\ \sum_{m=L}^k \frac{a_m \tau}{T_c} - \sum_{m=0}^{L-1} \frac{a_m \tau}{T_c} + \sum_{m=0}^k a_m - \sum_{m=L}^k \frac{a_m \tau_m}{T_c} + \sum_{m=1}^{L-1} \frac{a_m \tau_m}{T_c} \\ \text{pour } \tau_N \leq \tau \leq T_c \\ \sum_{m=0}^N \left[-\frac{a_m \tau}{T_c} \right] + \sum_{m=0}^N a_m - \sum_{m=1}^N \frac{a_m \tau_m}{T_c}. \end{cases} \quad (200)$$

V.2.2. Codes BOC(1,1)-Galileo

En présence d'une seule composante spéculaire réfléchie nous avons introduit une équation approchée de la CF des codes BOC(1,1)-Galileo par les expressions de l'équation (201).

$$R(\tau) = \begin{cases} \text{pour } -T_c \leq \tau \leq -T_c + \tau_1 \\ -a_0 - a_0 \frac{\tau}{T_c} \\ \text{pour } -T_c + \tau_1 \leq \tau \leq -\frac{T_c}{2} \\ -(a_0 + a_1) \frac{\tau}{T_c} - a_0 - a_1 + \frac{a_1 \tau_1}{T_c} \\ \text{pour } -\frac{T_c}{2} \leq \tau \leq -\frac{T_c}{2} + \tau_1 \\ a_0 - a_1 + (3a_0 - a_1) \frac{\tau}{T_c} + \frac{a_1 \tau_1}{T_c} \\ \text{pour } -\frac{T_c}{2} \leq \tau \leq 0 \\ a_0 + a_1 + 3(a_0 + a_1) \frac{\tau}{T_c} - 3 \frac{a_1 \tau_1}{T_c} \\ \text{pour } 0 \leq \tau \leq \tau_1 \\ a_0 + a_1 + 3(a_0 - a_1) \frac{\tau}{T_c} - 3 \frac{a_1 \tau_1}{T_c} \\ \text{pour } \tau_1 \leq \tau \leq \frac{T_c}{2} \\ a_0 + a_1 - 3(a_0 + a_1) \frac{\tau}{T_c} + 3 \frac{a_1 \tau_1}{T_c} \\ \text{pour } \frac{T_c}{2} \leq \tau \leq \frac{T_c}{2} + \tau_1 \\ -a_0 + a_1 + (a_0 - 3a_1) \frac{\tau}{T_c} + 3 \frac{a_1 \tau_1}{T_c} \\ \text{pour } \frac{T_c}{2} + \tau_1 \leq \tau \leq T_c \\ -a_0 - a_1 + (a_0 + a_1) \frac{\tau}{T_c} + \frac{a_1 \tau_1}{T_c} \\ \text{pour } T_c \leq \tau \leq T_c + \tau_1 \\ -a_1 + a_1 \frac{\tau}{T_c} - \frac{a_1 \tau_1}{T_c} \end{cases} \quad (201)$$

De la même manière et en présence de deux composantes spéculaires réfléchies, nous avons introduit une équation approchée de la CF des codes BOC(1,1)-Galileo par les expressions de l'équation suivante:

$$R(\tau) = \begin{cases} \text{pour } -T_c \leq \tau \leq -T_c + \tau_1 \\ -a_0 - a_0 \frac{\tau}{T_c} \\ \text{pour } -T_c + \tau_1 \leq \tau \leq -T_c + \tau_2 \\ -a_0 - a_1 - (a_0 + a_1) \frac{\tau}{T_c} + a_1 \frac{\tau_1}{T_c} \\ \text{pour } -T_c + \tau_2 \leq \tau \leq -\frac{T_c}{2} \\ -a_0 - a_1 - a_2 - (a_0 + a_1 + a_2) \frac{\tau}{T_c} + a_1 \frac{\tau_1}{T_c} + a_2 \frac{\tau_2}{T_c} \\ \text{pour } -\frac{T_c}{2} \leq \tau \leq -\frac{T_c}{2} + \tau_1 \\ a_0 - a_1 - a_2 + (3a_0 - a_1 - a_2) \frac{\tau}{T_c} + a_1 \frac{\tau_1}{T_c} + a_2 \frac{\tau_2}{T_c} \\ \text{pour } -\frac{T_c}{2} + \tau_1 \leq \tau \leq -\frac{T_c}{2} + \tau_2 \\ a_0 + a_1 - a_2 + (3a_0 + 3a_1 - a_2) \frac{\tau}{T_c} - 3a_1 \frac{\tau_1}{T_c} + a_2 \frac{\tau_2}{T_c} \\ \text{pour } -\frac{T_c}{2} + \tau_2 \leq \tau \leq 0 \\ a_0 + a_1 + a_2 + 3(a_0 + a_1 + a_2) \frac{\tau}{T_c} - 3a_1 \frac{\tau_1}{T_c} - 3a_2 \frac{\tau_2}{T_c} \\ \text{pour } 0 \leq \tau \leq \tau_1 \\ a_0 + a_1 + a_2 - 3(a_0 - a_1 - a_2) \frac{\tau}{T_c} - 3a_1 \frac{\tau_1}{T_c} - 3a_2 \frac{\tau_2}{T_c} \\ \text{pour } \frac{T_c}{2} + \tau_1 \leq \tau \leq \frac{T_c}{2} + \tau_2 \\ -a_0 - a_1 + a_2 + (a_0 + a_1 - 3a_2) \frac{\tau}{T_c} - a_1 \frac{\tau_1}{T_c} + 3a_2 \frac{\tau_2}{T_c} \\ \text{pour } \tau_1 \leq \tau \leq \tau_2 \\ a_0 + a_1 + a_2 - 3(a_0 + a_1 - a_2) \frac{\tau}{T_c} + 3a_1 \frac{\tau_1}{T_c} - 3a_2 \frac{\tau_2}{T_c} \\ \text{pour } \tau_2 \leq \tau \leq \frac{T_c}{2} \\ a_0 + a_1 + a_2 - 3(a_0 + a_1 + a_2) \frac{\tau}{T_c} + 3a_1 \frac{\tau_1}{T_c} + 3a_2 \frac{\tau_2}{T_c} \end{cases} \quad (202-a)$$

$$R(\tau) = \begin{cases} \text{pour } \frac{T_c}{2} \leq \tau \leq \frac{T_c}{2} + \tau_1 \\ R_9(\tau) = -a_0 + a_1 + a_2 + (a_0 - 3a_1 - 3a_2) \frac{\tau}{T_c} + 3a_1 \frac{\tau_1}{T_c} + 3a_2 \frac{\tau_2}{T_c} \\ \text{pour } \frac{T_c}{2} + \tau_2 \leq \tau \leq T_c \\ -a_0 - a_1 - a_2 + (a_0 + a_1 + a_2) \frac{\tau}{T_c} - a_1 \frac{\tau_1}{T_c} - a_2 \frac{\tau_2}{T_c} \\ \text{pour } T_c \leq \tau \leq T_c + \tau_1 \\ -a_1 - a_2 + (a_1 + a_2) \frac{\tau}{T_c} - a_1 \frac{\tau_1}{T_c} - a_2 \frac{\tau_2}{T_c} \\ \text{pour } T_c + \tau_1 \leq \tau \leq T_c + \tau_2 \\ R_{13}(\tau) = -a_2 + a_2 \frac{\tau}{T_c} - a_2 \frac{\tau_2}{T_c} \end{cases} \quad (202-b)$$

En présence de N composantes spéculaires réfléchies nous avons introduit une équation approchée de la CF des codes C/A-GPS par les expressions de l'équation suivante :

$$R(\tau) = \begin{cases} \text{pour } -T_c \leq \tau \leq 0. \\ \sum_{m=0}^k \frac{a_m \tau}{T_c} + \sum_{m=0}^k a_m - \sum_{m=1}^k \frac{a_m \tau_m}{T_c} \\ \text{pour } 0 \leq \tau \leq \tau_L \\ \sum_{m=L}^k \frac{a_m \tau}{T_c} - \sum_{m=0}^{L-1} \frac{a_m \tau}{T_c} + \sum_{m=0}^k a_m - \sum_{m=L}^k \frac{a_m \tau_m}{T_c} + \sum_{m=1}^{L-1} \frac{a_m \tau_m}{T_c} \\ \text{pour } \tau_N \leq \tau \leq T_c \\ \sum_{m=0}^N \left[-\frac{a_m \tau}{T_c} \right] + \sum_{m=0}^N a_m - \sum_{m=1}^N \frac{a_m \tau_m}{T_c}. \end{cases} \quad (203)$$

V.3. Description de notre méthode RCMPM

V.3.1. Détection d'un seul signal MP

Rappelons qu'en présence d'un seul signal MP, le signal d'entrée normalisé par rapport à τ_f est défini comme suit [27]:

$$S_{r1}(t) = a_0 p(t - \tau_0) + a_1 p(t - \tau_1) + n(t) \quad (204)$$

avec:

a_1 : Coefficient d'amplitude du signal MP.

a_0 : Coefficient d'amplitude du signal LOS,

$\tau_1 = \tau_{1r} - \tau_f$: La partie fractionnaire du retard du signal MP.

V.3.1.1. Cas des signaux C/A-GPS

V.3.1.1.1. Présence d'un signal MP faible puissance par rapport au LOS

Le rapport entre les amplitudes des signaux LOS et MP est : $a_0 > a_1$

Comme nous l'avons vu au chapitre (III), en présence du LOS et d'un signal MP simple faible puissance, le récepteur essaye de faire la corrélation avec les deux composantes du signal reçu. La CF résultante est déformée comme l'illustre la figure (V.105). Analytiquement, le LOS et le MP peuvent être traités séparément.

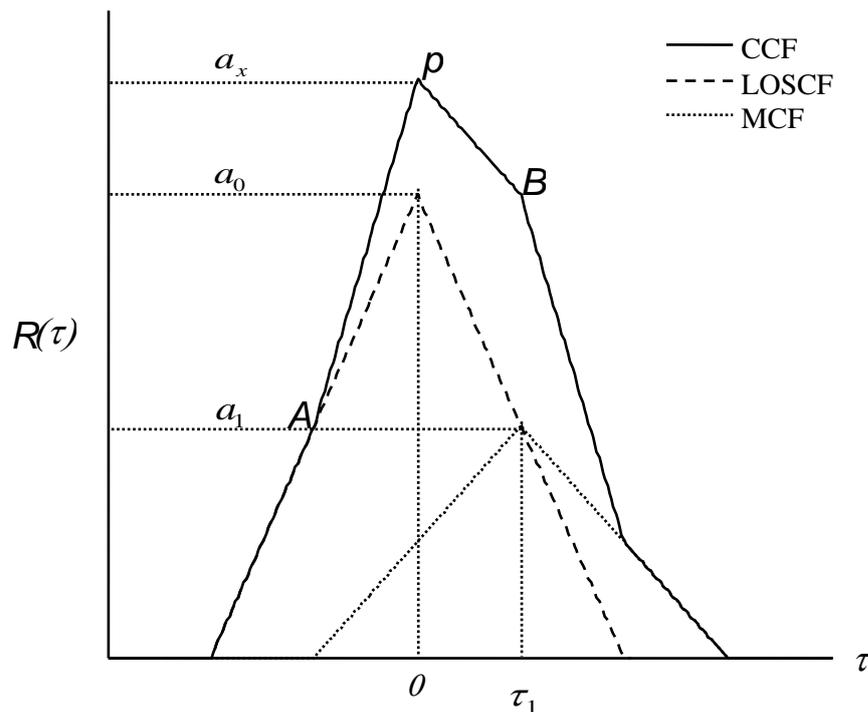


Figure.V.105. LOS, MP et CCF (MP faible 'code GPS')

A n'importe quel point, ces deux fonctions peuvent être additionnées pour restituer la CF associée au signal composite (CCF). Pour estimer chaque composante du signal reçu, nous devons estimer son coefficient d'amplitude et son retard.

Rappelons que la CF en l'absence des MP peut être approchée par :

$$R_{LOS-C/GPS}(\tau) = \begin{cases} a_0 \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c}\right) & \text{pour } -T_c < \tau < T_c \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (205)$$

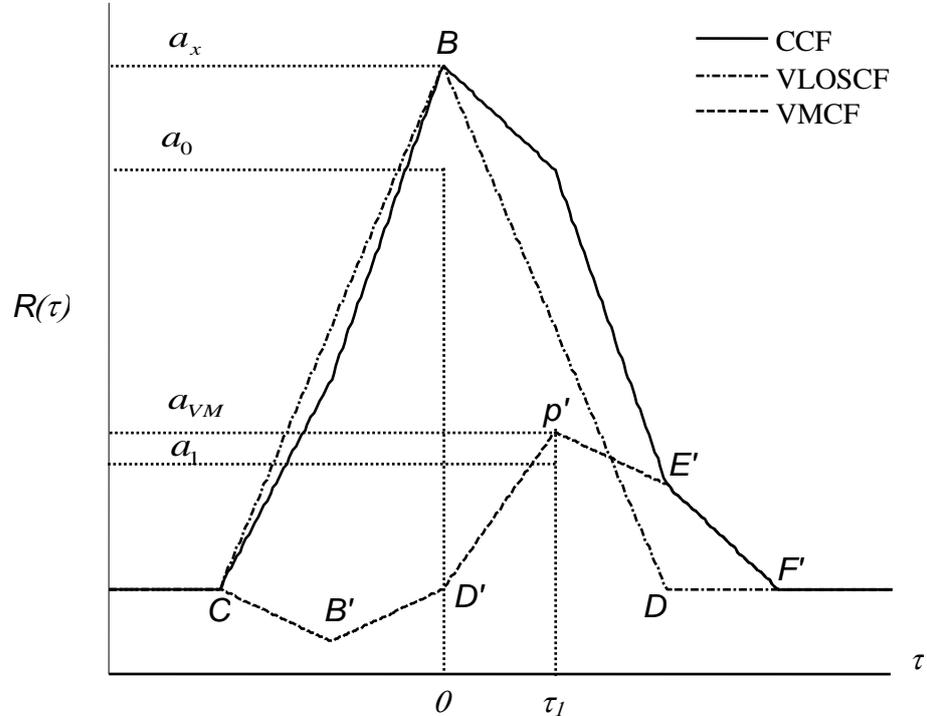


Figure.V.106. Concept de VMM (MP faible "code GPS")

L'expression mathématique de la MCF peut être dérivée de l'équation (205) comme suit:

$$R_{MCF}(\tau) = \begin{cases} a_1 \left(1 - \frac{|\tau - \tau_1|}{T_c}\right) & \text{pour } -T_c \leq \tau - \tau_1 \leq T_c \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (206)$$

Le concept de la VMMT, c'est à dire la représentation de CBD (VLOSCF), est illustré dans la figure (V.106).

La VLOSCF a un maximum qui est égal au maximum de la CCF, et une largeur de deux chips de code PN dans l'axe horizontal.

L'expression mathématique du VLOSCF peut être dérivée de l'équation (205) comme suit:

$$R_{VLOSCF}(\tau) = \begin{cases} a_x \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c}\right) & \text{pour } -T_c < \tau < T_c \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (207)$$

Le maximum mutuel du VLOSCF et du CCF est donné, d'après l'équation (207), comme suit :

$$a_x = \max(CCF) = \max(VLOSCF) = -\frac{a_1}{T_c} \tau_1 + a_1 + a_0 \quad (208)$$

Les expressions mathématiques des segments des lignes PA et PB sont données respectivement par les expressions des équations suivantes :

$$R_{PA} = \left[\frac{a_1 + a_0}{T_c} \right] \tau - a_1 \frac{\tau_1}{T_c} + a_1 + a_0 \quad (209)$$

$$R_{PB} = \left[\frac{a_1 - a_0}{T_c} \right] \tau - a_1 \frac{\tau_1}{T_c} + a_1 + a_0 \quad (210)$$

Les pentes des deux segments sont définies par:

$$S_{PA} = \frac{a_1 + a_0}{T_c} \quad (211)$$

$$S_{PB} = \frac{a_1 - a_0}{T_c} \quad (212)$$

Puisque $a_0 > a_1$, alors:

$$S_{PA} \cdot S_{PB} < 0 \quad (213)$$

L'inégalité (213) garantie que la CF résultante, obtenue après soustraction de la VLOSCF de la CCF, est alignée sur le pic de la MCF comme l'illustre la figure (V.106), c'est à dire, $CB'D'P'E'F'$. La CF résultante est appelée la MCF Virtuelle (VMCF).

Comme l'illustre cette même figure, la VMCF est négative dans le point B' ; cela implique que le maximum de la VMCF est aligné sur le maximum de la MCF. La position du pic de la VMCF correspond au retard du signal MP (τ_1). L'amplitude a_{VM} caractérisée par le point P' peut être dérivée à partir des équations (209) et (210) comme suit :

$$a_{VM} = \frac{a_1(2T_c - \tau_1)\tau_1}{T_c^2} \quad (214)$$

Les expressions mathématiques des segments des lignes $P'D'$ et $P'E'$ sont données respectivement par les équations suivantes:

$$R_{P'D'} = \frac{2a_1\tau}{T_c} - \frac{a_1\tau_1\tau}{T_c^2} \quad (215)$$

$$R_{P'E'} = \frac{2a_1\tau_1}{T_c} - \frac{a_1\tau_1\tau}{T_c^2} \quad (216)$$

Pour estimer le retard τ_1 et le coefficient d'amplitude a_1 du signal MP, on propose d'utiliser les équations suivantes :

$$\hat{\tau}_1 = \arg(\max[R_{P'D'}(\tau) = R_{P'E'}(\tau)]) = \arg(\max[R_{VMCF}(\tau)]) \quad (217)$$

$$\hat{a}_1 = \begin{cases} \frac{a_{1VM} T_c^2}{(2T_c - \hat{\tau}_1) \hat{\tau}_1} & \text{pour } \tau_1 \leq T_c \\ a_{1VM} & \text{pour } \tau_1 \geq T_c \end{cases} \quad (218)$$

Après l'estimation de ces deux paramètres, on fait la soustraction de la MCF estimée, qui caractérise l'influence du signal MP, à partir de la CCF. En effet, la CF résultante correspond seulement à la LOSCF

Pour estimer les paramètres τ_0 et a_0 , on propose d'utiliser les équations suivantes :

$$\hat{\tau}_0 = \arg(\max[R_{CCF}(\tau) - \hat{R}_{MCF}(\tau)]) \quad (219)$$

$$\hat{a}_0 = \max[R_{CCF}(\tau) - \hat{R}_{MCF}(\tau)] \quad (220)$$

Avec :

$$\hat{R}_{MCF}(\tau) = \begin{cases} \hat{a}_1 \left(1 - \frac{|\tau - \hat{\tau}_1|}{T_c} \right) & \text{pour } -T_c \leq \tau - \hat{\tau}_1 \leq T_c \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (221)$$

V.3.1.1.2. Présence d'un signal MP fort par rapport au LOS

Comme l'illustre la figure (V.107), la CF virtuelle résultante (VLOSCF) i.e. $A'AP'B'C'D$ est alignée sur la LOSCF.

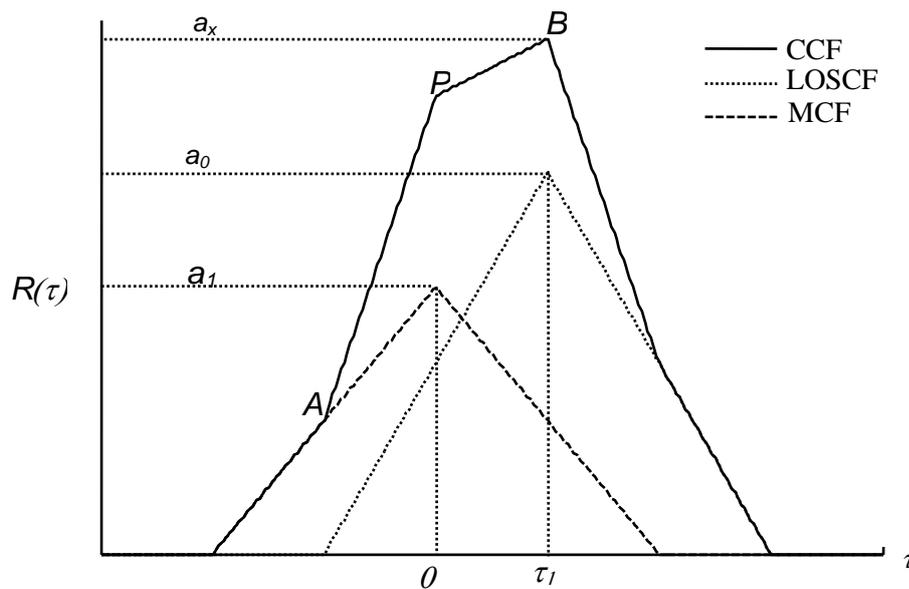


Figure.V.107. LOS, MP et (MP Fort 'code GPS').

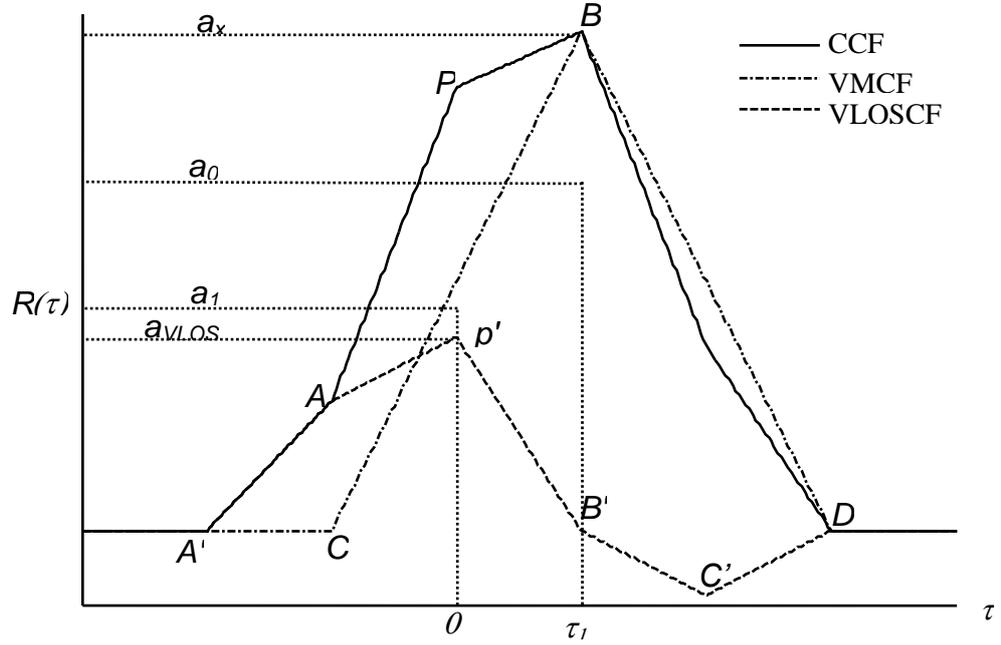


Figure.V.108. Concept de VMM (MP fort 'code GPS')

L'expression mathématique de la VMCF peut être dérivée de l'équation (205) comme suit:

$$R_{VMCF}(\tau) = \begin{cases} a_x \left(1 - \frac{|\tau - \tau_1|}{T_c} \right) & \text{pour } -T_c \leq \tau - \tau_1 \leq T_c \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (222)$$

L'amplitude a_{VLOS} caractérisée par le point P' peut être dérivée des équations (209) et (222) par l'expression de l'équation suivante:

$$a_{VLOS} = \frac{a_0(2T_c - \tau_0)\tau_0}{T_c^2} \quad (223)$$

À partir de la figure (V.108), nous pouvons vérifier facilement que l'inégalité (213) n'est pas vérifiée. Dans ce cas, pour estimer les retards τ_0 et τ_1 et les coefficients d'amplitudes a_0 et a_1 , on propose les équations suivantes:

$$\hat{\tau}_0 = \arg(\max[R_{VLOSCF}(\tau)]) \quad (224)$$

$$\hat{a}_0 = \begin{cases} \frac{a_{VLOS}T_c^2}{(2T_c - \hat{\tau}_0)\hat{\tau}_0} & \text{pour } \tau_1 \leq T_c \\ a_{VLOS} & \text{pour } \tau_1 \geq T_c \end{cases} \quad (225)$$

$$\hat{\tau}_1 = \arg(\max[R_{CCF}(\tau) - \hat{R}_{LOSCF}(\tau)]) \quad (226)$$

$$\hat{a}_1 = \max[R_{CCF}(\tau) - \hat{R}_{LOSCF}(\tau)] \quad (227)$$

Avec :

$$\hat{R}_{LOSCF}(\tau) = \begin{cases} \hat{a}_0 \left(1 - \frac{|\tau - \hat{\tau}_0|}{T_c}\right) & \text{pour } -T_c \leq \tau - \hat{\tau}_0 \leq T_c \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (228)$$

V.3.1.2. Cas des signaux BOC(1,1)-Galileo

Rappelons ici qu'en l'absence des MPs la CF est donnée par :

$$R_p(\tau) = \begin{cases} a_0 \left(-1 + \frac{|\tau|}{T_c}\right) & \text{pour } \frac{T_c}{2} \leq |\tau| \leq T_c \\ a_0 \left(1 - 3\frac{|\tau|}{T_c}\right) & \text{pour } -\frac{T_c}{2} \leq \tau \leq \frac{T_c}{2} \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (229)$$

V.3.1.2.1. Présence d'un signal MP faible par rapport au LOS

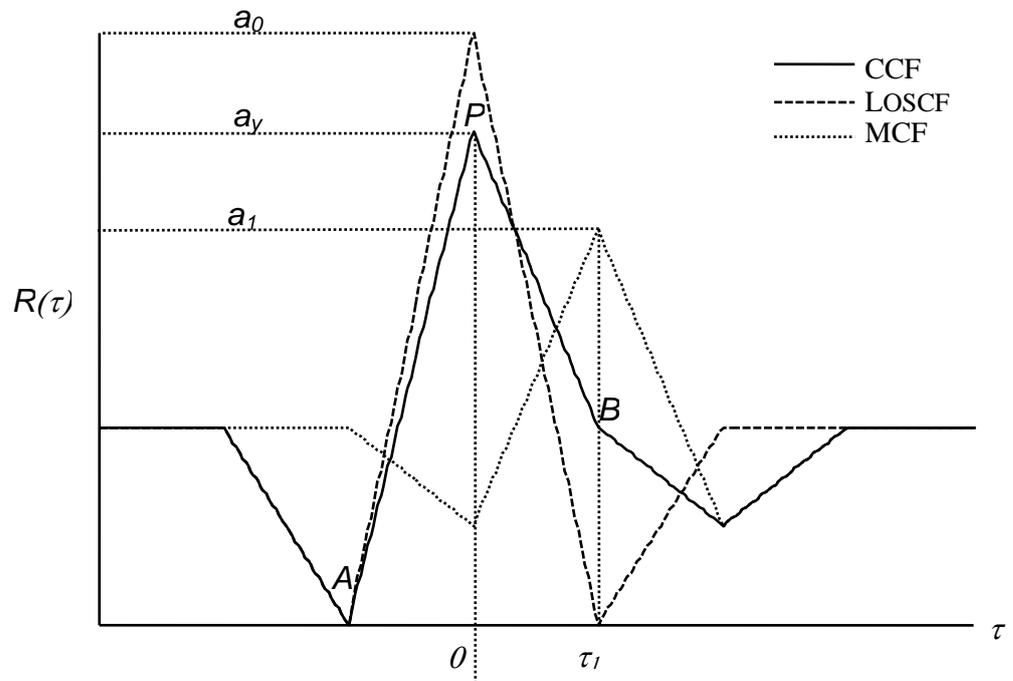


Figure.V.109. LOS, MCF et CCF (MP faible 'code BOC(1,1)-Galileo')

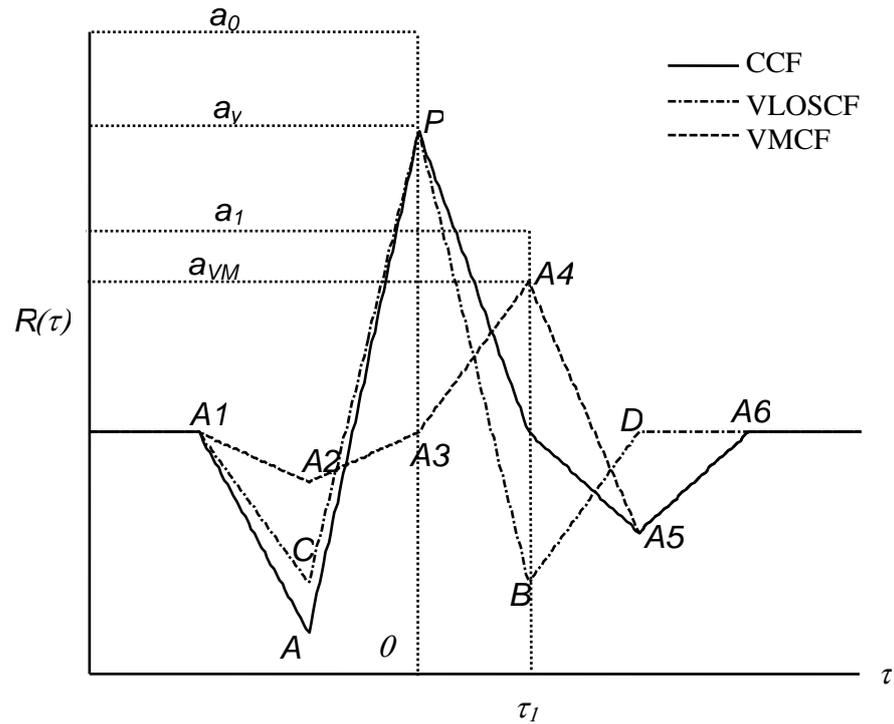


Figure.V.110. Concept of VMM (MP faible 'code BOC(1,1)-Galileo')

La relation entre les amplitudes du LOS et du signal MP est donnée par: $a_0 > a_1$

Similairement au cas GPS, les expressions mathématiques de la MCF et de la VLOSCF peuvent être obtenues respectivement à partir de l'équation (229) comme suit:

$$R_{MCF}(\tau) = \begin{cases} a_1 \left(-1 + \frac{|\tau - \tau_1|}{T_c} \right) & \text{pour } \frac{T_c}{2} \leq |\tau - \tau_1| \leq T_c \\ a_1 \left(1 - 3 \frac{|\tau - \tau_1|}{T_c} \right) & \text{pour } -\frac{T_c}{2} \leq \tau - \tau_1 \leq \frac{T_c}{2} \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (230)$$

$$R_{VLOSCF}(\tau) = \begin{cases} a_y \left(-1 + \frac{|\tau|}{T_c} \right) & \text{pour } \frac{T_c}{2} \leq |\tau| \leq T_c \\ a_y \left(1 - 3 \frac{|\tau|}{T_c} \right) & \text{pour } -\frac{T_c}{2} \leq \tau \leq \frac{T_c}{2} \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (231)$$

Les CFs du signal reçu et le concept de la VMMT sont illustrés respectivement dans les figures (V.109) et (V.110).

Le maximum mutuel de la VLOSCF et de la CCF est donné par:

$$a_y = \max(R_{CCF}(\tau)) = -\frac{3a_1}{T_c} \tau_1 + a_1 + a_0 \quad (232)$$

La VMCF obtenue (A1A2A3A4A5A6 dans la figure (V.110)) après soustraction de la VLOSCF est caractérisée par son coefficient d'amplitude a_{VM} et sa position maximale τ_1 .

Pour estimer τ_0 , τ_1 et les coefficients des amplitudes a_0 et a_1 , on propose les équations suivantes [37] :

$$\hat{\tau}_1 = \arg(\max[R_{VMCF}(\tau)]) \quad (233)$$

$$\hat{a}_1 = \begin{cases} \frac{a_{VM}T_c^2}{3\tau_1(2T_c - 3\hat{\tau}_1)} & \text{pour } \tau_1 \leq \frac{T_c}{2} \\ \frac{a_{VM}T_c^2}{(2T_c - \hat{\tau}_1)\hat{\tau}_1} & \text{pour } \frac{T_c}{2} \leq \tau_1 \leq T_c \\ a_{VM} & \text{pour } \tau_1 \geq T_c \end{cases} \quad (234)$$

$$\hat{\tau}_0 = \arg(\max[R_{CCF}(\tau) - \hat{R}_{MCF}(\tau)]) \quad (235)$$

$$\hat{a}_0 = \max[R_{CCF}(\tau) - \hat{R}_{MCF}(\tau)] \quad (236)$$

$$R_{MCF}(\tau) = \begin{cases} \hat{a}_1 \left(-1 + \frac{|\tau - \hat{\tau}_1|}{T_c} \right) & \text{pour } \frac{T_c}{2} \leq |\tau - \hat{\tau}_1| \leq T_c \\ \hat{a}_1 \left(1 - 3 \frac{|\tau - \hat{\tau}_1|}{T_c} \right) & \text{pour } -\frac{T_c}{2} \leq \tau - \hat{\tau}_1 \leq \frac{T_c}{2} \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad (237)$$

V.3.1.2.2. Présence d'un signal MP fort par rapport au LOS

Avec les mêmes discussions précédentes et comme dans le cas des signaux C/A-GPS, la CCF résultante et le concept de la VMMT sont illustrés respectivement dans les figures (V.111) et (V.112). Pour estimer les retards τ_0 , τ_1 et les coefficients des amplitudes a_0 et a_1 , on propose d'utiliser respectivement les équations suivantes :

$$\hat{\tau}_0 = \arg(\max[R_{VLOSCF}(\tau)]) \quad (238)$$

$$\hat{a}_0 = \begin{cases} \frac{a_{VLOS}T_c^2}{3\hat{\tau}_0(2T_c - 3\hat{\tau}_0)} & \text{pour } \tau_1 \leq \frac{T_c}{2} \\ \frac{a_{VLOS}T_c^2}{(2T_c - \hat{\tau}_0)\hat{\tau}_0} & \text{pour } \frac{T_c}{2} \leq \tau_1 \leq T_c \\ a_{VLOS} & \text{pour } \tau_1 \geq T_c \end{cases} \quad (239)$$

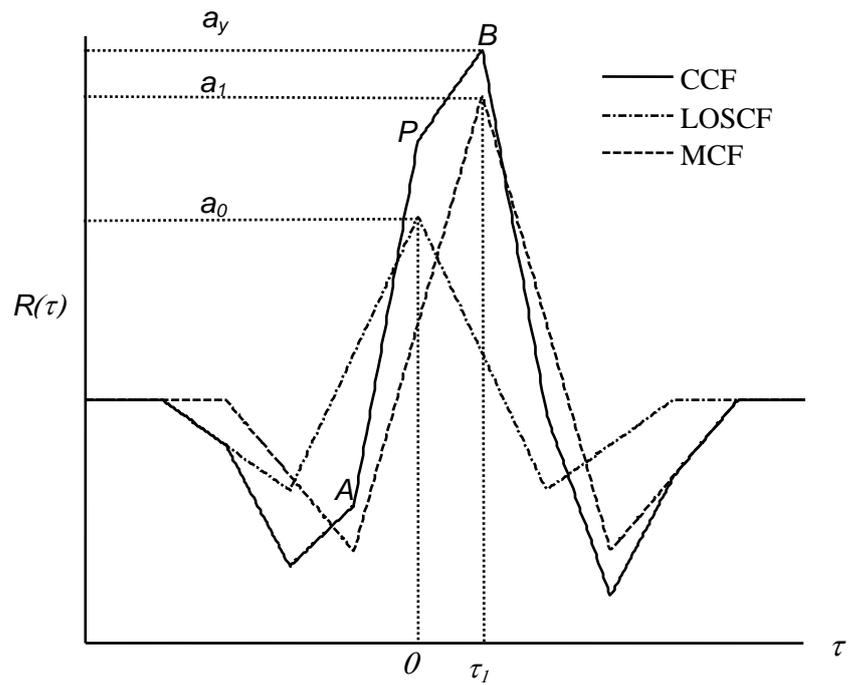


Figure.V.111. LOS, MCF et CCF (MP fort 'code BOC(1,1)-Galileo')

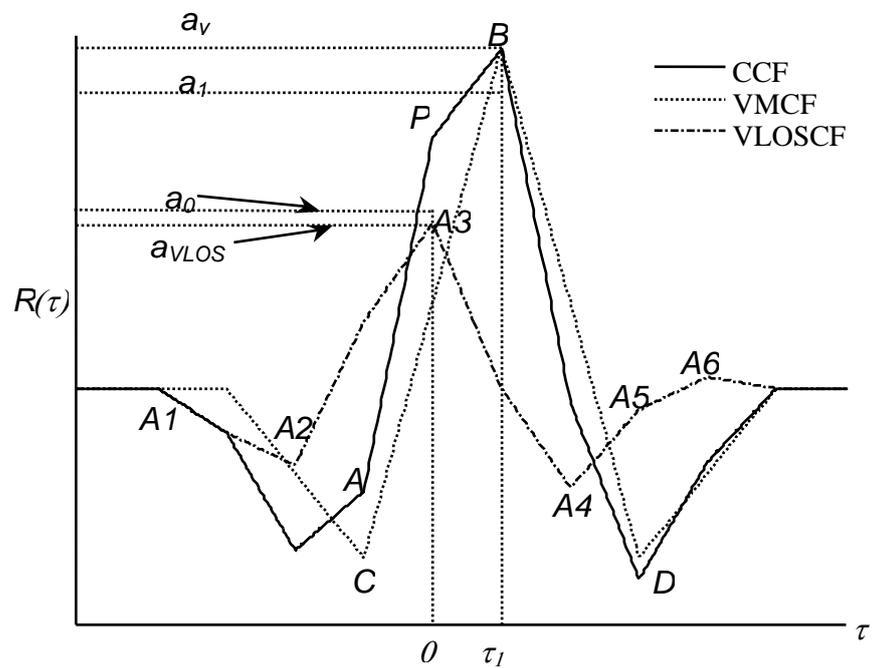


Figure.V.112. Concept de la VMM (MP fort 'code BOC(1,1)-Galileo')

$$\hat{\tau}_1 = \arg\left(\max\left[R_{CCF}(\tau) - \hat{R}_{LOSCF}(\tau)\right]\right) \quad (240)$$

$$\hat{a}_1 = \max\left[R_{CCF}(\tau) - \hat{R}_{LOSCF}(\tau)\right] \quad (241)$$

V.3.2. Détection de deux signaux MPs

En présence de deux composantes réfléchis plus le LOS, le signal reçu peut être exprimé par l'expression de l'équation suivante [27]:

$$S_r(t) = a_0 \cdot p(t - \tau_0) + a_1 p(t - \tau_1) + a_2 p(t - \tau_2) + n(t) \quad (242)$$

Avec:

a_2 : Coefficient d'amplitude du second signal MP (MP2).

τ_2 : Retard du signal MP2.

ϕ_2 : Décalage de phase due au signal MP2.

Les relations des amplitudes et des retards des différents trajets sont respectivement données par:

$$a_2 < a_1 < a_0, \quad \tau_1 < \tau_2$$

V.3.2.1. Cas des signaux C/A-GPS

Ici, l'expression mathématique de la CF du MP2 peut être obtenue à partir de l'équation (205) comme suit :

$$R_{MPCF2}(\tau) = \begin{cases} a_2 \left(1 - \frac{|\tau - \tau_2|}{T_c} \right) & \text{pour } -T_c \leq \tau - \tau_2 \leq T_c \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \quad (243)$$

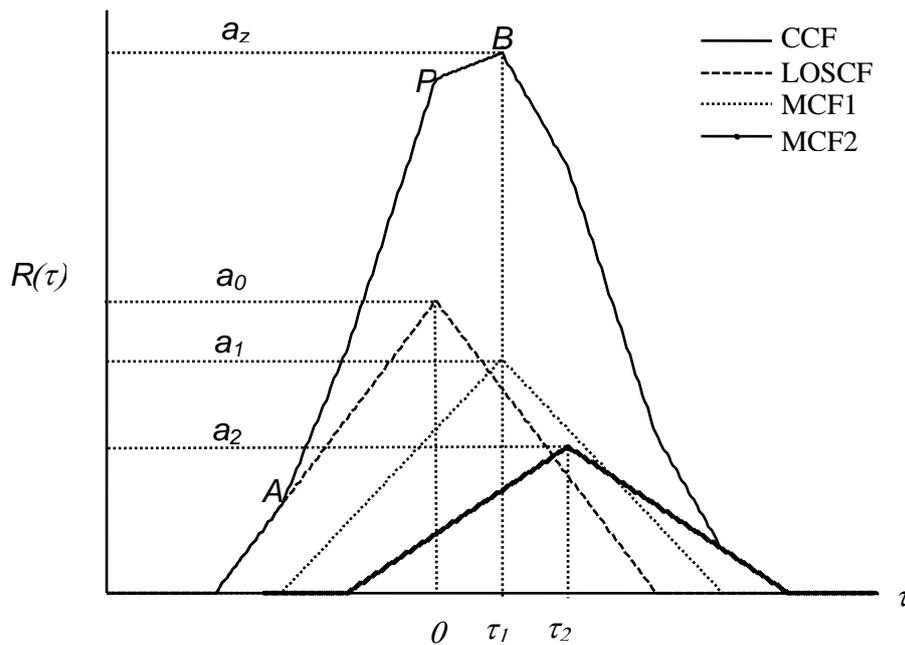


Figure.V.113. LOSCF, MCF1, MCF2 et CCF (2 signaux MP 'code GPS')

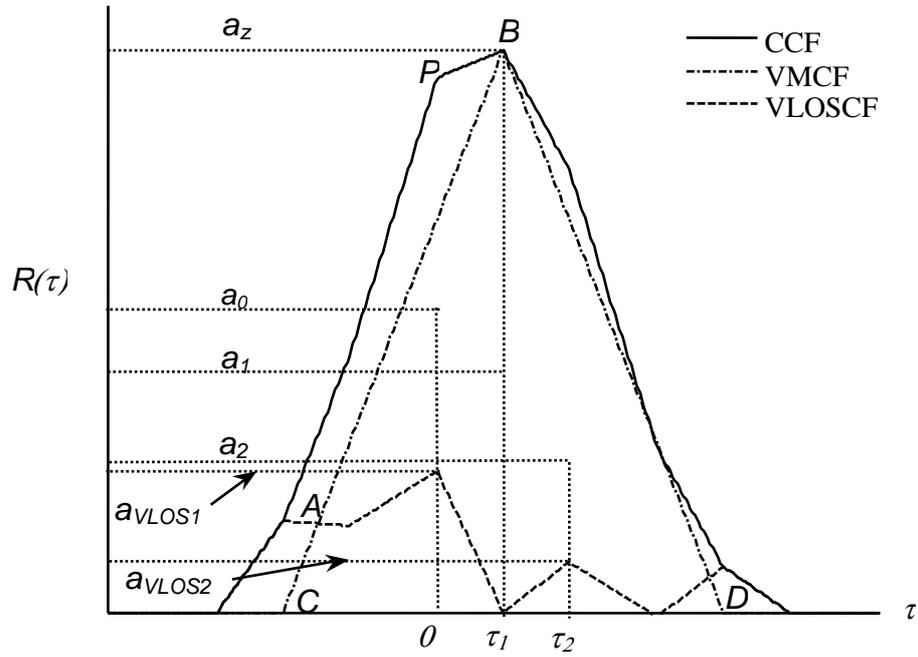


Figure.V.114. Concept de la VMM (2 signaux MP 'code GPS').

Les figures (V.113) et (V.114) illustrent respectivement les CFs (LOSCF, MCF1, MCF2 et CCF) et le concept du VMMT, c'est-à-dire, la représentation du CBD. En présence du LOS et de deux composants MPs, la position du pic de la CCF peut être située sur la position du pic du LOSCF ou la position du pic de la MCF1 ou la MCF2. Dans notre thèse nous considérons seulement le 2^{ème} cas. Une autre discussion peut être faite pour le premier et le troisième cas.

a_z représente la valeur maximale mutuelle des corrélations CCF et VMCF et elle est donnée comme suit:

$$a_z = \max(R_{CCF}(\tau)) = \left[\frac{a_0 - a_2}{T_c} \right] \tau_1 + a_0 + a_1 + a_2 - \frac{a_2 \tau_2}{T_c} \quad (244)$$

La soustraction de la VMCF du CCF donne la VLOSCF qui est alignée sur le maximum du LOSCF, comme l'illustre la figure (V.114).

Pour estimer les valeurs des retards τ_0 , τ_1 , et τ_2 , nous proposons les équations suivantes :

$$\hat{\tau}_0 = \arg(\max[R_{VLOSCF}(\tau)] = a_{VLOS1}) \quad (245)$$

$$\hat{\tau}_1 = \arg(\max[R_{CCF}(\tau)]) = \arg([R_{VLOSCF}(\tau) = 0]) \quad (246)$$

$$\hat{\tau}_2 = \arg([R_{VLOSCF}(\tau)] = a_{VLOS2}) \quad (247)$$

Également, pour estimer les amplitudes a_0 et a_2 , nous proposons de résoudre le système d'équations à deux inconnus suivant :

$$a_{VLOS1} = \hat{a}_0 \left[\frac{2\hat{\tau}_1}{T_c} - \frac{2\hat{\tau}_1^2}{T_c^2} \right] + \hat{a}_2 \left[\frac{\tau_1^2 - \hat{\tau}_1\hat{\tau}_2}{T_c^2} \right] \quad (248)$$

$$a_{VLOS2} = \hat{a}_2 \left[2 - \frac{\hat{\tau}_2 - \hat{\tau}_1}{T_c} \right] (\hat{\tau}_2 - \hat{\tau}_1) + \hat{a}_0 \hat{\tau}_1 \left[\frac{\hat{\tau}_2 - \hat{\tau}_1}{T_c^2} \right] \quad (249)$$

Finalement, par la soustraction des deux CFS (LOSCF et MCF2), nous pouvons obtenir l'amplitude du signal MP1 comme suit :

$$\hat{a}_1 = \max \left[R_{CCF}(\tau) - \hat{R}_{LOSCF}(\tau) - \hat{R}_{MCF2}(\tau) \right] \quad (250)$$

V.3.2.2. Cas des signaux BOC(1,1)-Galileo

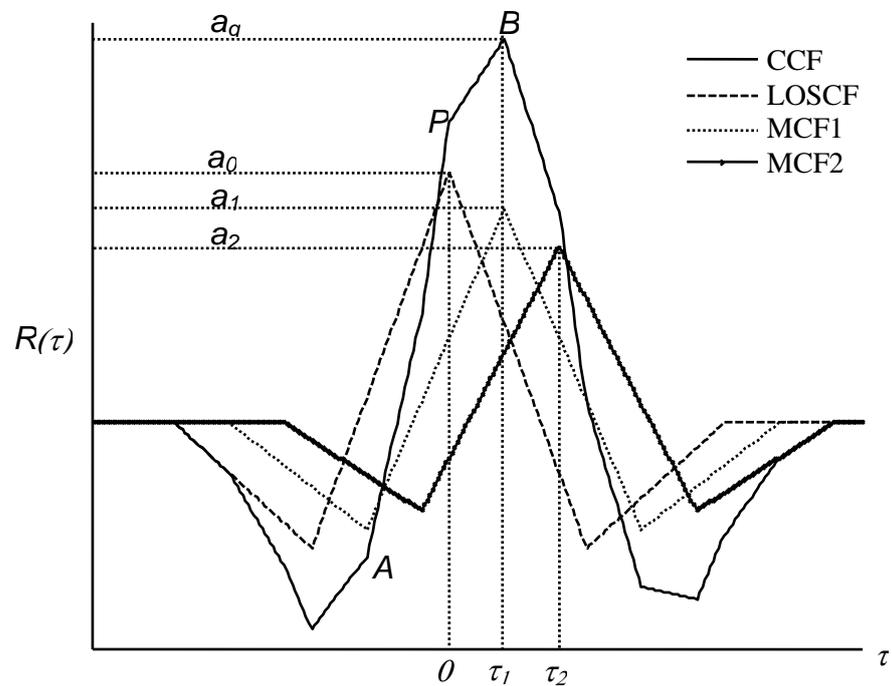


Figure.V.115. LOSCF, MCF1, MCF2 et the resultant CCF 'code BOC(1,1)-Galileo'.

Avec une discussion similaire, les figures (V.115) et (V.116) illustrent respectivement les CFs (LOSCF, MCF1, MCF2 et CCF) et le concept de la VMMT, c'est-à-dire, la représentation de CBD.

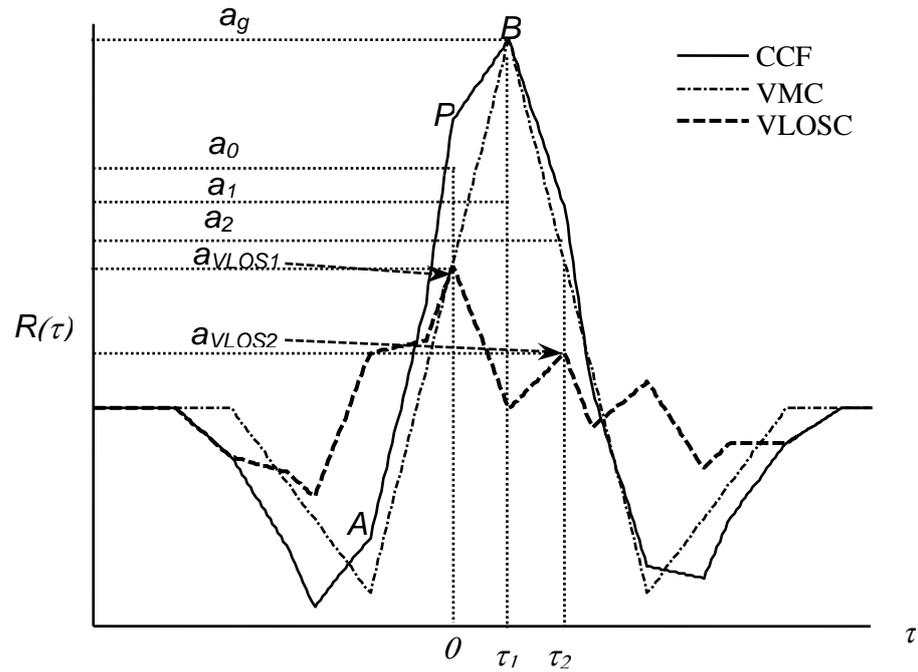


Figure.V.116. Concept de la VMMT (Deux 'code BOC(1,1)-Galileo')

Pour estimer les retards τ_0 , τ_1 et τ_2 nous proposons les équations suivantes:

$$\hat{\tau}_0 = \arg(\max[R_{VLOSCF}(\tau)]) = \arg(R_{VLOSCF}(\tau) = a_{VLOSC1}) \quad (251)$$

$$\hat{\tau}_1 = \arg(\max[R_{CCF}(\tau)]) = \arg([R_{VLOSCF}(\tau) = 0]) \quad (252)$$

$$\hat{\tau}_2 = \arg(R_{VLOSCF}(\tau) = a_{VLOSC2}) \quad (253)$$

De même, pour estimer les amplitudes a_0 et a_2 , nous proposons de résoudre le système d'équations à deux inconnus donné par :

$$a_{VLOSCF1} = \hat{a}_0 \frac{\hat{\tau}_1}{T_c} \left[6 - \frac{9\hat{\tau}_1}{T_c} \right] - 9a_2 \hat{\tau}_1 \left[\frac{\hat{\tau}_2 - \hat{\tau}_1}{T_c^2} \right] \quad (254)$$

$$a_{VLOSCF2} = a_2 \left[6 \left(\frac{\hat{\tau}_2 - \hat{\tau}_1}{T_c} \right) - 9 \left(\frac{\hat{\tau}_2 - \hat{\tau}_1}{T_c} \right)^2 \right] - 9a_0 \hat{\tau}_1 \left[\frac{\hat{\tau}_2 - \hat{\tau}_1}{T_c^2} \right] \quad (255)$$

Finalement, par la soustraction des deux CFS (LOSCF et MCF2), nous pouvons obtenir l'amplitude du signal MP1 comme suit :

$$\hat{a}_1 = \max[R_{CCF}(\tau) - \hat{R}_{LOSCF}(\tau) - \hat{R}_{MCF2}(\tau)] \quad (256)$$

V.4. Considération générale pour le Galileo

Si on ne prend pas en considération la normalisation du retard par rapport au LOS la solution de forme ferme que nous avons proposée est donnée comme suit :

1^{er} cas : Présence d'un signal Galileo faible puissance par rapport au LOS

Les solutions sont les suivantes :

$$\hat{a}_1 = \begin{cases} \frac{a_{VMCF} T_c^2}{3(\tau_1 - \tau_0)[2T_c - 3(\tau_1 - \tau_0)]} & \text{pour } \tau_1 \leq \frac{T_c}{2} + \tau_0 \\ \frac{a_{VMCF} T_c^2}{(\tau_1 - \tau_0)[2T_c - (\tau_1 - \tau_0)]} & \text{pour } \frac{T_c}{2} + \tau_0 \leq \tau_1 \leq T_c + \tau_0 \\ a_{VMCF} & \text{pour } \tau_1 \geq T_c + \tau_0 \end{cases} \quad (257)$$

$$\tau_0 = \arg(\max[R_{CCF}(\tau) - R_{MCF}(\tau)]) \quad (258)$$

$$a_0 = \max[R_{CCF}(\tau) - R_{MCF}(\tau)] \quad (259)$$

2^{ème} cas : Présence d'un signal Galileo forte puissance par rapport au LOS

Les solutions sont les suivantes :

$$\tau_0 = \arg(\max[R_{VLOSCF}(\tau)]) \quad (260)$$

$$\hat{a}_0 = \begin{cases} \frac{a_{VLOSCF} T_c^2}{3(\tau_1 - \tau_0)[2T_c - 3(\tau_1 - \tau_0)]} & \text{pour } \tau_1 \leq \frac{T_c}{2} + \tau_0 \\ \frac{a_{VLOSCF} T_c^2}{(\tau_1 - \tau_0)[2T_c - (\tau_1 - \tau_0)]} & \text{pour } \frac{T_c}{2} + \tau_0 \leq \tau_1 \leq T_c + \tau_0 \\ a_{VLOSCF} & \text{pour } \tau_1 \geq T_c + \tau_0 \end{cases} \quad (261)$$

$$\hat{\tau}_1 = \arg(\max[R_{CCF}(\tau) - R_{LOSCF}(\tau)]) \quad (262)$$

$$\hat{a}_1 = \max[R_{CCF}(\tau) - R_{LOSCF}(\tau)] \quad (263)$$

3^{ème} cas : Présence de deux signaux MPs Galileo quelconques

$$\tau_0 = \arg(\max[R_{VLOSCF}(\tau)]) \quad (264)$$

$$\hat{a}_0 = \begin{cases} \frac{a_{VLOSCF} T_c^2}{3(\tau_1 - \tau_0)[2T_c - 3(\tau_1 - \tau_0)]} & \text{pour } \tau_1 \leq \frac{T_c}{2} + \tau_0 \\ \frac{a_{VLOSCF} T_c^2}{(\tau_1 - \tau_0)[2T_c - (\tau_1 - \tau_0)]} & \text{pour } \frac{T_c}{2} + \tau_0 \leq \tau_1 \leq T_c + \tau_0 \\ a_{VLOSCF} & \text{pour } \tau_1 \geq T_c + \tau_0 \end{cases} \quad (265)$$

$$\hat{\tau}_1 = \arg(\max[R_{CCF}(\tau) - R_{LOSCF}(\tau)]) \quad (266)$$

$$\hat{a}_1 = \max[R_{CCF}(\tau) - R_{LOSCF}(\tau)] \quad (267)$$

$$\hat{\tau}_0 = \arg(\max[R_{VLOSCF}(\tau)]) \quad (268)$$

$$\hat{\tau}_2 = \arg(R_{VLOSCF}(\tau) = a_{VLOS2}) \quad (269)$$

$$\begin{cases} a_{VLOSCF1} = a_0 \frac{\tau_1}{T_c} \left[6 - \frac{9t_1}{T_c} \right] - 9a_2 t_1 \left[\frac{t_2 - t_1}{T_c^2} \right] \\ a_{VLOSCF2} = a_2 \left[6 \left(\frac{t_2 - t_1}{T_c} \right) - 9 \left(\frac{t_2 - t_1}{T_c} \right)^2 \right] - 9a_0 t_1 \left[\frac{t_2 - t_1}{T_c^2} \right] \end{cases} \quad (270)$$

Avec : $t_1 = \tau_1 - \tau_0$ et $t_2 = \tau_2 - \tau_0$

$$a_1 = \max[R_{CCF}(\tau) - R_{LOSCF}(\tau) - R_{MCF_2}(\tau)] \quad (271)$$

V.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé une méthode efficace pour la détection et la réduction des MPs en utilisant la technique VMMT [27]. En effet, la technique VMMT a montré des limitations en raison de la largeur de bande du filtre de précorrélacion du récepteur qui crée une offset entre la position du maximum de corrélation du LOS virtuel et celle du LOS réel. Cette offset provoque une erreur de poursuite de code dans les récepteurs GNSS. Dans notre méthode, nous avons utilisé le concept de la technique de réduction VMMT non seulement pour l'évaluation du retard du LOS, mais aussi pour évaluer les amplitudes et les retards de toutes les composantes du signal reçu à savoir le LOS et les MPs. Les MPs estimés sont ensuite soustraits du signal composite et le signal résultant, constitué seulement du LOS, est appliqué à l'entrée d'une boucle de poursuite de code de type DLL classique. Les résultats obtenus ont montré que notre méthode a des performances meilleures que celles du NC. En effet, l'erreur et sa bande de variation sont complètement réduites par rapport à ce que nous observons pour le NC. De plus, les performances sont très proches de celles des techniques de réduction des MPs les plus populaires. Dans le chapitre suivant, nous allons présenter le principe de la 3^{ème} technique que nous avons proposé.

Chapitre VI

THESE DE DOCTORAT

REDUCTION DES MULTITRAJETS PAR LA METHODE EDDC

ETUDE & AMELIORATION DES PERFORMANCES DES BOUCLES DE
POURSUITE DE CODE DANS LES RECEPTEURS DE NAVIGATION GALILEO EN
PRESENCE DE TRAJECTOIRES MULTIPLES

KHALED ROUABAH
2009/2010

VI.1. Introduction - 160 -

VI.2. CFs traditionnelle et HRC - 161 -

VI.3. Principe de la méthode EDDC - 163 -

VI.4.2. Propriétés du filtre SGF - 166 -

VI.5. Résistances aux effets des pics secondaires - 168 -

Chapitre VI : Réduction des MPs par la méthode EDDC

VI.1. Introduction

Parmi les techniques de corrélation mentionnées dans les chapitres précédents, l'ELC augmenté comme la HRC [41] et le SC [22] sont basés sur l'utilisation des corrélateurs doubles delta (DDC). Le terme double delta ($\Delta\Delta$) signifie l'utilisation de deux paires de corrélateurs au lieu d'une seule (cf. chapitre III). Selon [101], les arrangements HRC et SC donnent des exécutions très précises en présence des signaux MPs. Cependant ils exigent une valeur très étroite de l'espacement entre les corrélateurs et une grande largeur de bande du filtre de précorrélation pour atténuer efficacement les erreurs des MPs. Par conséquent, ces deux arrangements sont limités par le bruit qui augmente par l'emploi du principe de la dérivée. De plus, l'utilisation des corrélateurs $\Delta\Delta$ introduit des pics latéraux dans les CFs de ces deux arrangements. Ces pics ont une influence sur la précision de l'évaluation du retard de propagation ce qui est considéré comme étant une autre limitation de la HRC et du SC. Pour surmonter ce problème, nous proposons une DDC augmentée (Enhanced DDC (EDDC)) dans laquelle nous employons le concept du DDC présenté dans [41] et [22] en combinaison avec le filtre de Savitzky-Golay (SGF) [49]. Contrairement à l'arrangement DDC qui emploie le pic central pour estimer le retard du signal reçu, notre arrangement utilise le premier pic secondaire pour estimer ce retard. Nous avons choisi ce pic parce qu'il est moins affecté par les signaux MPs par rapport au pic central. Nous avons également choisi le filtre SGF dû à ses propriétés de préserver les caractéristiques du modèle telles que les hauteurs et les largeurs des signaux de type impulsionnels qui sont des paramètres nécessaires pour l'évaluation du retard de propagation. En outre, l'arrangement proposé fonctionne pour des MPs courts/longs et faibles/forts.

Ce chapitre est organisé comme suit : nous commençons par une rapide présentation de la CF traditionnelle et de la DDC. Après cela, nous présentons les discriminateurs de ces deux structures traditionnelles, servant comme exécution de référence en vue d'une comparaison avec la combinaison proposée EDDC. Nous présentons alors les limitations de ces deux arrangements en présence des MPs et du bruit ainsi que le principe de la EDDC.

VI.2. CFs traditionnelle et HRC

Dans les récepteurs GNSS, le calcul du temps de propagation exige la synchronisation entre le code reçu et le code généré localement. Cette synchronisation est effectuée à l'aide du processus de corrélation donné par l'expression de l'équation suivante [13]:

$$R(\tau) = \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} S_r(t) \cdot p(t - \tau) dt \quad (272)$$

où: τ est le retard de propagation, $S_r(t)$ est le signal reçu et $p(t)$ est le code généré localement. La HRC est une des structures utilisée pour estimer τ . Comme nous l'avons vu dans le 3^{ème} chapitre, la CF normalisée de la HRC est donnée par:

$$R_{HRC}(\tau) \approx - \left[R\left(\tau + \frac{Cs}{2}\right) - 2R(\tau) + R\left(\tau - \frac{Cs}{2}\right) \right] \quad (273)$$

En utilisant la corrélation HRC τ correspond à la position du pic du milieu comme l'illustrent les deux figures (VI.117) et (VI.118).

En présence des signaux MPs, le récepteur essaye de se synchroniser avec toutes les composantes du signal reçu. En conséquence, le discriminateur de la DLL classique s'annule pour une différence de phase non nulle (voir la figure (VI.119)). Cette déformation a comme conséquence un décalage entre le signal reçu et le code généré localement produisant ainsi une erreur dans l'estimation de la pseudo-distance. Dans l'arrangement HRC, comme l'illustre la figure (VI.119), ce décalage (qui est une fonction des paramètres des MPs tels que les retards, les amplitudes et les phases des composantes réfléchies par rapport à la composante directe « cf. chapitre III ») est très réduit comparé au décalage observé dans l'arrangement de la DLL classique. Malgré le résultat précédent de la HRC, cette dernière diminue le rapport SNR puisque le bruit perturbe l'évaluation de la dérivée [40]. De plus, la HRC est limitée par l'influence des pics latéraux des CFs des MPs. En d'autres termes, la présence de ces pics latéraux a une influence sur la HRC et rend celle-ci sensible aux signaux MPs de forts retards.

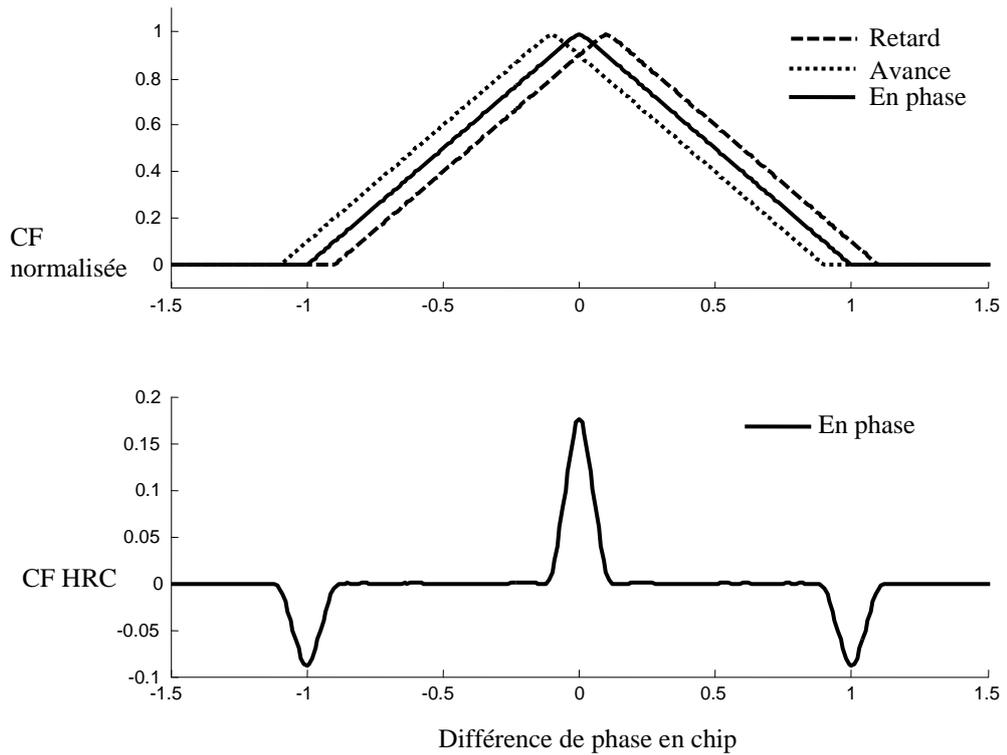


Figure.VI.117. CF (a) : CF traditionnelle (Avance, en phase et retard) . (b): HRC-CF (C/A-GPS) ($T_c=1$, $a_0=1$, $C_s=0.1T_c$)

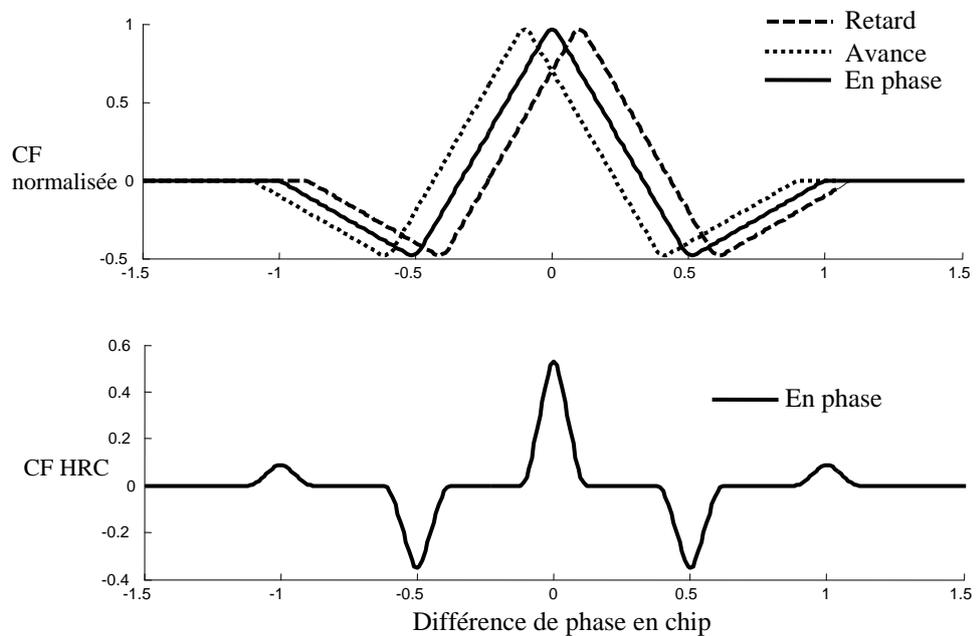


Figure.VI.118. (a) : CF traditionnelle (Avance, en phase et retard). (b) : HRC-CF (BOC(1,1)-Galileo) ($T_c=1$, $a_0=1$, $C_s=0.1T_c$).

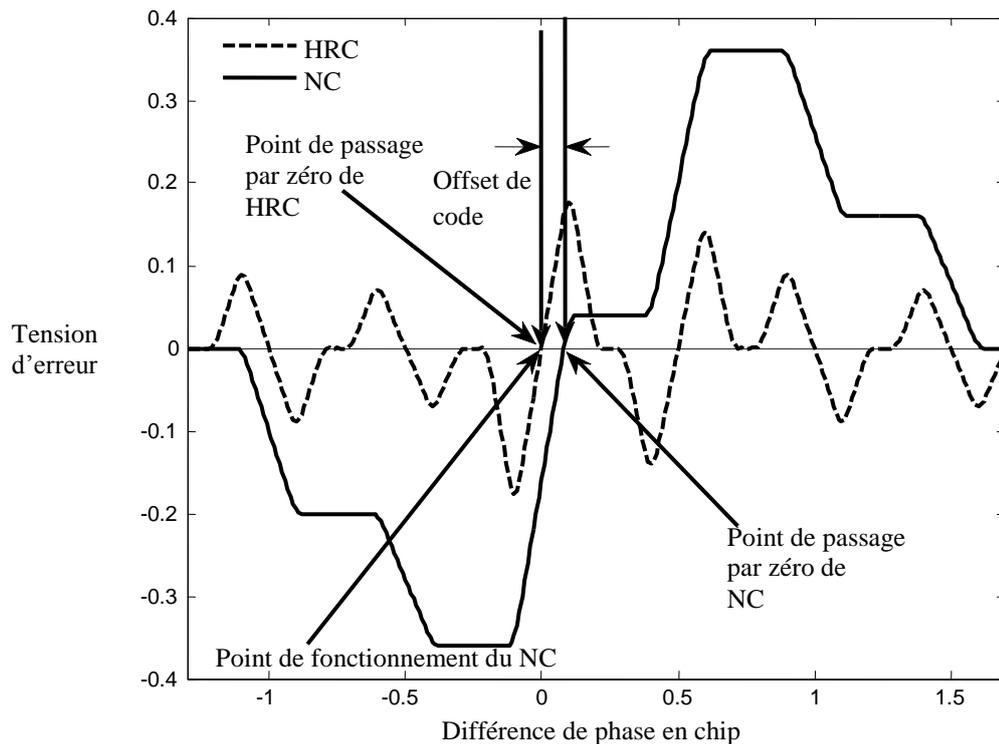


Figure.VI.119. Sortie du discriminateur (C/A-GPS) en présence d'une seule composante MP pour le NC et la HRC.

VI.3. Principe de la méthode EDDC

Pour améliorer l'exécution de l'arrangement HRC en termes de SNR, nous l'employons en combinaison avec le filtre SGF. Cette procédure dans le domaine temporel offre un lissage efficace pour des ensembles de données avec un espacement uniforme. Un exemple simple du lissage est montré sur la figure (VI.120).

Le dessus de cette figure montre une fenêtre triangulaire très bruitée et le dessous de cette figure montre la même fenêtre après avoir subi une procédure de lissage. Le bruit est considérablement réduit tandis que la fenêtre elle-même a à peine changé. Le processus du lissage augmente le SNR et permet aux caractéristiques du signal (position, hauteur, largeur, aire, maxima...etc.) d'être mesurées avec précision plus particulièrement quand des méthodes automatisées de localisation et de mesure des pics sont utilisées. Le schéma bloc de la EDDC est illustré sur la figure (VI.121). Comme l'illustre cette figure, la procédure de corrélation HRC est appliquée sur une boucle de poursuite de code de type DLL suivie par le filtre SGF. Chacun des pics de la CF de la EDDC est détecté par un point de passage par zéro de la

fonction discriminatrice (tension d'erreur). Ce qui est important par conséquent est la nature du filtre de lissage et le point de passage par zéro de la fonction discriminatrice.

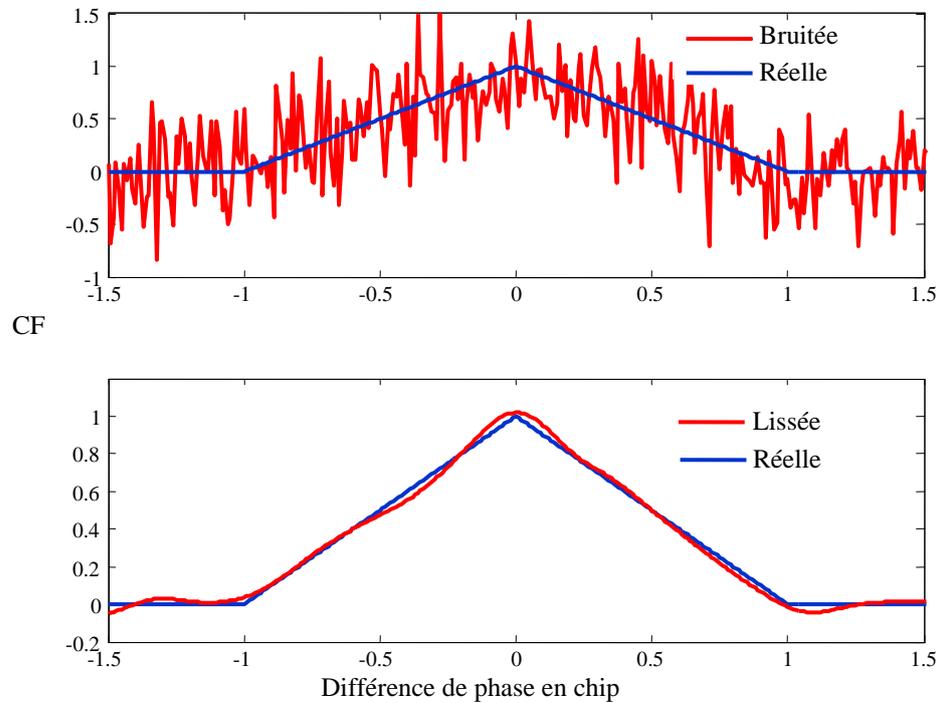


Figure.VI.120. Procédure de lissage d'un signal

(a) : CFs bruitée et non bruitée. (b) : CFs non bruitée et lissée.

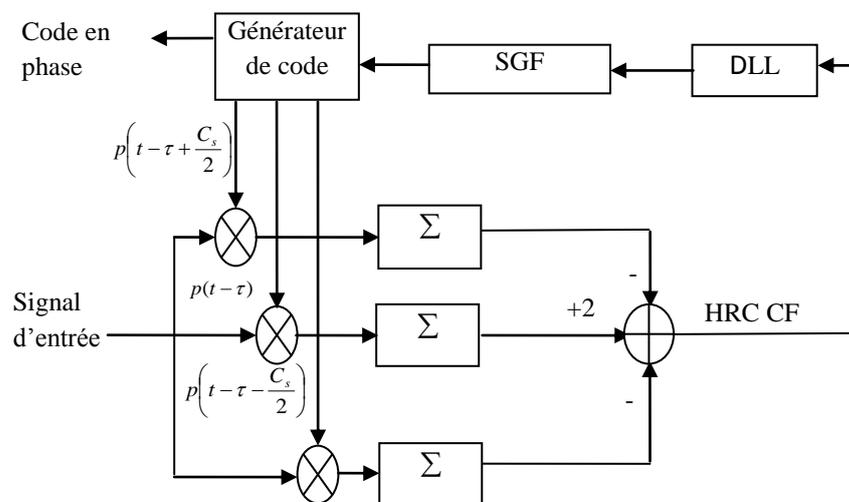


Figure.VI.121. Diagramme bloc de la EDDC.

VI.4. Filtre SGF

VI.4.1. Principe du filtre SGF

Fondamentalement le filtre SGF considéré est un filtre passe-bas. L'idée est de trouver les coefficients du filtre qui préserve les caractéristiques du modèle à lisser (position, hauteur, largeur, surface, maximas ...etc) à lisser. D'une manière équivalente, l'idée est de rapprocher la fonction fondamentale dans une fenêtre glissante non pas par une constante (dont l'évaluation est la moyenne), mais par un polynôme d'ordre supérieur, en général quadratique ou quartique.

Rappelons qu'un filtre numérique est appliqué à une série de valeurs de données équidistantes $f_i \equiv f(t_i)$, avec $t_i \equiv t_0 + t_i \Delta$ pour un certain espacement d'échantillon constant Δ et $i = \dots -2, -1, 0, 1, 2, \dots$

Nous savons que le type de filtre numérique le plus simple est un filtre qui remplace chaque valeur de données par une combinaison linéaire de ses coefficients et des échantillons du signal à filtrer. Le signal filtré est donné par l'expression de l'équation suivante :

$$g_i = \sum_{n=-n_L}^{n_R} C_n f_{i+n} \quad (274)$$

Où : n_L est le nombre de point utilisés à gauche de la valeur i et n_R est le nombre de point utilisés à droite de la valeur i

Pour le filtre SGF, et pour chaque point f_i , nous ajustons au sens des moindres carrés un polynôme à tous les points $n_R + n_L + 1$ dans la fenêtre glissante, et nous utilisons la valeur de ce polynôme g_i dans l'indice « i ». Quand nous passons au prochain point f_{i+1} , nous faisons un nouveau ajustement au sens des moindres carrés en utilisant une fenêtre décalée.

Pour déterminer un coefficient quelconque, nous allons illustrer comment g_0 peut être obtenu. Supposons que Δ est égale à 1, le but est donc de déterminer un polynôme de degré M dans le point i , à savoir $a_0 + a_1 i + \dots + a_M i^M$ aux points $f_{-n_L} \dots f_{-n_R}$. Alors g_0 doit être la valeur du polynôme à $i = 0$ (a_0).

La matrice de conception pour ce problème est $A_{ij} = i^j$ $i = -n_L, \dots, n_R$ $j = 0, \dots, M$ et les équations normales pour le vecteur a_j en termes du vecteur f_i sont, en notation matricielle, données par :

$$(A^T \cdot A) \cdot a = A^T \cdot f \text{ or } a = (A^T \cdot A)^{-1} \cdot (A^T \cdot f) \quad (275)$$

Nous avons aussi les formes spécifiques suivantes :

$$\{A^T \cdot A\}_{ij} = \sum_{k=-n_L}^{n_R} A_{ki} A_{kj} = \sum_{k=-n_L}^{n_R} k^{i+j} \quad (276)$$

et

$$\{A^T \cdot f\}_j = \sum_{k=-n_L}^{n_R} A_{kj} f_k = \sum_{k=-n_L}^{n_R} k^j f_k \quad (277)$$

Puisque le coefficient C_n correspond à la composante a_0 quand f est remplacée par le vecteur unité, $-n_L \leq n \leq n_R$, nous avons :

$$C_n = \left\{ (A^T \cdot A)^{-1} \cdot (A^T \cdot e_n) \right\}_0 = \sum_{m=0}^M \left\{ (A^T \cdot A)^{-1} \right\}_{0m} n^m \quad (278)$$

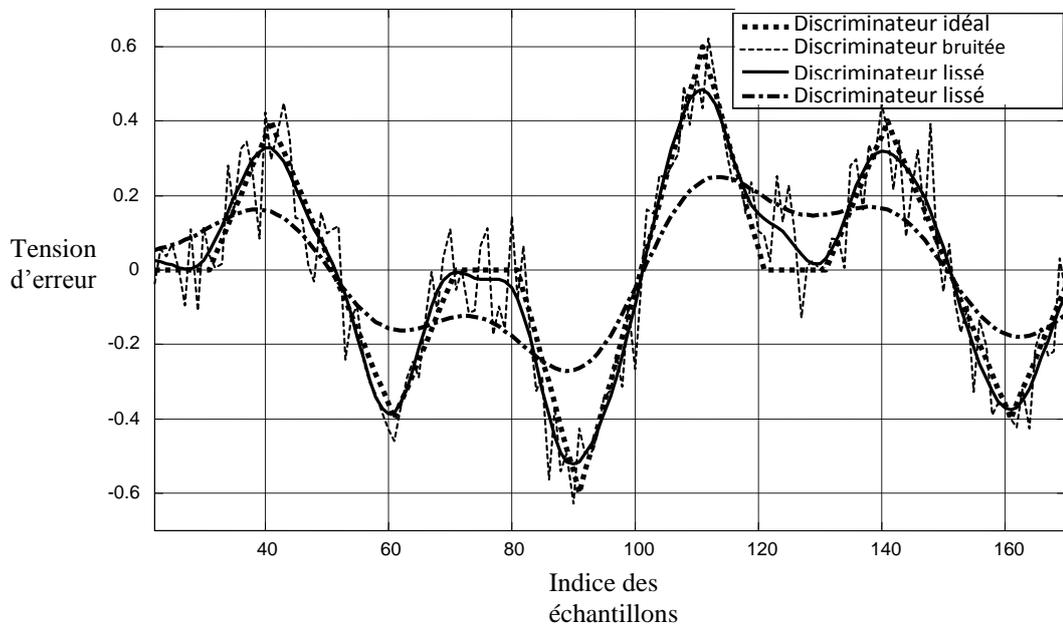


Figure.VI.122. Sortie du discriminateur (BOC(1,1)-Galileo) lissée avec les filtres MAF et SGF (fenêtres de 9 échantillons et ajustement par polynôme d'ordre 2)

VI.4.2. Propriétés du filtre SGF

Le lissage par un filtre à moyenne mobile (Moving Average Filter « MAF ») réalise un lissage tout à fait efficace pour les signaux plus larges ; cependant les signaux plus étroits souffrent d'une perte considérable de hauteur et d'une augmentation de la largeur. Comme l'illustre la figure (VI.122), avec le filtre SGF (fenêtre mobile avec une largeur identique), les tailles et les largeurs des signaux sont correctement préservées (cf. Annexe III). C'est un avantage puisque la CF de la HRC présente des pics avec des largeurs très étroites. La CF HRC ainsi

que les sorties du discriminateur avant et après l'application du filtre SGF sont illustrées sur la figure (VI.123)

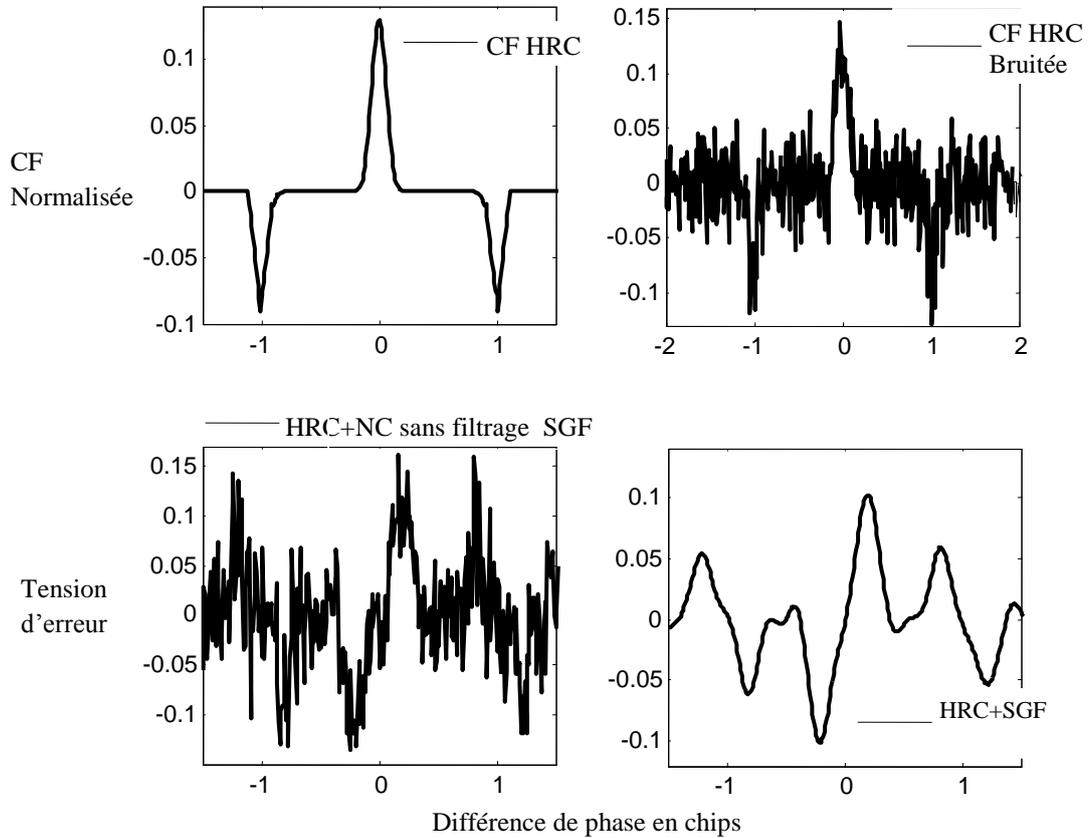


Figure.VI.123. (a): CFs HRC bruitée et non bruitée. (b) : Discriminateur EDDC avant et après filtrage par le filtre SGF.

La fenêtre gauche supérieure sur la figure (VI.123) montre une CF HRC en l'absence du bruit. La fenêtre en haut à droite montre une CF HRC en présence du bruit. Les fenêtres inférieures montrent le discriminateur résultant produit respectivement à l'entrée et à la sortie du filtre SGF. Comme nous pouvons le voir sur cette figure, avec l'opération du lissage, le SNR du discriminateur peut être amélioré. Ce processus de lissage produit un discriminateur très clair qui caractérise chacun des pics de la CF HRC. Cet avantage du filtre SGF n'est pas le seul, on peut en citer beaucoup d'autres. Premièrement, son principe intrinsèque, c'est-à-dire, l'ajustement par polynôme des moindres carrés, est tout à fait clair et direct et l'opération de convolution est beaucoup plus facile à la mise en application dans les algorithmes que le calcul des moindres carrés. Deuxièmement, les coefficients du filtre peuvent être facilement obtenus [117] et [118]. Dans la plupart des situations, le signal d'entrée est contaminé par un bruit blanc gaussien ; le facteur d'amplification du bruit pour un filtre numérique est donné par la somme des carrés des échantillons de la réponse impulsionnelle du filtre. Le théorème

de Gauss-Markov [118] montre que les meilleurs estimateurs non biaisés des coefficients d'un modèle linéaire avec le bruit blanc ou des erreurs gaussiennes indépendantes sont les estimateurs des moindres carrés, qui sont équivalents au filtre SGF. De plus, un filtre différentiateur idéal a un gain qui augmente avec la fréquence ($H(j\omega)=(j\omega)^n$) ; en effet, il amplifie considérablement le bruit (haute fréquence). Dans la pratique, un filtre passe-bas différentiateur est aisément choisi plutôt qu'un passe tout. Le filtre SGF différentiateur peut être considéré comme un filtre passe-bas.

VI.5. Résistances aux effets des pics secondaires

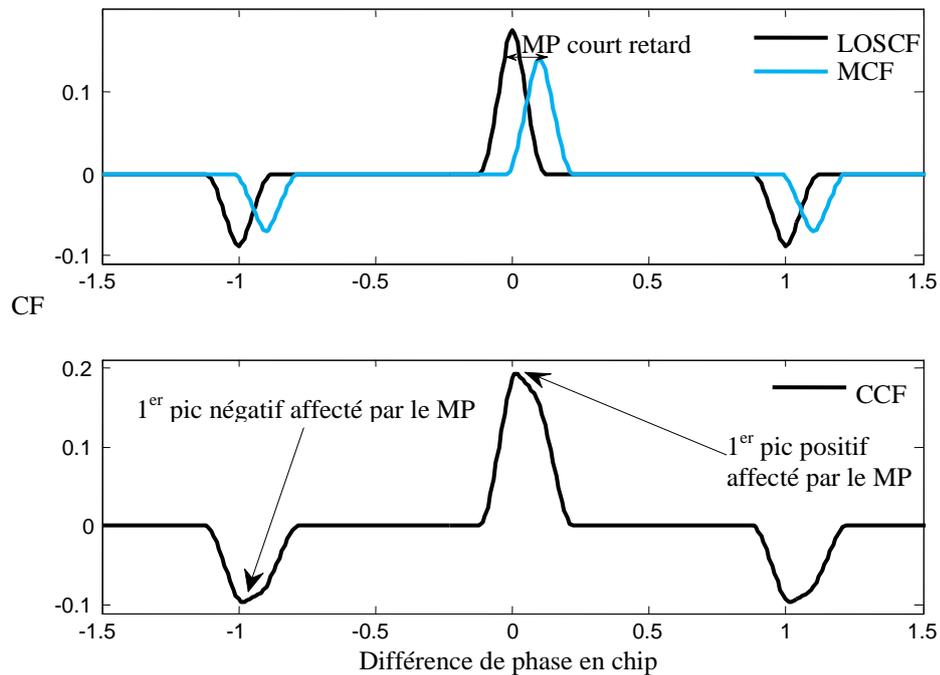


Figure.VI.124. Influence des pics des MPs (MP avec un retard court)

En plus de l'utilisation du filtre SGF, dans notre méthode nous effectuons les mesures du retard à partir du premier pic latéral de la CF résultante et non pas du premier pic comme c'est le cas pour la HRC et le SC. C'est un autre avantage de notre méthode parce que tous les pics excepté le premier, sont affectés par les effets des pics centraux et latéraux des CFs des MPs. Comme l'illustrent les figures (VI.124) et (VI.125), pour des retards courts et longs du MP, le pic central du LOSCF est affecté respectivement par le pic central de la MCF et par le pic latéral gauche de la MCF. La CCF est déformée comme l'illustre les figures (VI.124) et (VI.125). Cette déformation peut provoquer des erreurs dans la localisation du maximum de la CF. En contre partie et comme le montre la figure (VI.125), le premier pic latéral n'est pas affecté par le MP de long retard, qui est un autre avantage de notre méthode. Nous décrivons

ces deux bandes de variation du retard dans la partie résultats de simulation. Notez que pour les codes BOC(1,1)-Galileo, le premier pic négatif est situé à la moitié du chip et il correspond également au point où la LOSCF commence à augmenter [40].

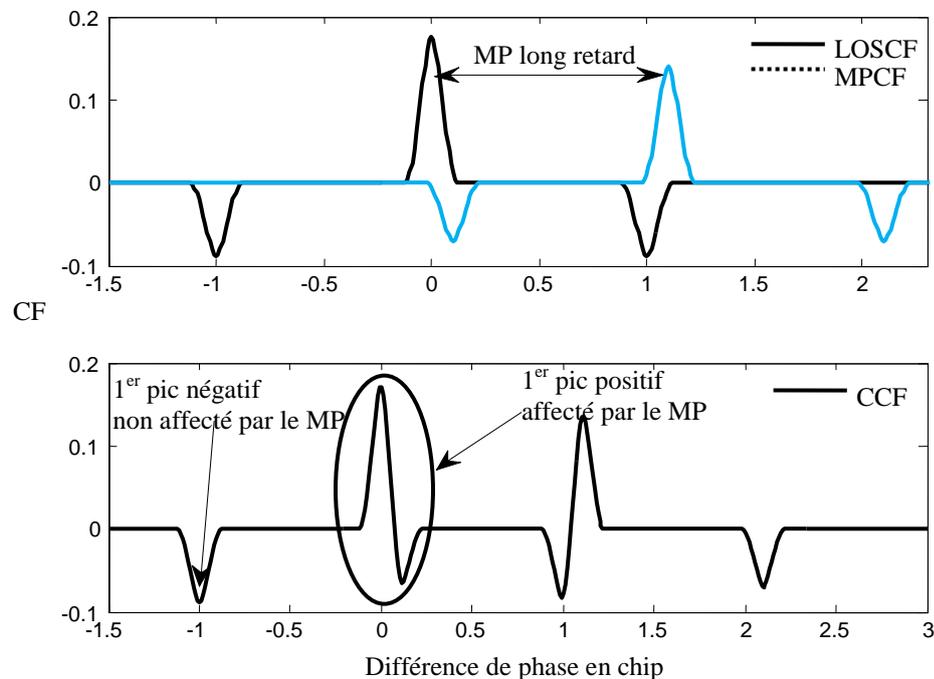


Figure.VI.125. Influence des pics des MPs (MP avec un retard long).

VI.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé une méthode efficace pour l'atténuation des signaux MPs dans les systèmes de navigation GNSS. Cette méthode est basée sur l'utilisation du premier pic latéral de la DDC et du filtre SGF. La méthode DDC comme la HRC et le SC, qui présente une solution au problème des MPs, est déséquilibrée par sa plus grande sensibilité au bruit et à l'effet des signaux MPs de longs retards. Nous avons proposé l'utilisation du filtre SGF pour lutter efficacement contre le bruit. Aussi nous avons proposé les mesures sur le premier pic latéral pour atténuer l'effet des MPs de retards importants. La EDDC a fait preuve d'une grande efficacité lors de son exécution pour la réduction des erreurs induites par les MPs. Les simulations prouvent que notre méthode dispose de meilleurs résultats par rapport aux performances des DDC existantes. Ceci est dû essentiellement à l'utilisation du premier pic latéral pour l'estimation du retard du LOS qui est moins affectée par les MPs et l'utilisation du filtre SGF qui préserve les caractéristiques du signal.

Chapitre IV

THESE DE DOCTORAT

RESULTATS DE SIMULATION

ETUDE & AMELIORATION DES PERFORMANCES DES BOUCLES DE
POURSUITE DE CODE DANS LES RECEPTEURS DE NAVIGATION GALILEO EN
PRESENCE DE TRAJECTOIRES MULTIPLES

KHALED ROUABAH
2009/2010

- VII.1. Introduction - 170 -**
- VII.2. Signaux Galileo modulés en BOC - 171 -**
- VII.3. CF des signaux modulés en BOC - 173 -**
- VII.4. Spectres des signaux BOC(m,n) - 178 -**
- VII.5. Influence de la bande de précorrélation - 179 -**
- VII.6. Acquisition du code et de la porteuse - 181 -**
- VII.7. Processus de poursuite de code - 182 -**
- VII.8. Influence des MPs sur la poursuite de code - 186 -**
- VII.9. Implémentation des structures Multi-DLL, MEDLL, MRDLL, - 193 -**
- VII.10. Implémentation de la VMMT - 196 -**
- VII.11. Implémentation de la BAPOC - 197 -**
- VII.12. Résultats de simulation de la méthode RCMPM - 198 -**
- VII.13. Résultats de simulation pour la méthode EDDC - 200 -**
 - VII.13.1. Scenario 1 - 201 -**
 - VII.13.2. Scenario 2 - 203 -**
- VII.14. Analyse de la EDDC par le logiciel Ergospace - 204 -**
- VII.15. Conclusion - 205 -**

Chapitre VII : Résultats de Simulation

VII.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons les résultats de simulations numériques sur les différentes structures que nous avons implémentées pour le système Galileo. Afin de valider l'analyse théorique développée dans les chapitres précédents, le signal Galileo *LI-OS* a été simulé selon les paramètres rapportés dans la référence [4]. Puisque la transmission des signaux Galileo n'a pas encore vu le jour, la construction des outils de simulation pour de tels signaux s'avère plus que nécessaire pour confirmer les résultats obtenus.

En premier lieu nous allons présenter tous les spectres des signaux Galileo civil, militaire, ou professionnel. Par la suite nous présenterons les résultats de simulation des circuits d'acquisition code-porteuse d'après les méthodes considérées dans ce travail. Par la même occasion le principe du balayage temporel et fréquentiel sera illustré. Le processus de poursuite de code sera ensuite entamé afin de présenter les résultats de simulation des différents circuits DLL basés sur les structures cohérentes et non cohérentes. **Avant de terminer, nous montrerons les simulations du modèle des MPs basé sur la distribution de Rayleigh et nous exposerons son influence sur la poursuite de code dans les boucles DLL. Les résultats ainsi présentés seront basés sur les déformations des tensions d'erreurs et les biais sur leurs points de passage par zéro. Pour terminer, nous montrerons les résultats de simulation de toutes les structures que nous avons présentées et qui permettent d'améliorer les performances. Nous effectuerons ainsi des comparaisons entre ces structures pour valider les résultats de simulation des structures que nous avons proposées.**

VII.2. Signaux Galileo modulés en BOC

Comme nous l'avons vu dans les chapitres précédents, le système de navigation par satellites Galileo utilise la modulation BOC pour la réduction des effets des MPs. Comme l'illustrent les figures (VII.126), (VII.127) et (VII.128), la modulation BOC est une modulation avec une sousporteuse de forme d'onde carrée. En effet, un code PN est multiplié par une sousporteuse ayant une fréquence quelconque. Dans la notation $BOC(m,n)$ m et n sont deux indices satisfaisant respectivement les rapports :

$$m=f_{sc}[MHz]/f_0[MHz] \text{ et } n=f_{PN}[MHz]/f_0[MHz].$$

$F_0=1.023[MHz]$ est une fréquence fondamentale, f_{sc} est la fréquence de la sousporteuse et f_{PN} est le taux de chip du code PN. Comme l'illustre la figure (VII.126), la modulation BOC (1,1) produit un seul passage par zéro dans un chip du code PN. Comme l'illustrent les figures (VII.127) et (VII.128), le nombre de passages par zéro dans un chip du code PN est proportionnel à la fréquence de la sousporteuse.

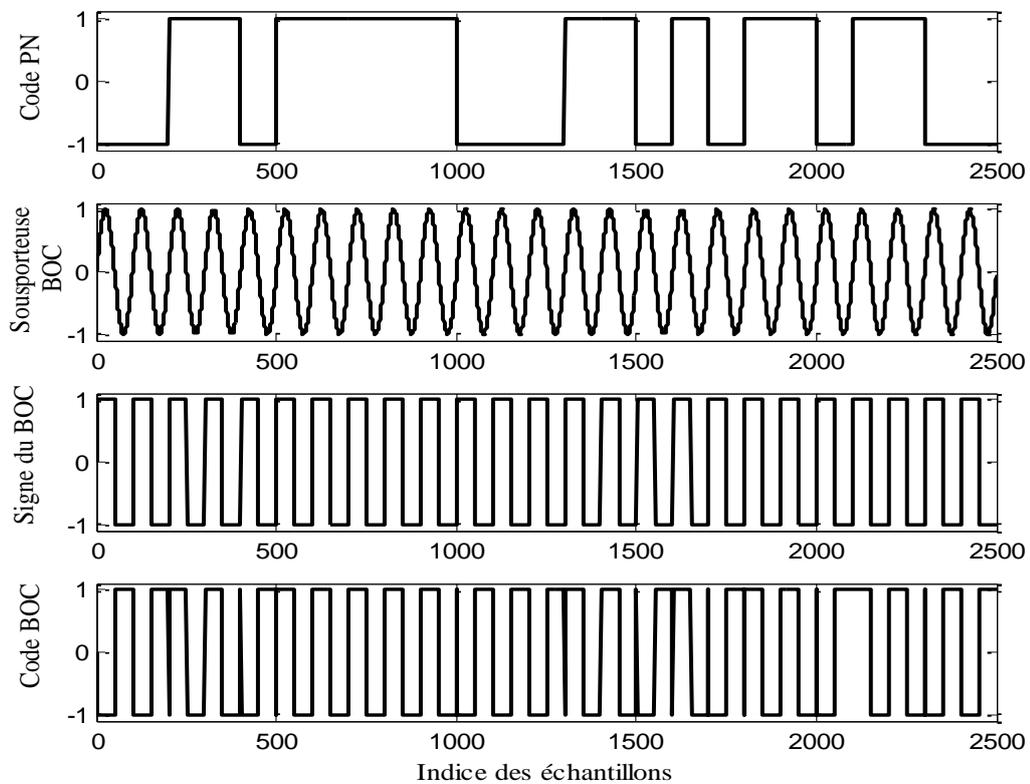


Figure.VII.126 Construction d'un signal BOC(1,1)-Galileo

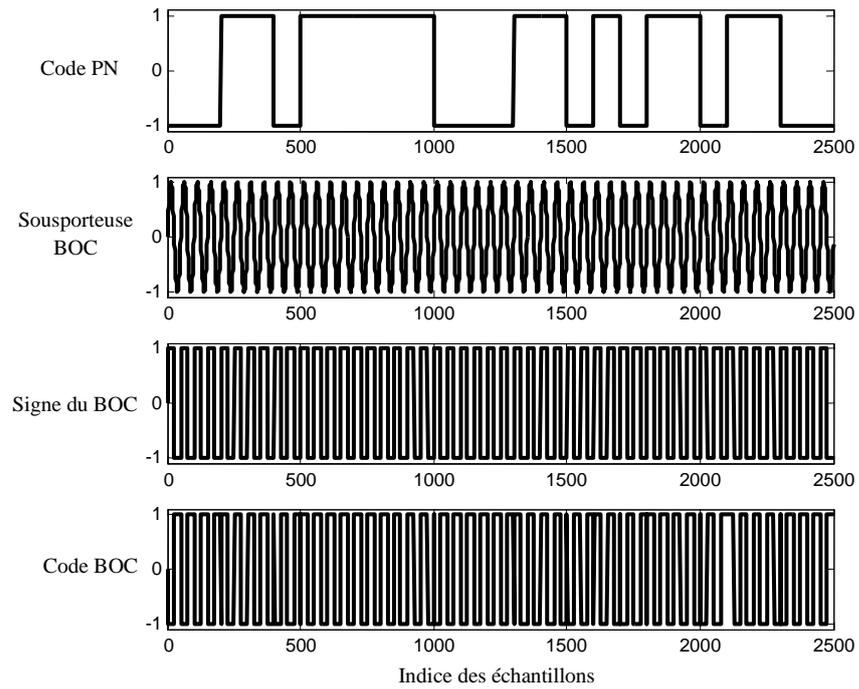


Figure.VII.127 Construction d'un signal BOC(2,1)-Galileo

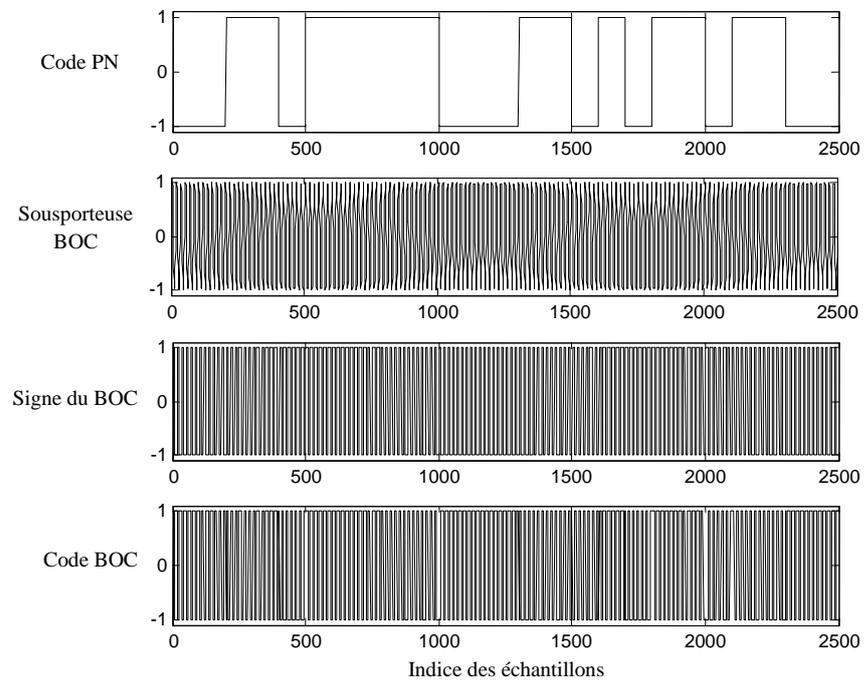


Figure.VII.128 Construction d'un signal BOC(6,1)-Galileo

Avec la variation du paramètre n , on peut avoir différents codes BOC. En effet, dans les systèmes GNSS on peut avoir des codes lents ou des codes rapides comme les codes C/A et P

(Précision qui est un code dix fois plus rapide que le code C/A). Dans les applications Galileo et GPS nouvelle génération les concepteurs ont construit des générateurs de code PN spécifiques pour chaque type d'application. Le choix d'un tel rythme dépend du coût et de la précision souhaitée. Comme l'illustre la figure (VII.129) le code PN utilisé est plus rapide que les codes illustrés dans les figures (VII.126), (VII.127) et (VII.128).

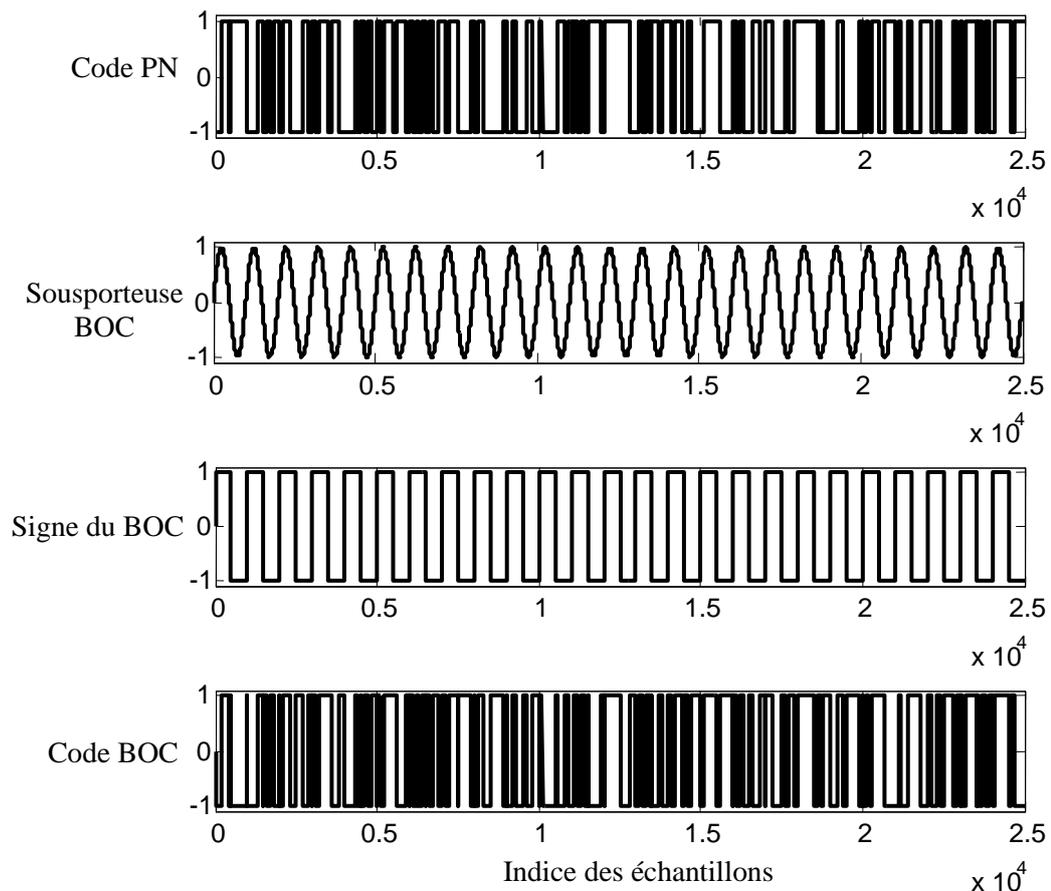


Figure.VII.129 Construction d'un signal BOC(1,10)-Galileo

VII.3. CF des signaux modulés en BOC

Le principe de la radionavigation est basé sur l'utilisation de la technique d'étalement de spectre. Comme nous l'avons vu dans les chapitres précédents, le principe est l'utilisation des codes PN pour la modulation des données. Ces derniers présentent des propriétés de corrélation intéressantes. En effet, le même code présente une autocorrélation sous la forme d'une impulsion triangulaire dans une zone qui est deux fois la largeur d'un chip comme l'illustre la figure (VII.130).

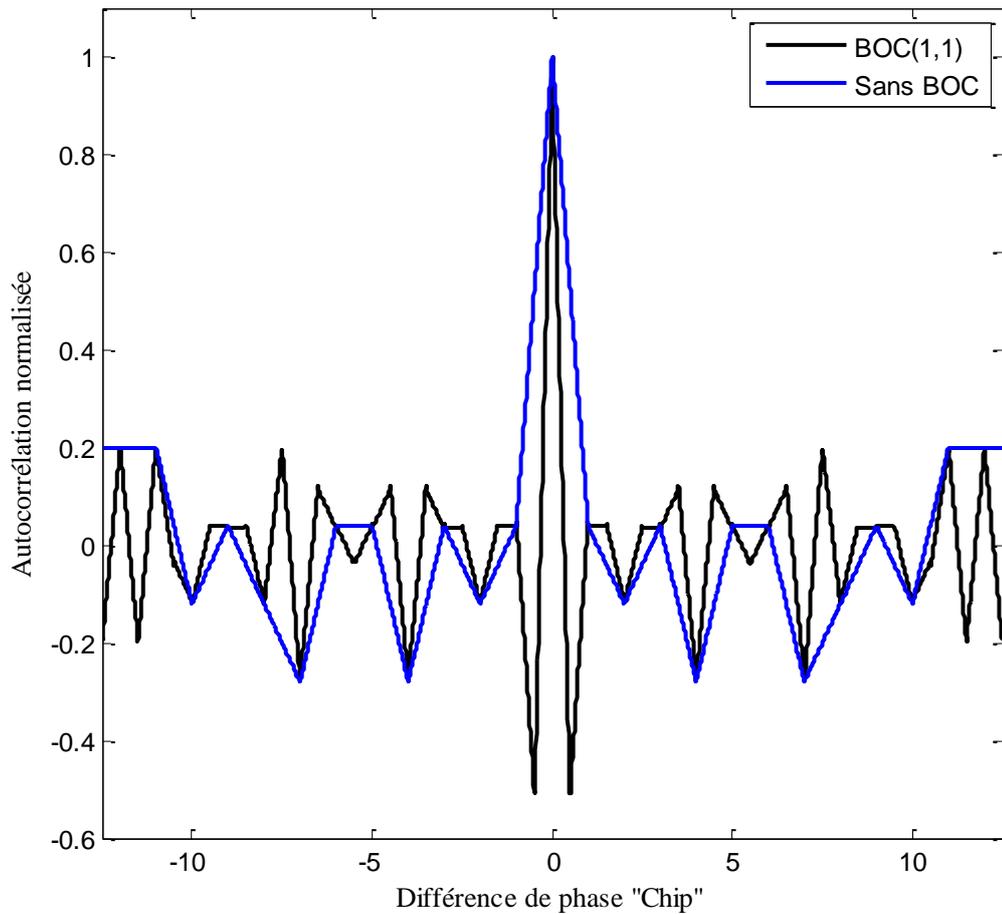


Figure.VII.130 Fonction d'autocorrélation BOC(1,1) et sans modulation BOC

Pour combattre les effets des MPs, les concepteurs des circuits ont créés la modulation BOC. Avec cette modulation, on aura comme résultats des fonctions de corrélations plus pointues et moins sensibles aux MPs. Comme l'illustre la figure (VII.130), la largeur du pic central de la CF avec modulation BOC est presque la moitié de celui de la corrélation sans modulation BOC. Comme nous allons le voir dans ce qui suit, ces pics très étroits vont permettre d'améliorer les performances. Cependant, ce type de modulation produit des pics secondaires comme l'illustrent les figures (VII.130), (VII.131), (VII.132) et (VII.133). Le nombre de pics secondaires dépend de m et de n .

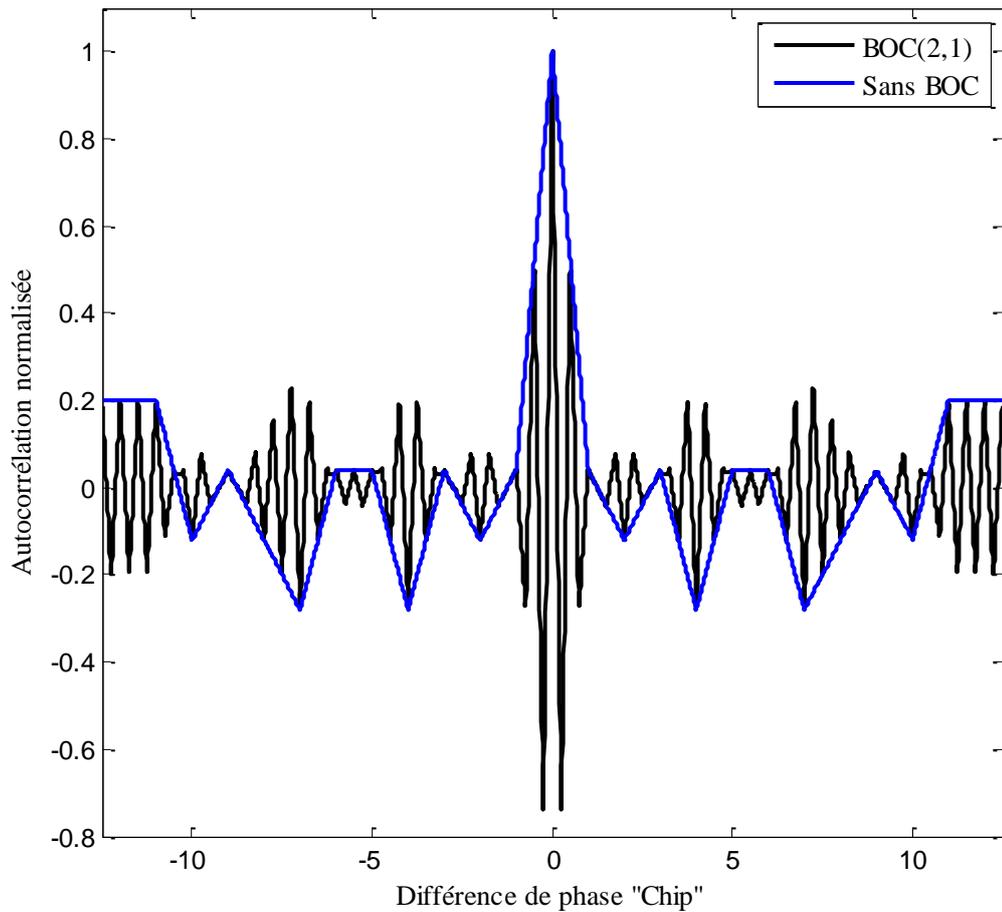


Figure.VII.131 Fonction d'autocorrélation BOC(2,1) et sans modulation BOC

Dans la modulation BOC, on s'attend à ce que l'arrangement $BOC(m,n)$ nous permette d'avoir une meilleure exécution de la poursuite comparée avec la modulation BOC(1,1). Cependant, pour les modulations $BOC(m,n)$ des DLL très complexes sont nécessaires pour effectuer l'opération de poursuite et par conséquent éviter l'accrochage du mauvais pic. Les pics secondaires affectent presque toutes les techniques bien connues utilisées pour la réduction des MPs dans les récepteurs de navigation GPS. C'est pour cette raison que notre travail de recherche est basé sur les signaux BOC(1,1) Galileo. La variation de n entraîne l'augmentation du rythme de l'horloge du générateur de code. Cette augmentation et comme l'illustrent les figures (VII.134), (VII.135) et (VII.136), produit des pic de corrélation très étroits sans pics secondaires.

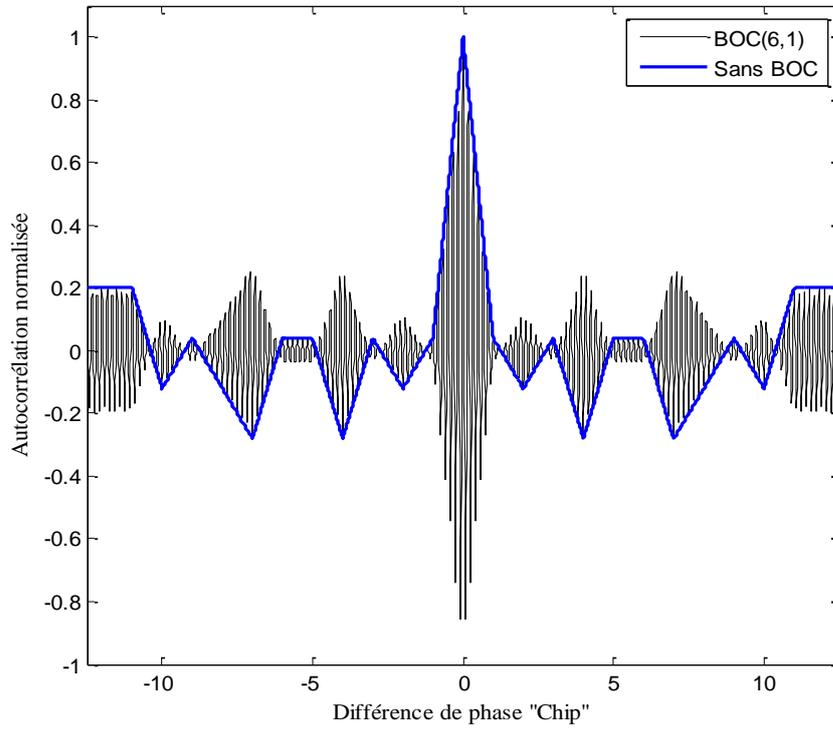


Figure.VII.132 Fonction d'autocorrélation BOC(6,1) et sans modulation BOC

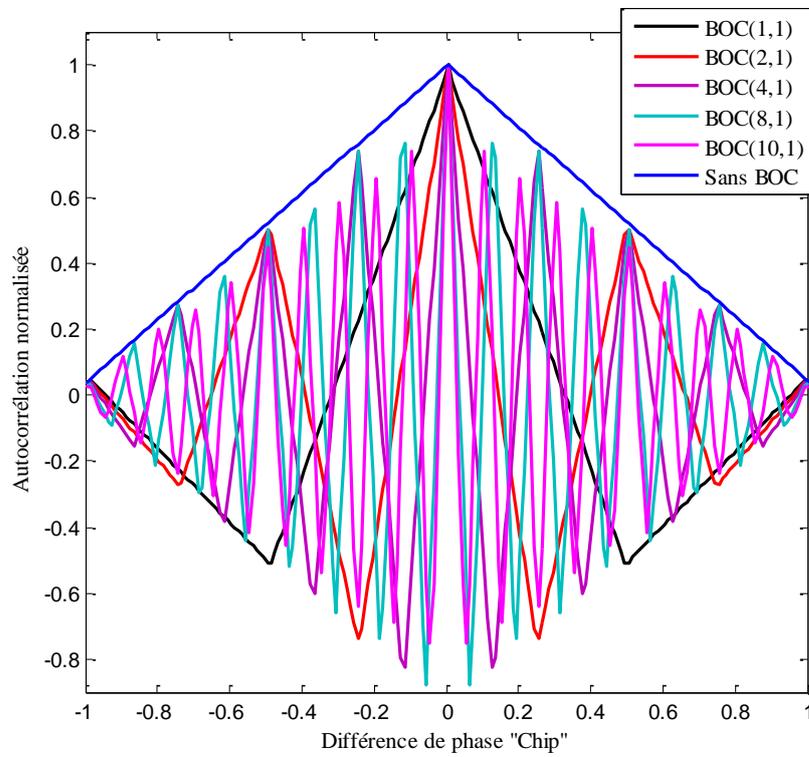


Figure.VII.133 Fonction d'autocorrélation pour une durée d'un chip pour des modulations BOC(m,n) (m=1,2,4,8,10 et n=1)

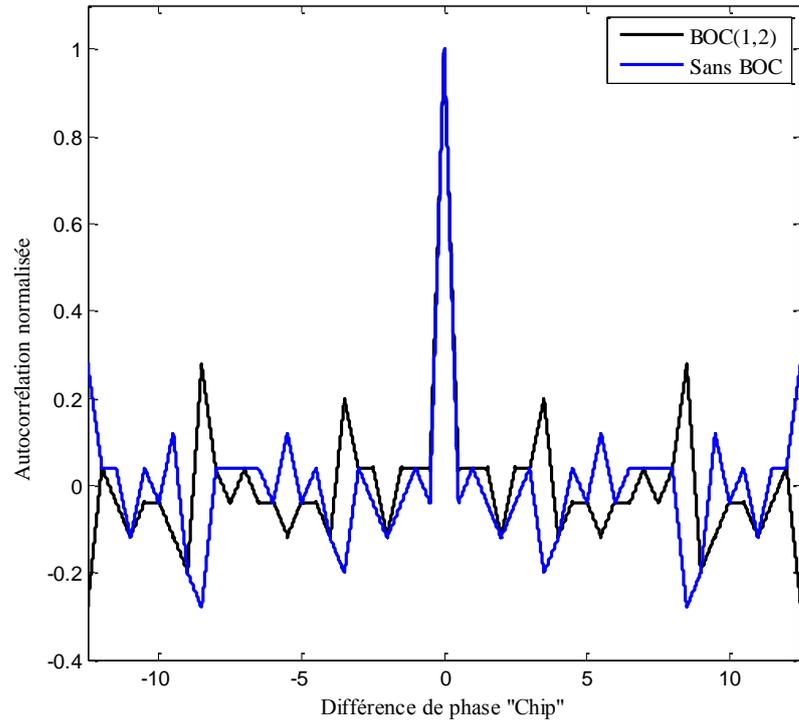


Figure.VII.134 Fonction d'autocorrélation BOC(1,2) et sans modulation BOC

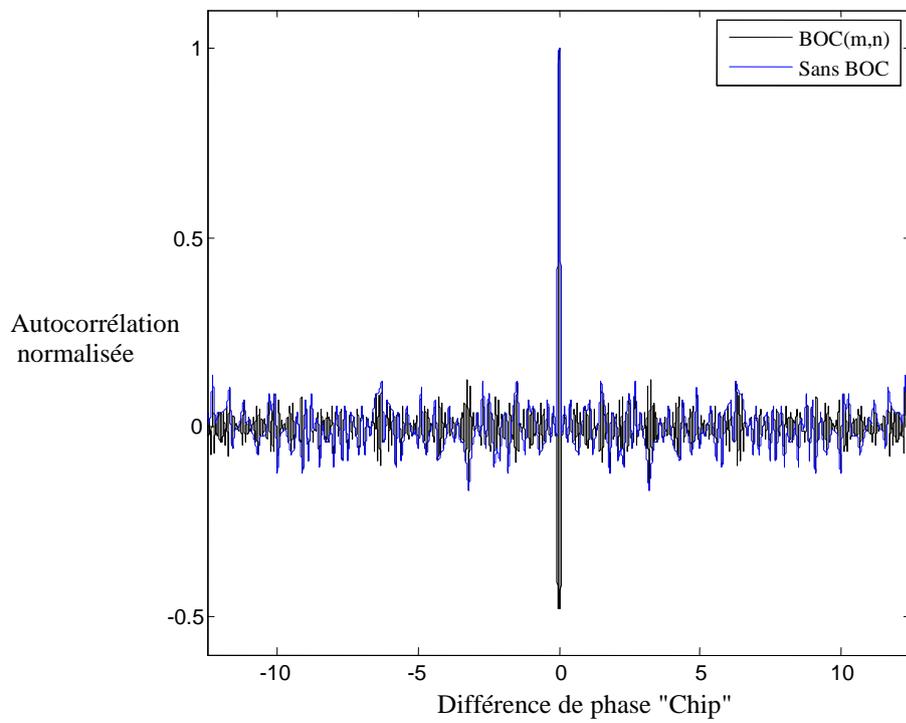


Figure.VII.135 Fonction d'autocorrélation BOC(10,10) et sans modulation BOC

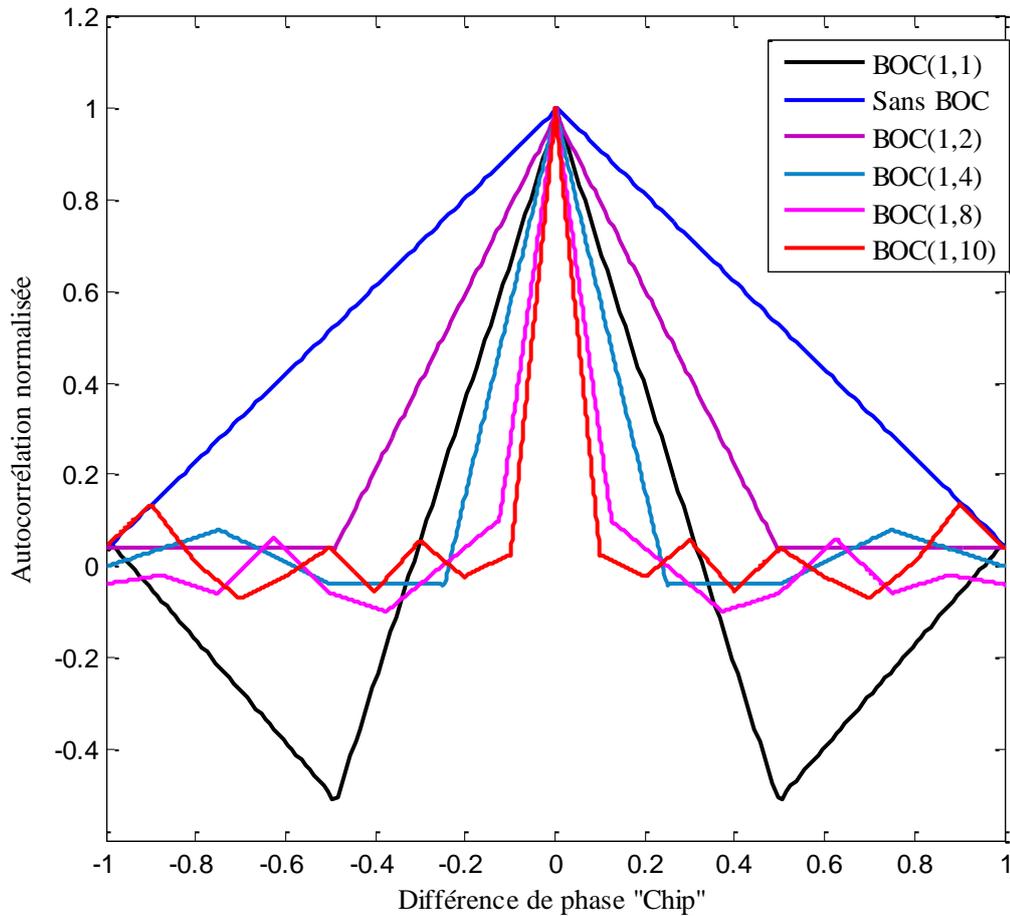


Figure.VII.136 Fonction d'autocorrélation pour une durée d'un chip pour des modulations BOC(m,n) (n=1,2,4,8,10 et m=1)

VII.4. Spectres des signaux BOC(m,n)

Dans la figure (VII.137), nous avons présenté les spectres des différents signaux simulés. On voit clairement la différence entre la théorie et la pratique. En effet, les spectres dans cette partie ne sont pas lisses. Ceci est dû au fait que quelque soit la durée des codes utilisés la CF n'est pas nulle à l'extérieur du pic principal. De plus comme l'illustre cette figure, on voit clairement l'influence de la modulation BOC sur la bande occupée par les signaux Galileo. En effet, la plus petite bande est occupée par la modulation BOC(1,1) qui a deux lobes principaux. Pour les autres modulations ces lobes sont plus séparés en augmentant le nombre m . De plus, il existe plusieurs lobes principaux. Ces spectres vont rendre l'accrochage et la

poursuite de ce type de signaux très difficiles, plus complexes et très couteux ; ce qui renforce notre choix de travailler sur des codes BOC(1,1).

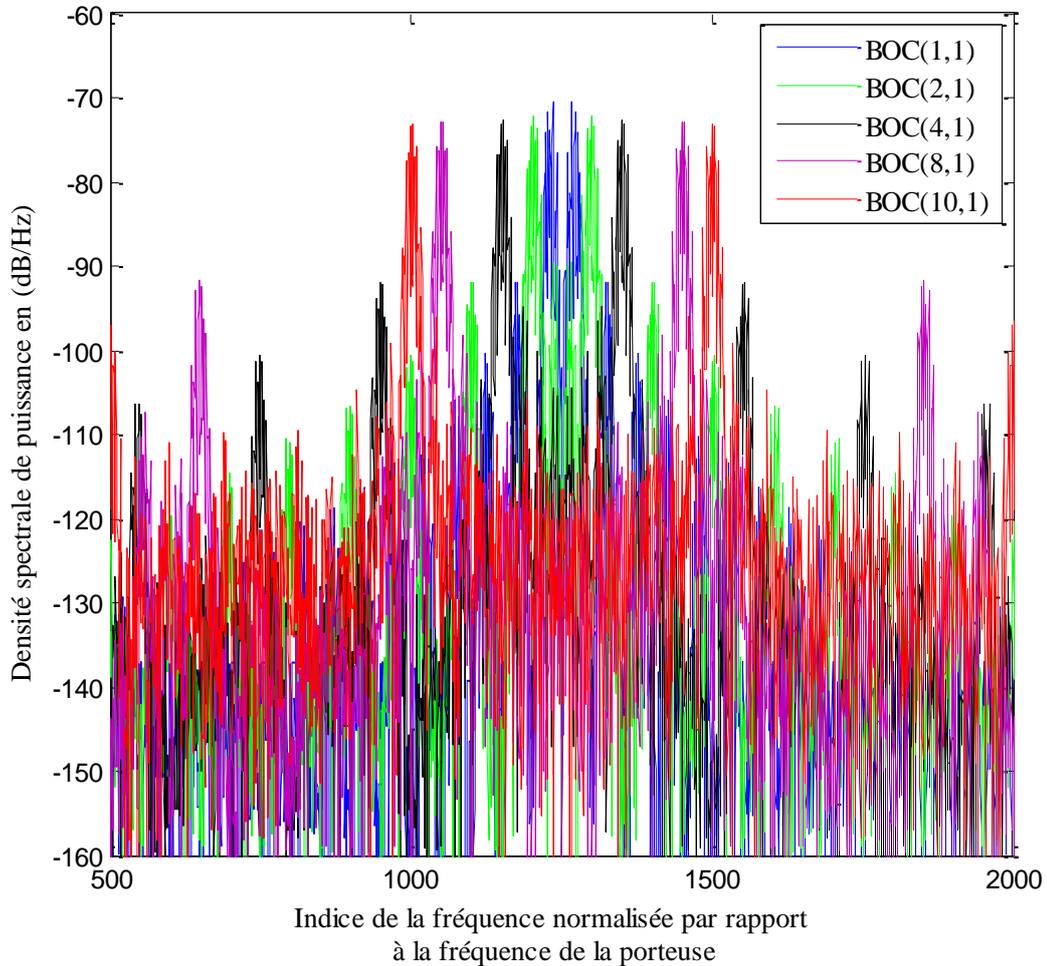


Figure.VII.137 spectre des signaux BOC(m,n) (m=1,2,4,8,10, n=1)

VII.5. Influence de la bande de précorrélation

Dans cette section nous allons présenter la CF pour différentes valeurs de la bande de précorrélation. Comme l'illustre la figure (VII.138), la CF est plus pointue pour une bande de précorrélation infinie. Malheureusement, le choix d'une bande infinie, qui représente le cas idéal, est influencé par la présence du bruit qui perturbe les mesures et entraîne des biais sur la localisation ce qui exige la limitation de la bande de précorrélation. Comme l'illustre la figure (VII.138), cette bande limitée déforme en effet le pic de corrélation qui devient arrondi. Par

conséquent, un offset de mesure va se produire comme nous allons le voir dans la section de caractérisation des erreurs de poursuite de code.

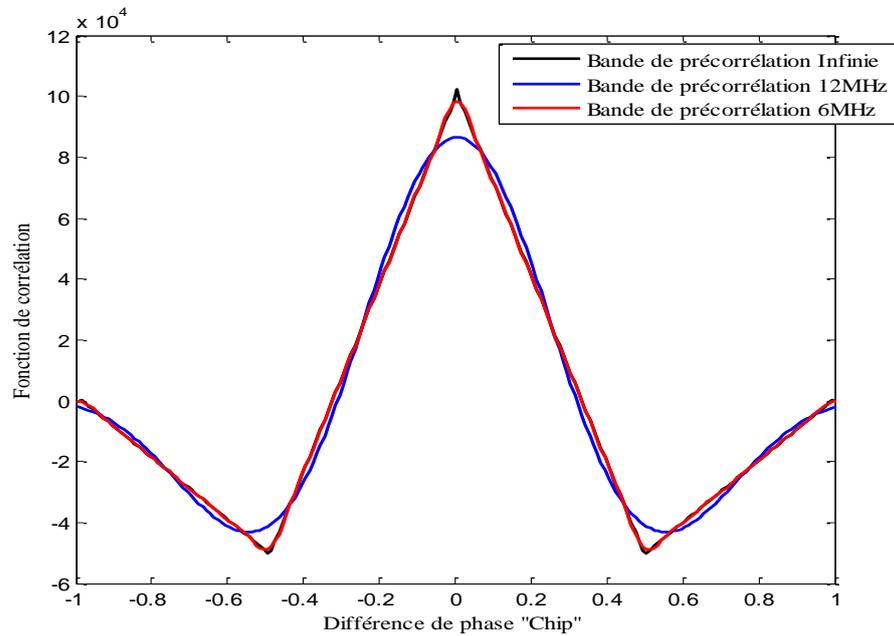


Figure.VII.138 CF BOC(1,1) pour différente valeurs de la bande de précorrélation

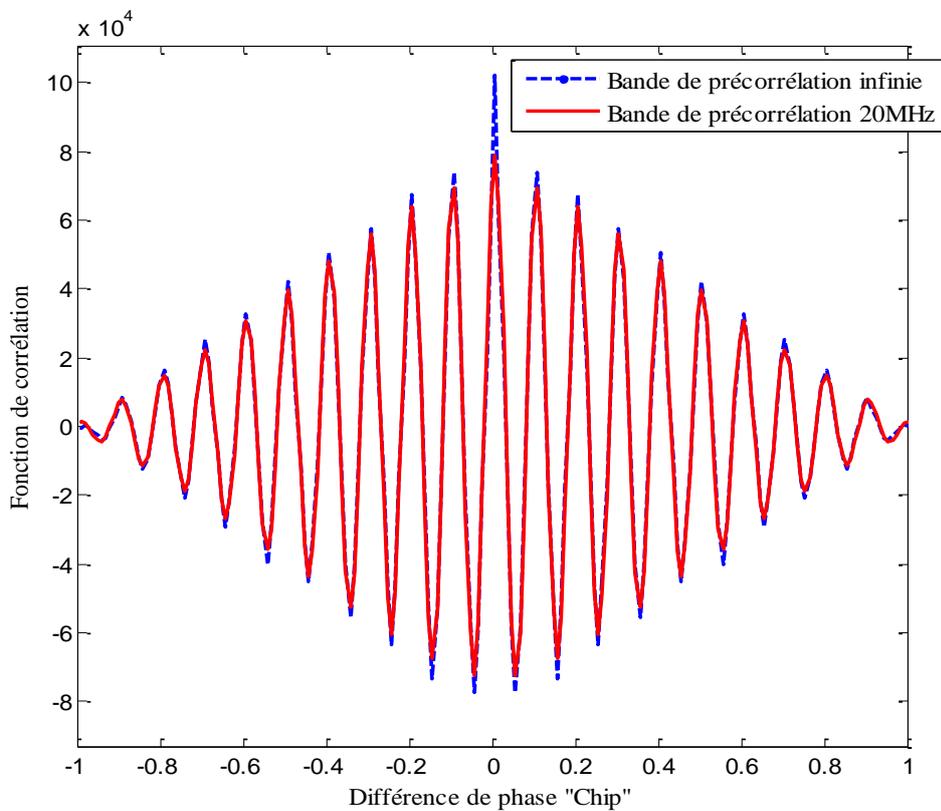


Figure.VII.139 CF BOC(10,1) pour différente valeurs de la bande de précorrélation

La figure (VII.139) illustre l'influence de la bande de précorrélation sur les corrélations BOC (10,1). Comme le montre cette figure, la CF est moins perturbée par la limitation de la bande de précorrélation. Ceci est dû au fait que la CF BOC(10,1) présente un pic central très étroit.

VII.6. Acquisition du code et de la porteuse

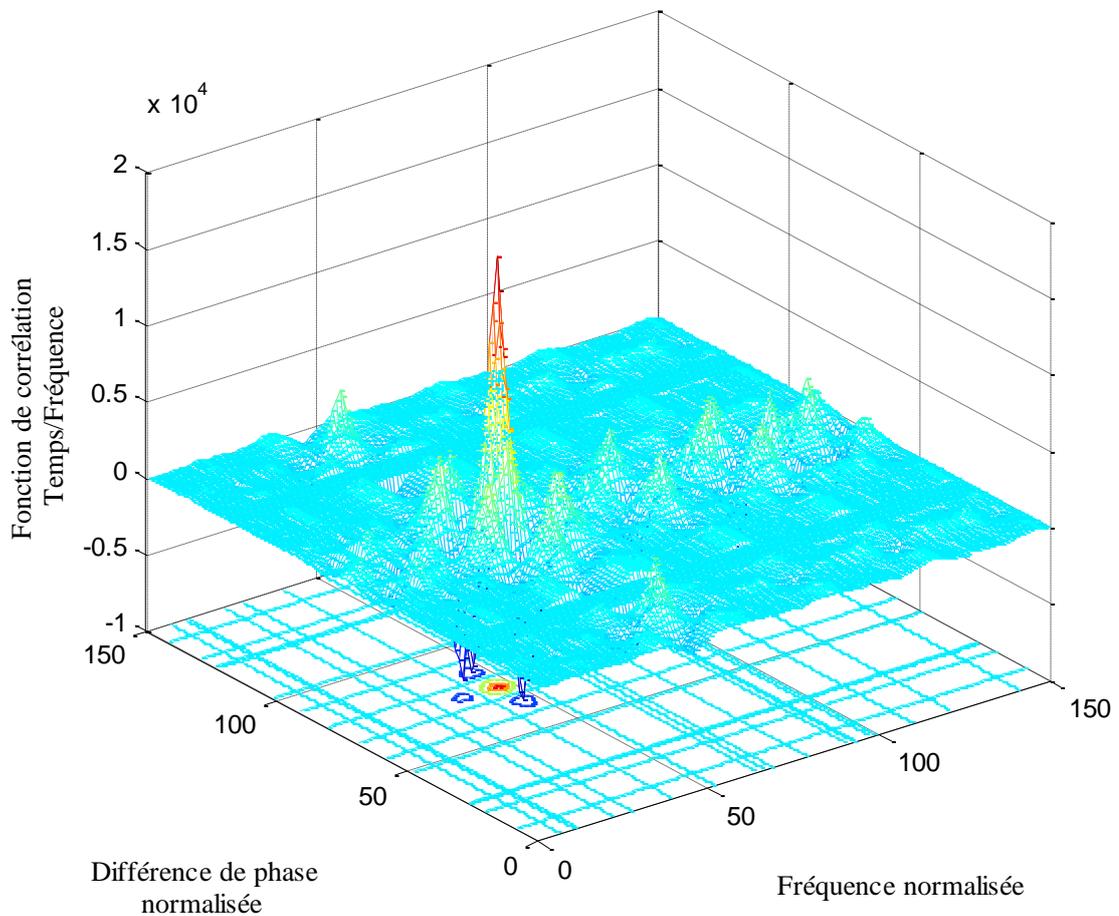


Figure.VII.140 Corrélation balayage Temps/Fréquence

Dans cette section les résultats sont obtenus par la simulation sur Matlab des circuits d'acquisition code porteuse (cf. chapitre II). Le résultat de cette simulation, qui caractérise la CF en 2D, est illustré sur la figure (VII.140). Dans cette figure, la position du pic de corrélation est clairement visible pour les deux axes retards et fréquence. Cette fonction est alignée sur le retard 120 et la fréquence 220 normalisés respectivement par rapport à la durée

d'un chip et la fréquence de la porteuse. Avec ce processus on arrive à trouver les paramètres initiaux du signal reçu si le pic principal de la corrélation est plus grand que tous les autres pics provoqués par le bruit et les produits d'intercorrélations des autres codes. Ces pics sont influencés par les périodes d'intégration de la CF que ce soit cohérente ou non cohérente. Ces périodes sont en effet les deux paramètres crucialement importants pour l'opération optimale d'acquisition. Ils doivent être soigneusement choisis afin d'obtenir une sensibilité indiquée. En choisissant les durées optimales des intégrations, le critère principal qui reste est la vitesse d'acquisition pour une sensibilité donnée. En effet, le but principal du récepteur est d'acquérir le signal aussi rapidement que possible, sans compromettre la sensibilité.

VII.7. Processus de poursuite de code

Dans cette section nous allons présenter les résultats de simulation des circuits de poursuite de code cohérente et non cohérente.

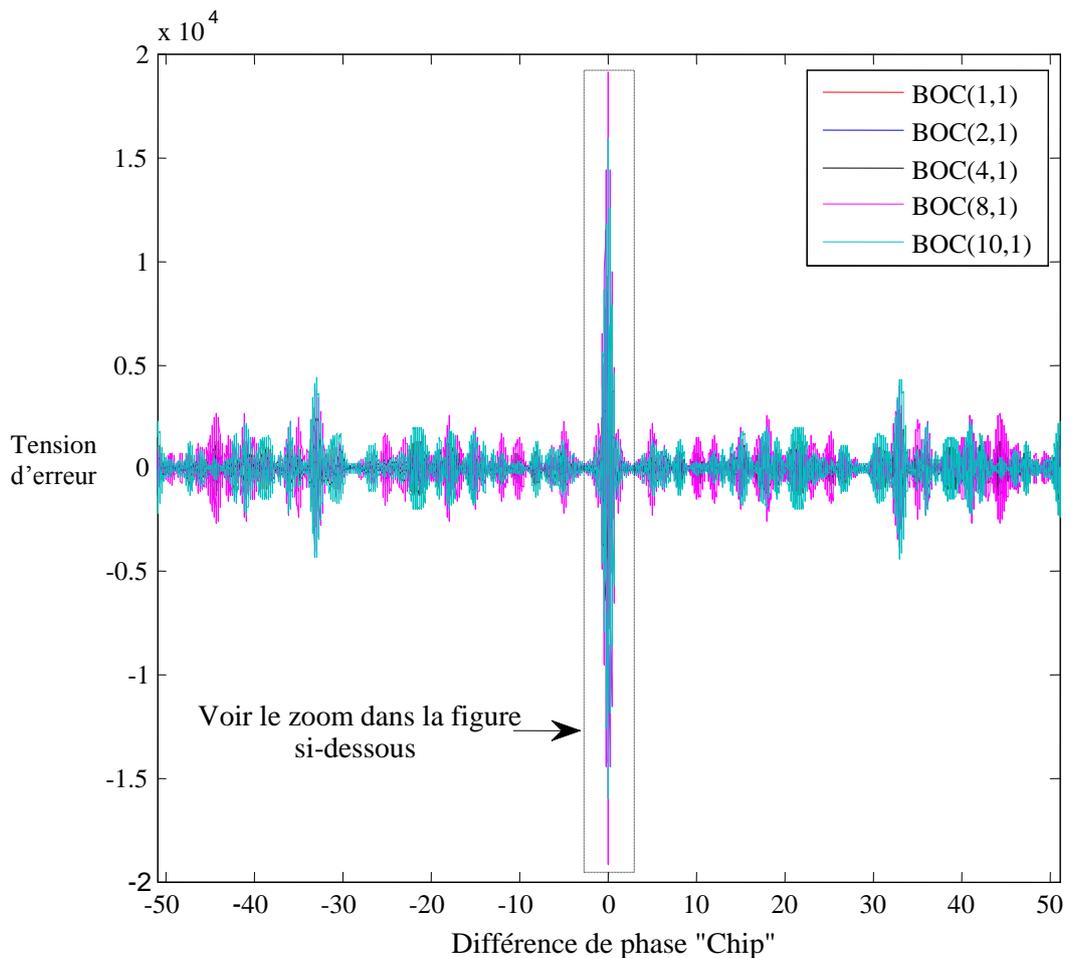


Figure.VII.141 Tension d'erreur de la boucle de code cohérente (BOC(m,n) (m=1,2,4,8,10, n=1 $C_s=T_c/20$))

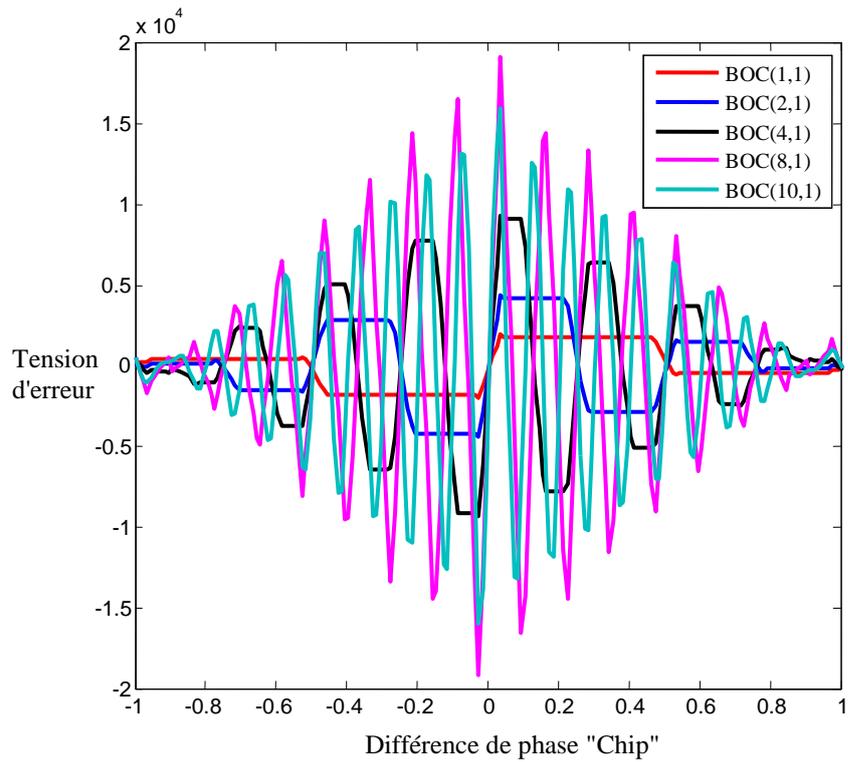


Figure.VII.142 Tension d'erreur de la boucle de code cohérente dans deux fois T_c (BOC(m,n) ($m=1,2,4,8,10$, $n=1$ $C_s=T_c/20$))

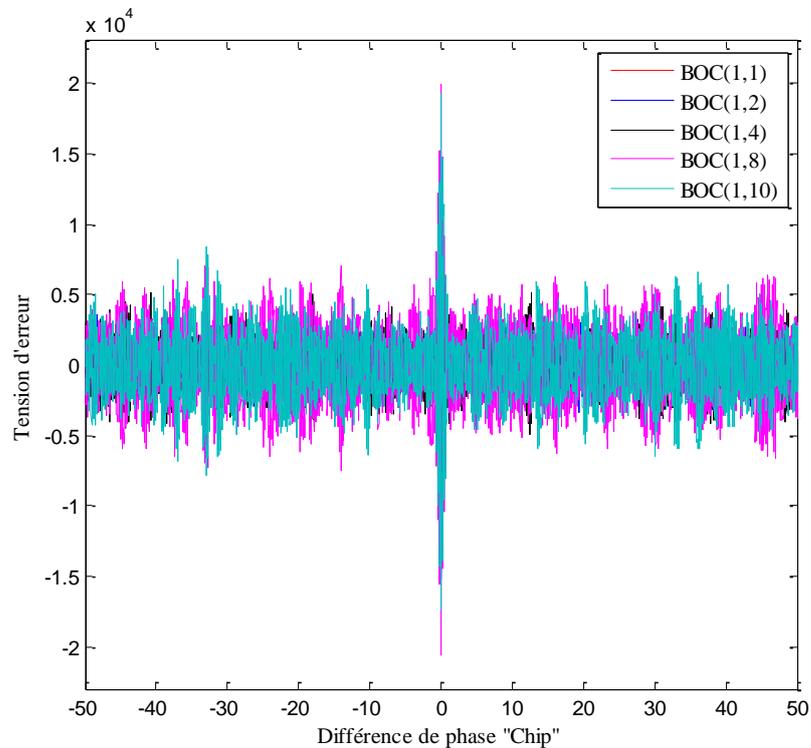


Figure.VII.143 Tension d'erreur de la boucle de code cohérente en présence du bruit (BOC(m,n) ($m=1,2,4,8,10$, $n=1$))

$C_s=T_c/20$, SNR=25dB-Hz)

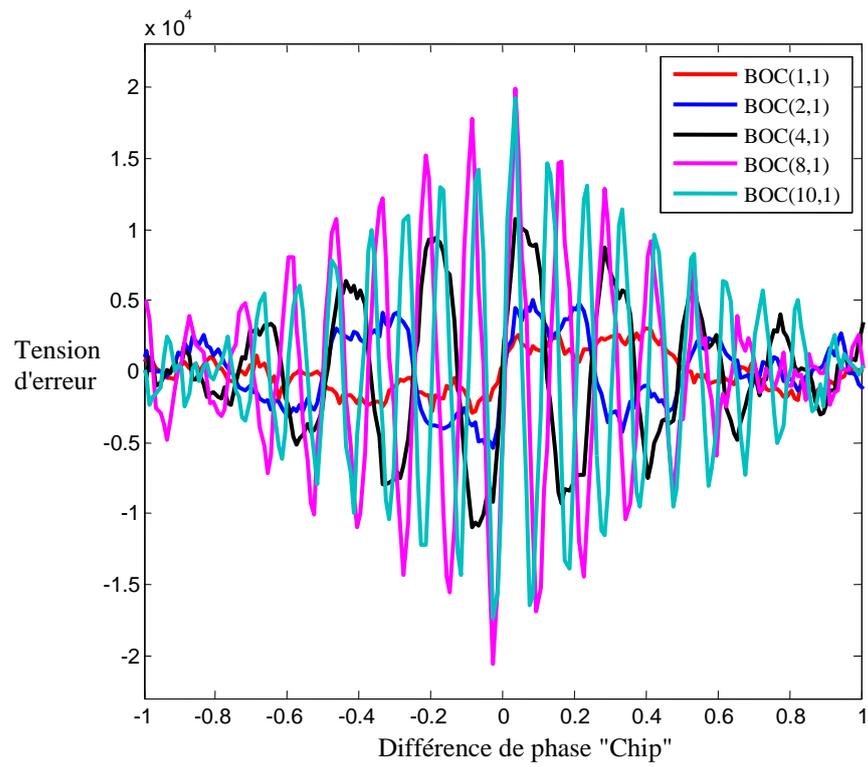


Figure.VII.144 Tension d'erreur de la boucle de code cohérente en présence du bruit dans deux fois T_c (BOC(m,n) (m=1,2,4,8,10, n=1 $C_s=T_c/20$))

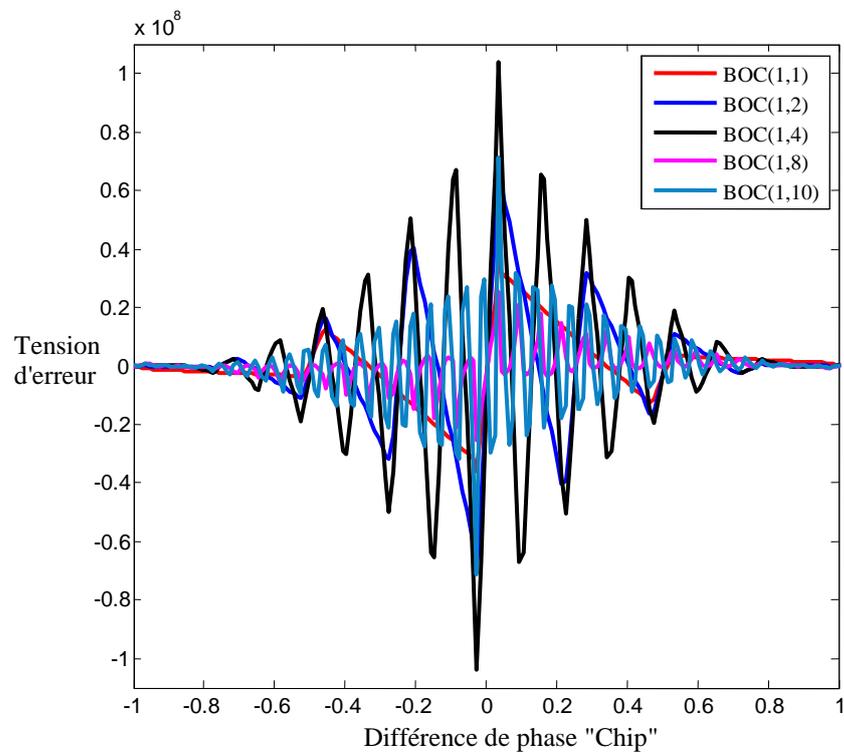


Figure.VII.145 Tension d'erreur de la boucle de code non cohérente (BOC(m,n) (n=1,2,4,8,10, m=1 $C_s=T_c/20$))

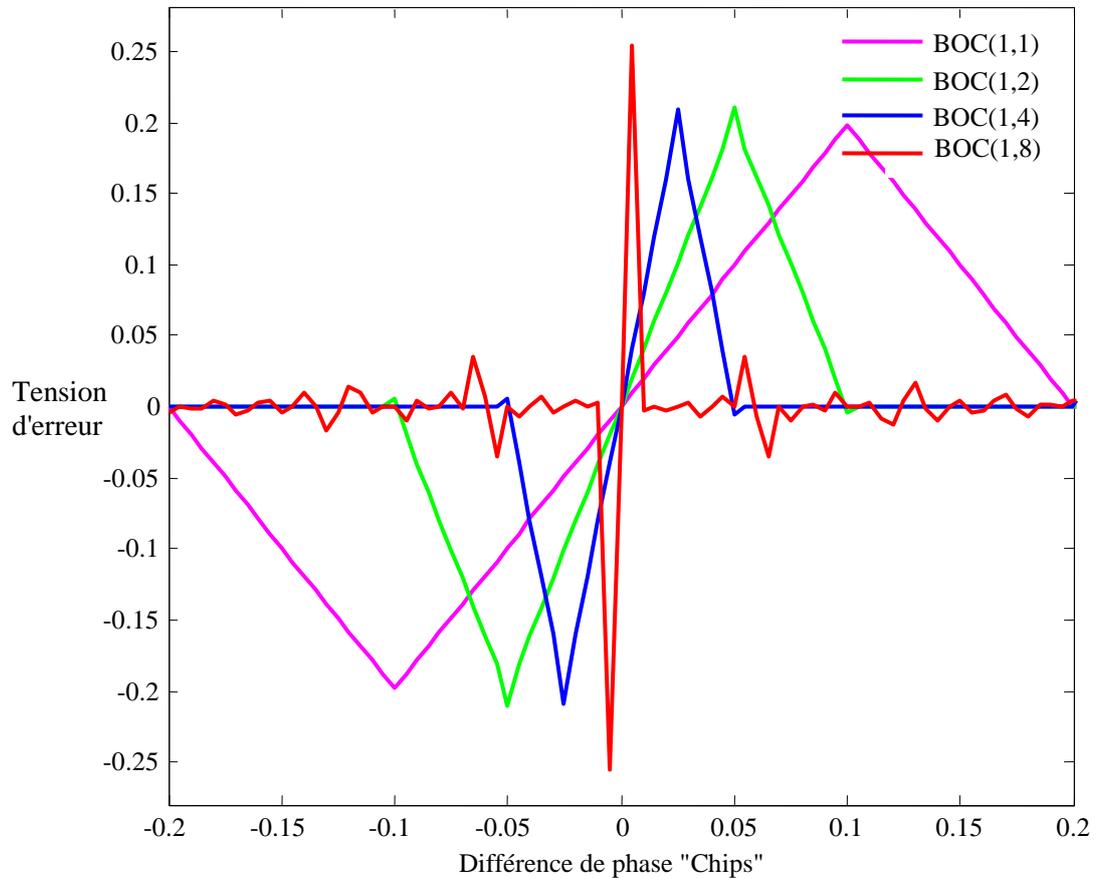


Figure.VII.146 Tension d'erreur de la boucle de code cohérente dans deux fois T_c (BOC(m,n) ($n=1,2,4,8$, $m=1$ $C_s=T_c/20$))

La figure (VII.141) présente le cas cohérent et la figure (VII.145) présente le cas non cohérent. La figure (VII.142) illustre un zoom des parties caractérisant les maxima, les minima ainsi que les points de passages par zéros principaux. Les figures (VII.143) et (VII.144) présentent l'influence du bruit sur la poursuite de code pour une configuration cohérente. On voit clairement d'après ces figures la présence de plusieurs points de passage par zéro ce qui rend difficile la poursuite de code (ambiguïté). Les zones linéaires des tensions d'erreur pour le cas non cohérent sont très grandes par rapport au cas cohérent ce qui diminue l'influence de la bande de précorrélacion. Aussi, en présence du bruit on voit clairement que seuls les maxima et les minima sont affectés.

Pour différentes valeurs de n (différentes valeurs du taux de chip des codes PN) et comme l'illustre la figure (VII.146), les tensions d'erreurs ont des formes similaires à celles des codes C/A et P GPS. Comme les fonctions de corrélacion, les tensions d'erreurs ne présentent

aucun pic secondaire ce qui augmente les performances et évite l'ambiguïté au prix d'une complexité matérielle.

VII.8. Influence des MPs sur la poursuite de code

Je suis la

Les figures (VII.147), (VII.148), (VII.149) et (VII.150) illustrent l'influence des MPs sur la tension d'erreur pour des signaux Galileo BOC(1,1), BOC(4,1), BOC (8,1) et BOC(10,1).

D'après ces figures, on voit clairement le déplacement du point de fonctionnement de la tension d'erreur « point de passage par zéro ». La tension d'erreur est donc déformée, et le récepteur s'asservit sur une mauvaise valeur du retard et commet une erreur de poursuite.

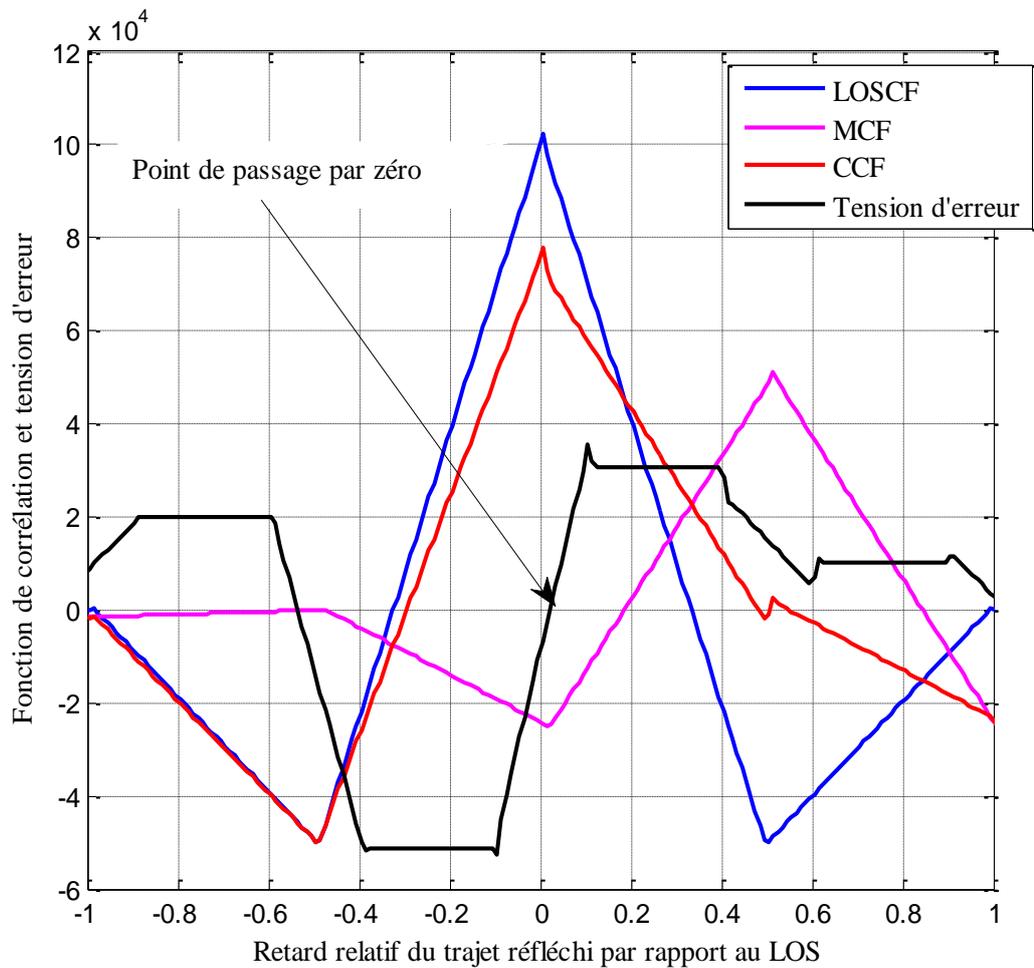


Figure.VII.147 Corrélation composite et tension d'erreur de la modulation BOC(1,1) en présence des MPs

($a_{1r}=0.5, \tau_{1r}=0.5$)

Ce biais sur la poursuite de code dépend du signal BOC utilisé. Comme l'illustre la figure (VII.151), pour chaque type de modulation BOC nous avons un point de passage par zéro spécifique. Par exemple le point de passage par zéro pour la modulation BOC(1,1) est situé plus loin du bon point de fonctionnement (0,0) contrairement au point de passage par zéro du BOC(4,1) qui est le plus proche.

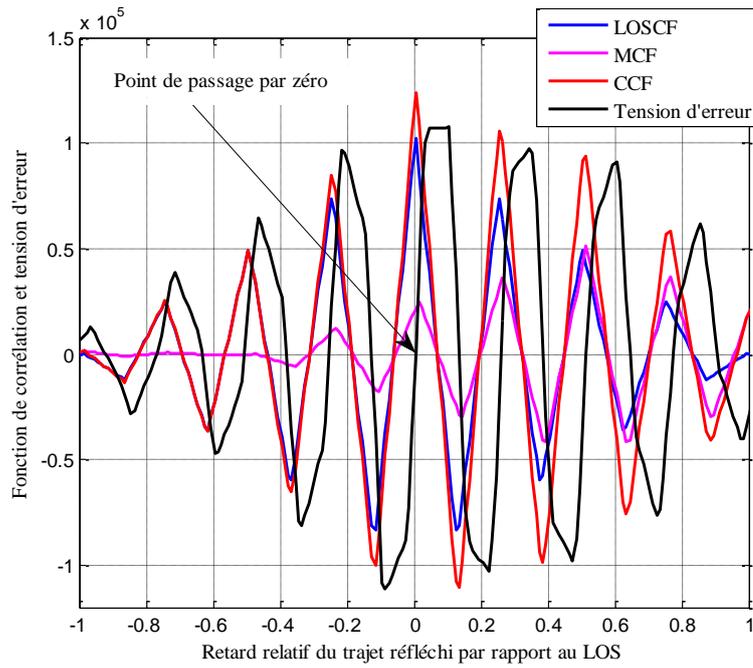


Figure.VII.148 Corrélation composite et tension d'erreur de la modulation BOC(4,1) en présence des MPs
 $(a_{1r}=0.5, \tau_{1r}=0.5)$

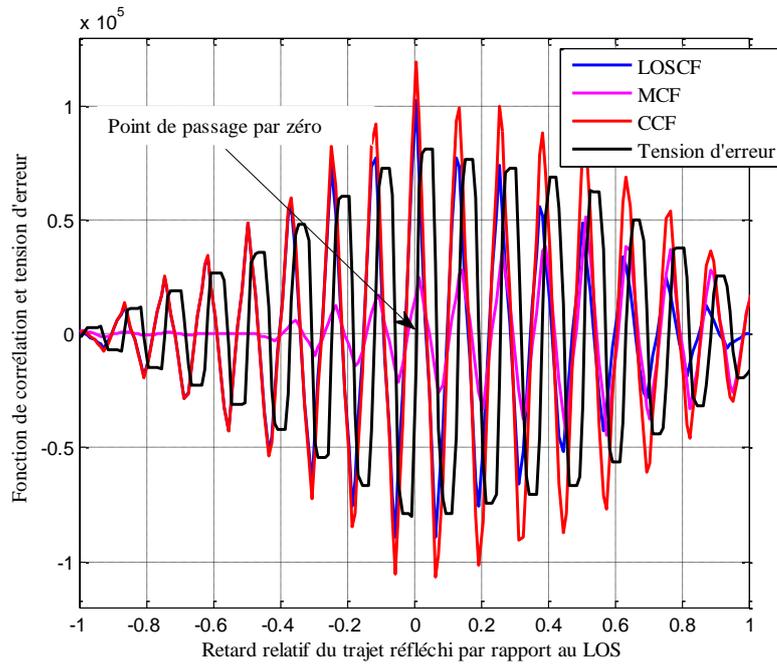


Figure.VII.149 Corrélation composite et tension d'erreur de la modulation BOC(8,1) en présence des MPs
 $(a_{1r}=0.5, \tau_{1r}=0.5)$

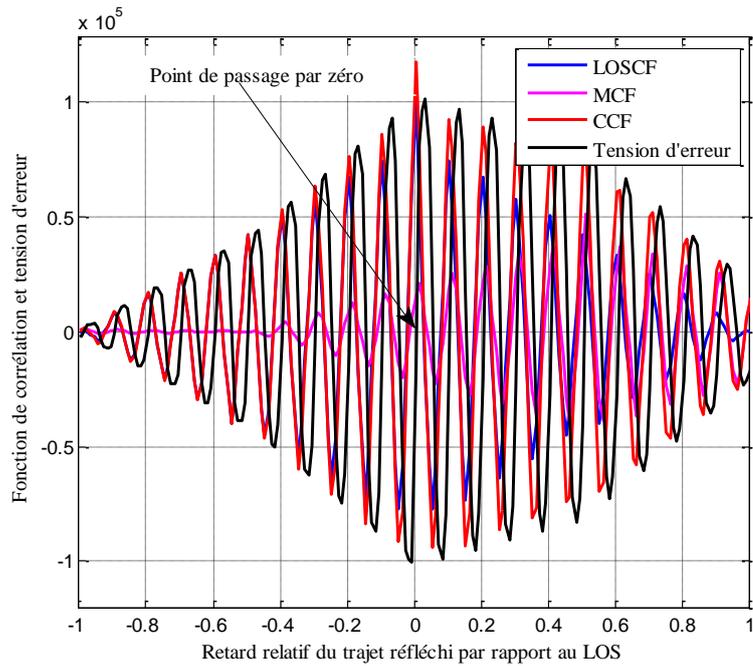


Figure.VII.150 Corrélation composite et tension d'erreur de la modulation BOC(10,1) en présence des MPs ($a_{1r}=0.5, \tau_{1r}=0.5$)

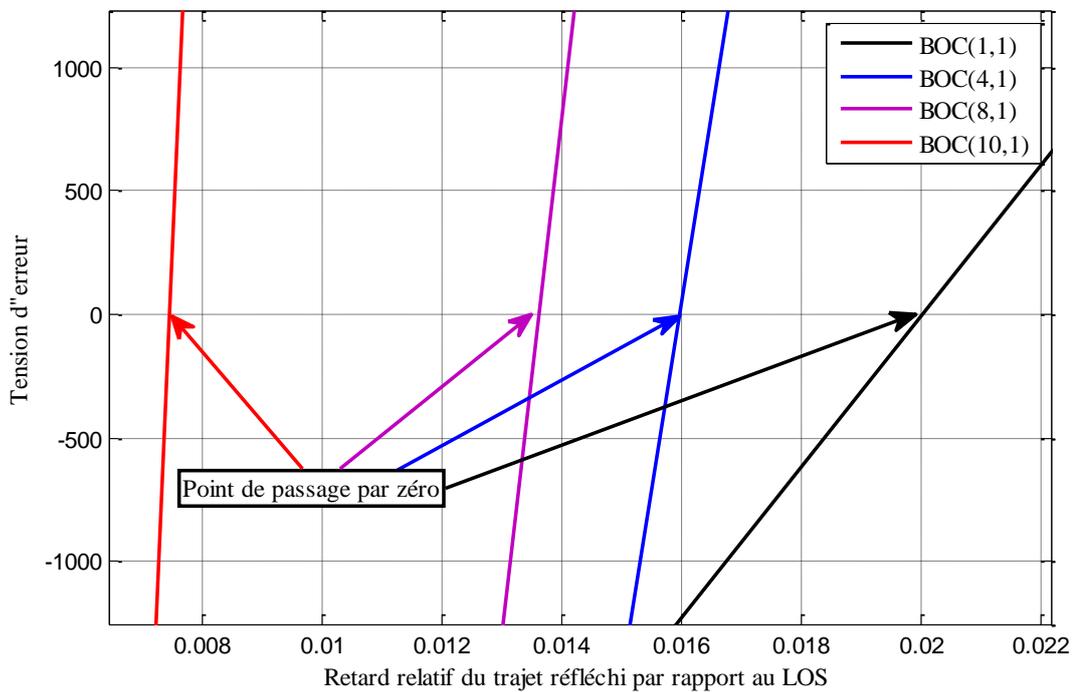


Figure.VII.151 Points de passage par zéro des tensions d'erreurs BOC(m,n) ($m=1,2,4,8$ et $n=1$) en présence des MPs ($a_{1r}=0.5, \tau_{1r}=0.5$)

Ce biais est fonction des paramètres des MPs par rapport au LOS. Il est donc nécessaire de connaître, et de caractériser l'erreur de position commise par les différentes structures de ces signaux.

Comme nous l'avons montré dans la partie théorique de cette thèse, l'offset de code est donc fonction de l'amplitude, du retard et de la phase relatifs des signaux MPs par rapport au LOS ; il est aussi fonction de l'espacement de chip C_s . Nous avons simulé un récepteur Galileo basé sur toutes les structures BOC(m,n) présentées. Par la suite, nous avons tracé, en fonction de la différence de phase ou « retard » τ_{lr} , l'allure générale de cet offset de code maximum absolu. Pour une plage de variation du retard du trajet réfléchi par rapport au trajet direct allant de 0 à 350 mètres, nous avons tracé les variations de l'offset de code en fonction des paramètres des signaux modulés en BOC (m,n).

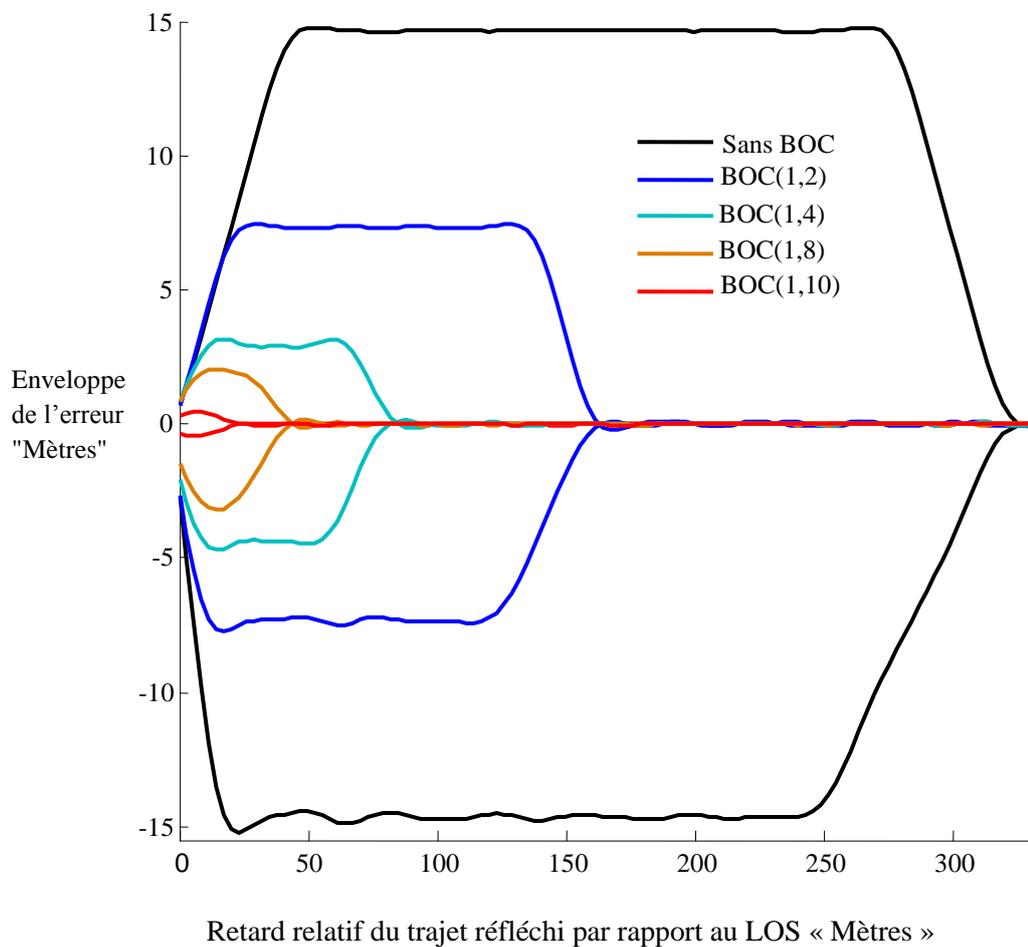


Figure.VII.152 Enveloppe de l'erreur de la DLL cohérente en présence des MPs (Sans BOC et BOC(m,n), (mn)=(0,2), (0,4), (0,8), (0,10)), $a_{1r}=0.5$

Nous pouvons vérifier sur les figures (VII.152), (VII.153) et (VII.154) que les valeurs maximales et minimales de l'offset de code sont obtenues en augmentant simultanément les valeurs de m et de n . De plus selon les valeurs de C_s , nous obtenons des formes particulières de l'enveloppe de l'erreur. Toutefois, nous remarquons d'après ces figures, que l'erreur

diminue avec la diminution de l'espacement de chip. Donc, nous pouvons constater qu'un moyen simple pour combattre l'effet des MPs est d'utiliser des corrélateurs étroits étant donné que les maxima d'erreur sont proportionnels à l'espacement de chip. Le problème du corrélateur étroit est la plage de variation qui reste inchangeable. En fait, tous les trajets réfléchis qui ont un retard de propagation inférieur à 300 mètres par rapport au trajet direct produisent une erreur de poursuite de code.

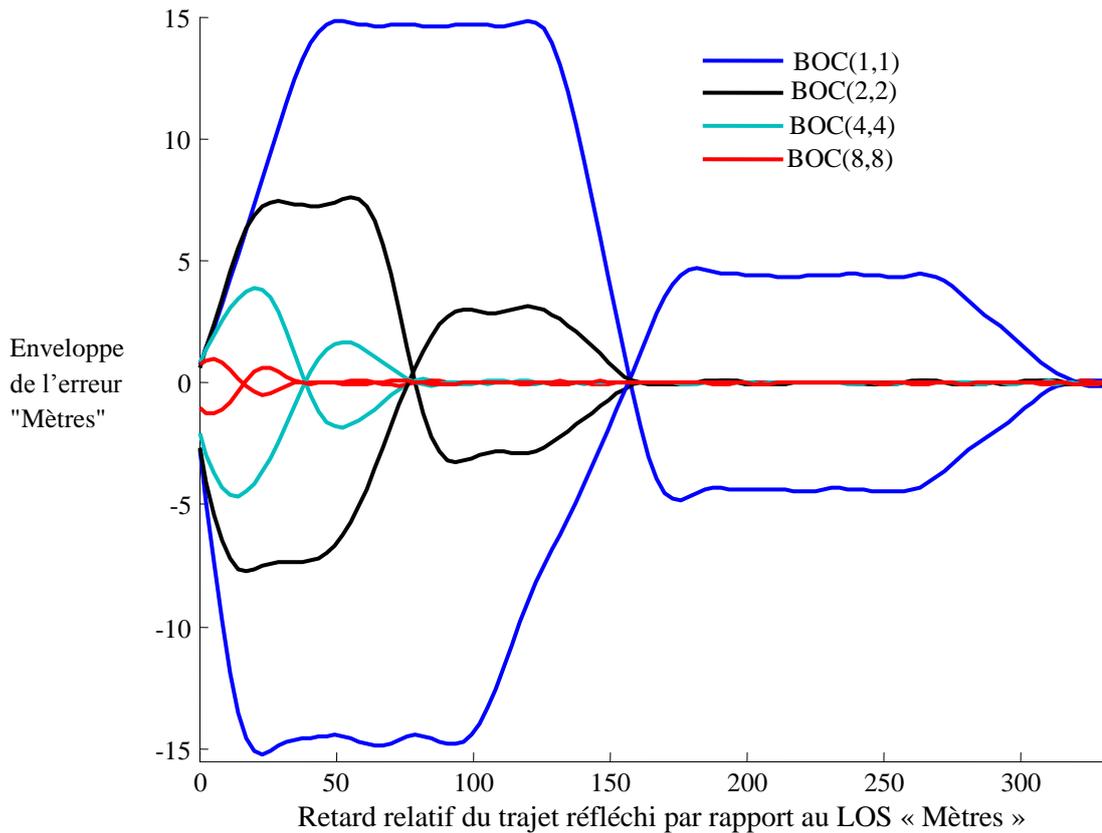


Figure.VII.153 Enveloppe de l'erreur de la DLL cohérente en présence des MPs (Sans BOC et BOC(m,n), (mn)=(1,1), (2,2), (4,4), (8,8)) , $a_{1r}=0.5$

De plus, d'après les figures (VII.154) et (VII.155), nous remarquons que les récepteurs BOC(m,n) sont beaucoup moins sensibles aux MPs au fur et à mesure que m ou n augmente. En fait, comme l'illustrent les figures (VII.142) et (VII.145), les fonctions de corrélation sont plus pointues pour les grandes valeurs de n et de m. De plus, dès que le retard du trajet réfléchi par rapport au trajet direct est supérieur à une valeur prédéfinie, l'erreur de poursuite pour les récepteurs BOC(m,n) est pratiquement réduite pour les valeurs élevées de m et de n par rapport à ce que l'on observe pour les récepteurs avec les petites valeurs de m et de n.

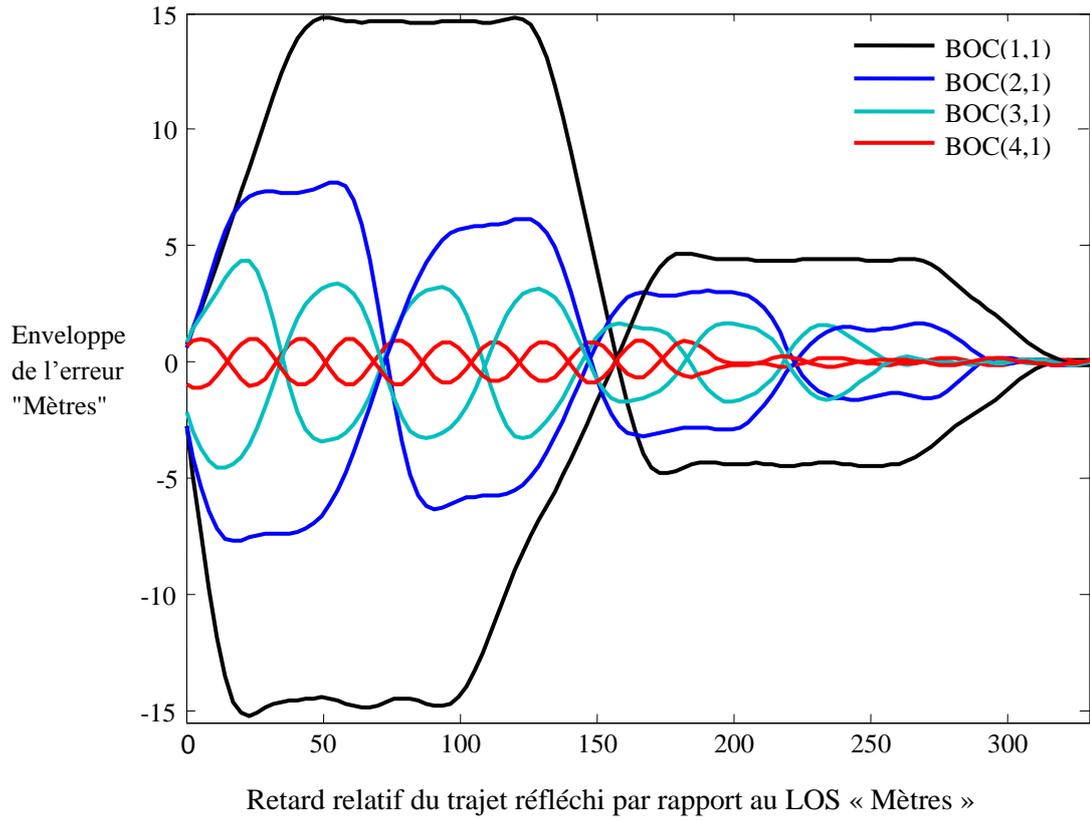


Figure.VII.154 Enveloppe de l'erreur de la DLL cohérente en présence des MPs (Sans BOC et BOC(m,n), (mn)=(1,1), (2,1), (3,1), (4,1)), $a_{1r}=0.5$

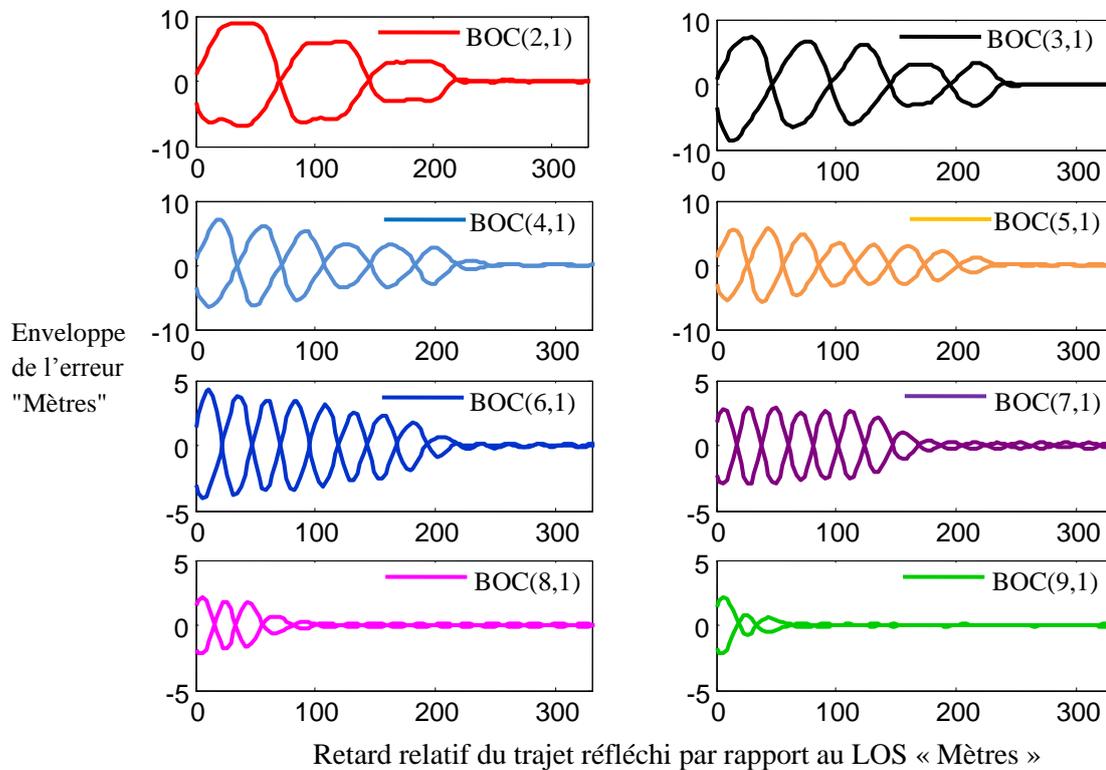


Figure.VII.155 Enveloppe de l'erreur de la DLL cohérente en présence des MPs (Sans BOC et BOC(m,n), (mn)=(2,1), (3,1), (4,1), (5,1), (6,1), (7,1), (8,1)) (Localisation du pic central), $a_{1r}=0.5$

Dans les récepteurs BOC(m,n), l'augmentation de la valeur de n exige l'utilisation de générateur de code très rapide ce ; qui entraîne une complexité tant matérielle que logicielle. De plus l'augmentation de la valeur de m produit plusieurs passages par zéro de la fonction discriminatrice de boucle de code DLL comme l'illustrent les figures (VII.142) et (VII.145). Ces points de passage par zéro vont créer des ambiguïtés quant à la décision sur le bon point de passage par zéro qui caractérise le pic principal de la CF. Comme l'illustre la figure (VII.156), une mauvaise localisation du point de passage par zéro du pic principal peut produire des erreurs de poursuite de quelques dizaines voir quelques centaines de mètres.

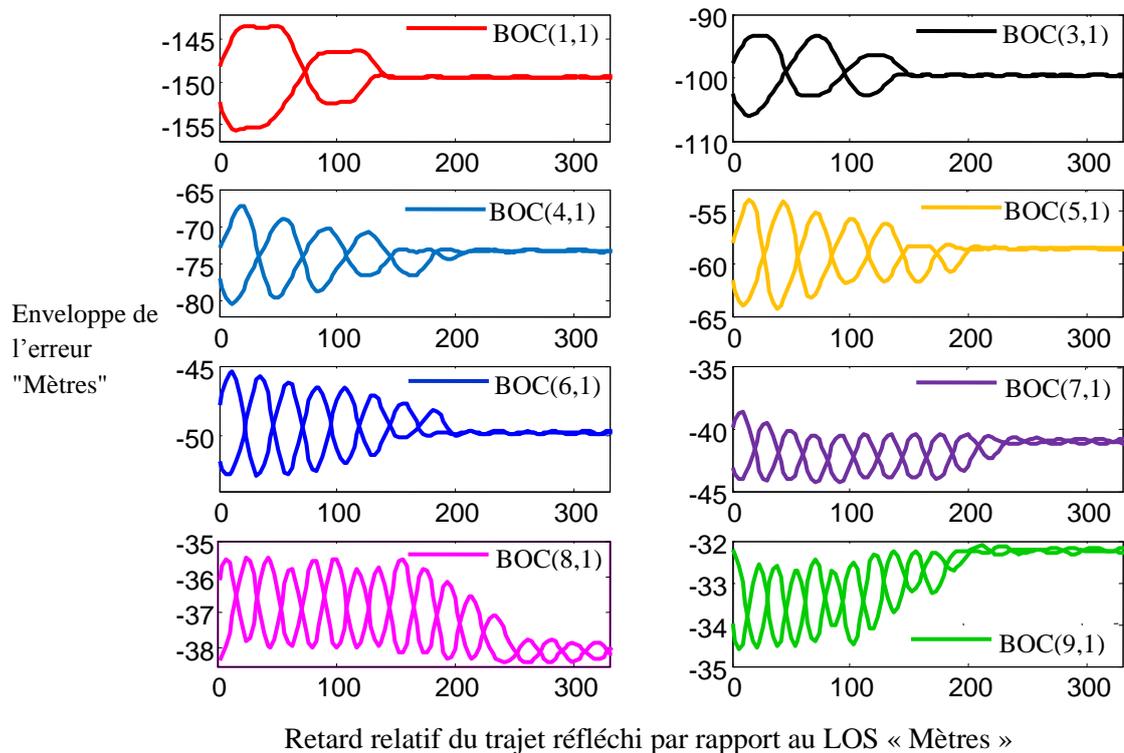


Figure.VII.156 Enveloppe de l'erreur de la DLL cohérente en présence des MPs (Sans BOC et BOC(m,n), (mn)=(1,1), (2,1), (3,1), (4,1), (5,1), (6,1), (7,1), (8,1)) (Localisation d'un autre pic secondaire) , $a_{1r}=0.5$

Après la présentation des résultats de simulation qui illustre l'influence des multitrajets sur les récepteurs Galileo, nous exposons dans ce qui suit les résultats de simulation des techniques de traitement de signal visant à minimiser l'influence de ce type de perturbation.

VII.9. Implémentation des structures Multi-DLL, MEDLL, MRDLL,

Afin de comparer les performances des structures Multi-DLL, MEDLL et MRDLL, 4 schémas ont été simulés. En effet, nous avons simulé des corrélateurs étroits avec un

espacement de chip de 0.1 normalisé par rapport à la durée d'un chip. Par la suite, nous avons tracé la variation de la moyenne de l'erreur de poursuite maximale « offset de code » en fonction du retard du trajet réfléchi par rapport au trajet direct pour une faible valeur du rapport signal sur bruit SNR. Ceci en présence d'une seule composante réfléchie ayant une amplitude relative de 0.5 par rapport au trajet direct.

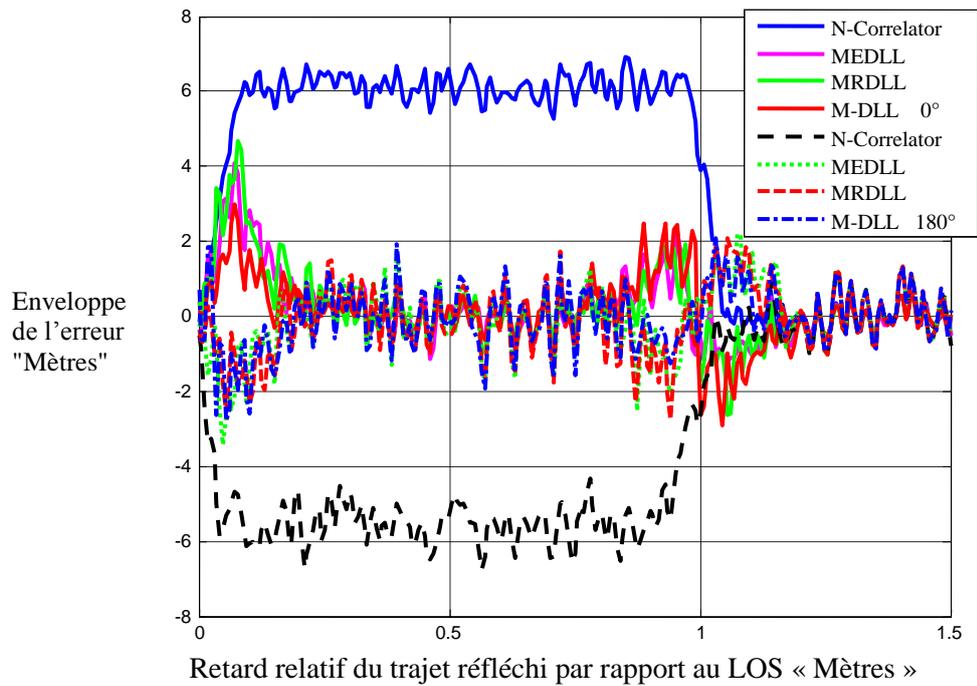


Figure.VII.157 Offset de l'erreur pour les structures (NC, MEDLL, MRDLL, M-DLL) pour un faible SNR

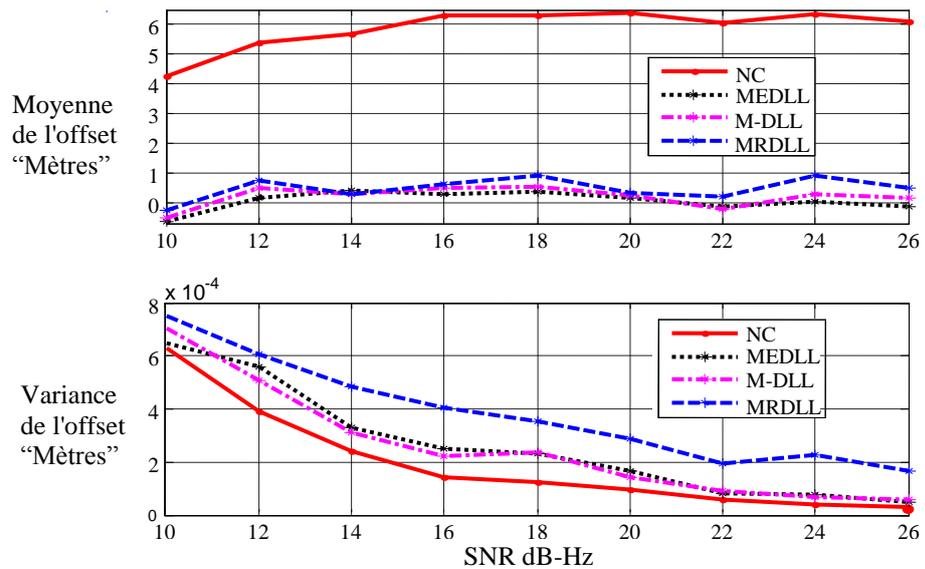


Figure.VII.158 moyennes et variances de l'erreur pour les structures (NC, MEDLL, MRDLL, M-DLL) en fonction du SNR

La figure (VII.157) présente l'offset de code en fonction du retard pour les structures MEDLL, MRDLL, et Multi-DLL, et le corrélateur étroit. Nous tenons à préciser que les structures FIMLA, MMT et PAC sont similaire à l'MEDLL. C'est pour cette raison que nous nous limitons à la MEDLL pour nos résultats de simulation. En effet, la seule différence entre ces structures est le temps de calcul qui est différent d'une structure à l'autre.

On voit clairement d'après ces figures que l'erreur pour les structures MEDLL et Multi-DLL est pratiquement très faible par rapport à ce que l'on observe pour le corrélateur étroit. De plus, la plage de variation de l'offset est complètement réduite. Donc, on peut dire que les performances des structures Multi-DLL, MEDLL et MRDLL sont très proches. De plus, par l'utilisation de ces structures complexes la plage de variation de l'offset de code est complètement réduite par rapport à un corrélateur étroit. D'après la figure (VII.158), il est clair que par l'utilisation de la structure Multi-DLL l'erreur de poursuite peut être réduite pour toutes les valeurs du SNR. La variance de l'erreur est un terme très important à la caractérisation des performances d'une structure. Comme l'illustre la figure (VII.158), ces structures n'augmentent plus la variance de l'erreur de poursuite de code.

Pour de fortes valeurs du SNR nous avons tracé la moyenne de l'offset de code des boucles MEDLL et MRDLL. Les résultats est présentés sur les figures (VII.159) et (VII.160).

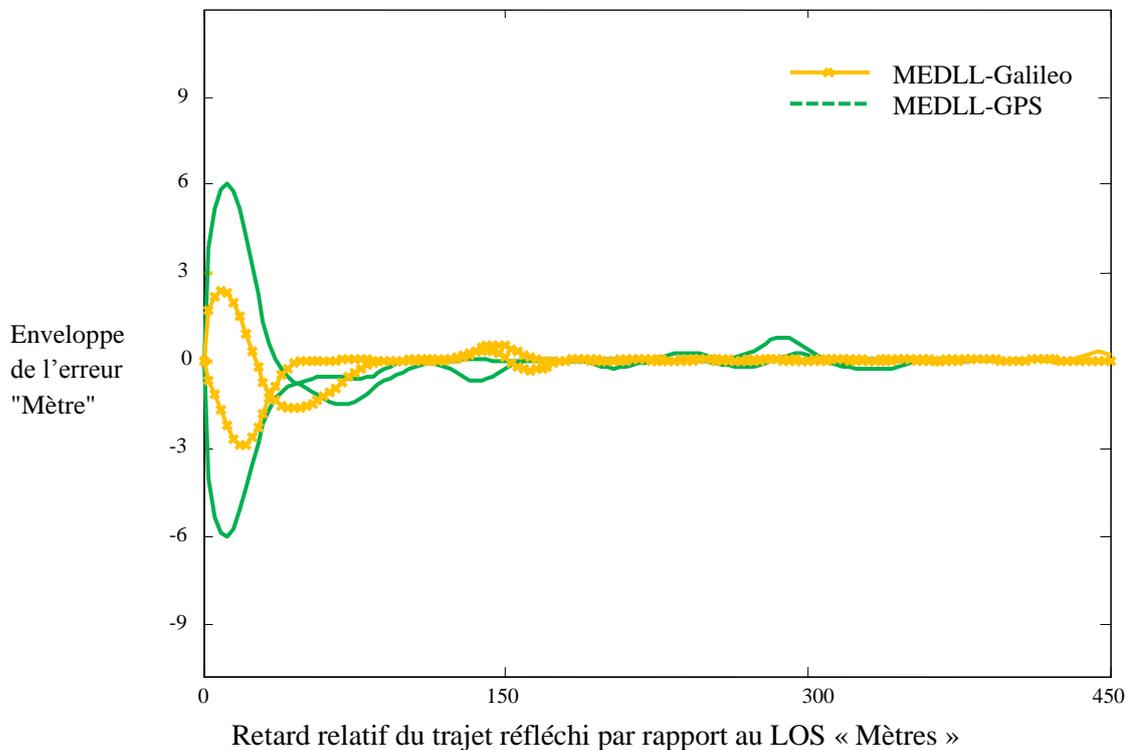


Figure.VII.159 Enveloppe de l'erreur pour la structure MEDLL (C/A-GPS et BOC(1,1)-Galileo)

Comme l'illustrent ces deux figures, il est clair que les exécutions de la MEDLL et de la MRDLL sont meilleures dans les récepteurs BOC(1,1) en termes d'enveloppe d'erreur.

Les performances sont meilleures quel que soit le retard du trajet réfléchi par rapport au trajet direct. En effet, ces deux méthodes mettent en évidence la meilleure exécution globale, qui est seulement sensible à des MPs de courts retards. Les enveloppes des erreurs de code approchent zéro pour les petites et plus grandes valeurs des retards des MPs.

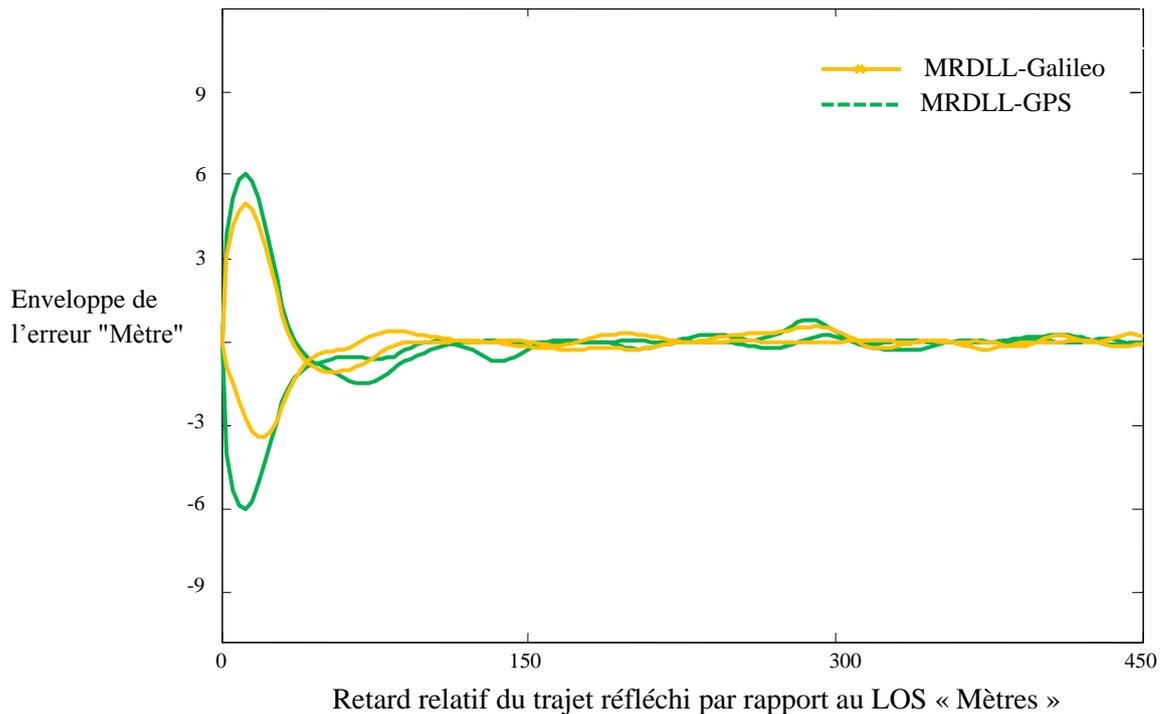


Figure.VII.160 Enveloppe de l'erreur pour la structure MRDLL (C/A-GPS et BOC(1,1)-Galileo)

VII.10. Implémentation de la VMMT

Nous avons simulé un récepteur classique avec un espacement étroit entre les corrélateurs ($C_s = 0.1T_c$) et un récepteur classique avec un espacement large entre les correlators (associé à la structure VMMT). Pour observer l'amélioration des performances, nous avons tracé les variations de l'erreur de poursuite de code pour les deux structures en présence d'une composante MP ayant une amplitude relative de 0.5 normalisée par rapport à l'amplitude du LOS et un retard relatif qui varie entre 0 et 1 par rapport au LOS. Cette simulation a été effectuée pour une bande de précorrélacion de 20 MHz et un SNR de 60dB. Le MP est en phase avec le LOS. La figure (VII.161) illustre les variations des erreurs de code pour les

deux structures. Comme l'illustre cette figure, l'erreur des MP pour la structure VMMT est très faible dans tout l'intervalle de variation du retard du MP.

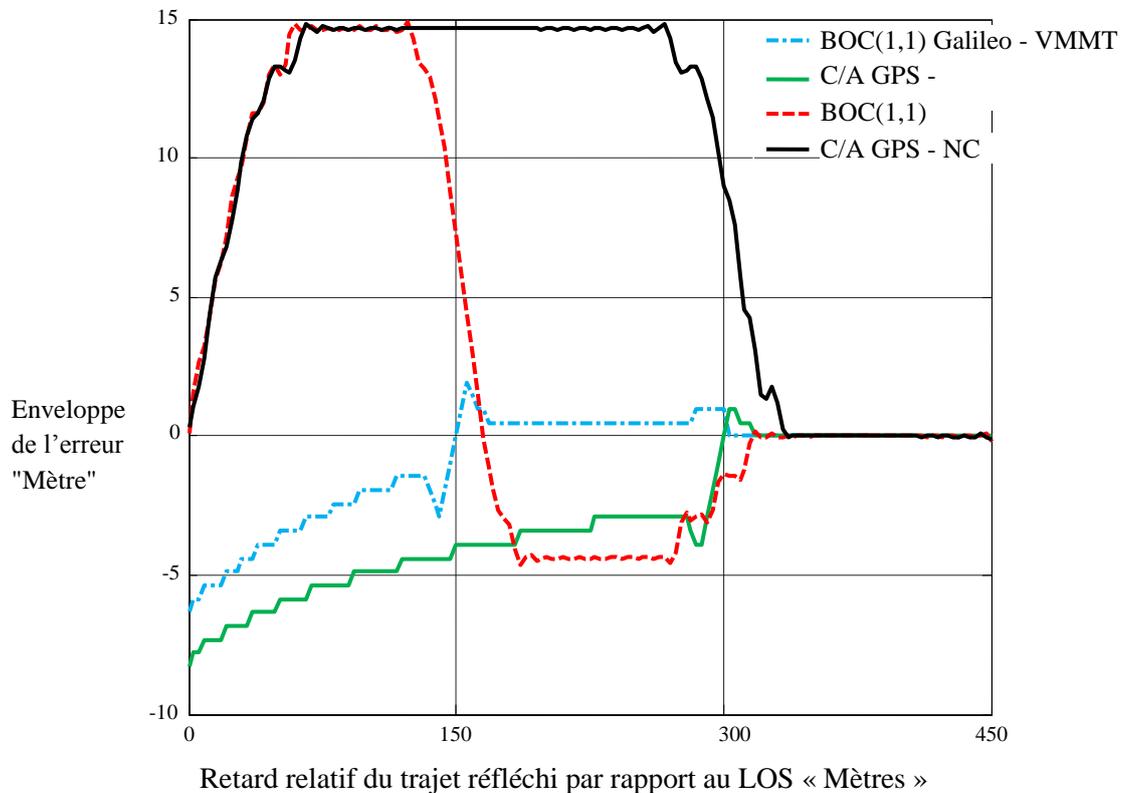


Figure.VII.161 Enveloppe de l'erreur pour les structures NC, VMMT CA/GPS VMM BOC(1,1)-Galileo ($C_s=0.1T_c$, $a_{1r}=0.7a_0$, $\tau_{1r}=0.5T_c$)

De plus, pour les codes BOC(1,1)-Galileo, il est clair que le fonctionnement est meilleur par rapport aux codes C/A-GPS. D'après cette figure, les codes BOC(1,1)-Galileo sont moins sensible aux MP que les codes C/A-GPS. On peut expliquer ceci par le fait que la CF des codes BOC(1,1)-Galileo est très étroite par rapport à la CF des codes C/A-GPS. Comme l'illustre cette figure, l'intervalle d'influence des retards du MP est complètement réduit.

VII.11. Implémentation de la BAPOC

Comme nous l'avons vu dans cette thèse, les récepteurs BOC(1,1)-Galileo présentent une résistance contre les MP par rapport aux récepteurs C/A-GPS. Ceci signifie que la poursuite traditionnelle en employant une faible valeur de l'espacement de chip devrait être plus robuste pour le code BOC(1,1)-Galileo que pour le code C/A-GPS. En contre partie, ce n'est plus le cas pour la structure HRC. En effet, la HRC est très efficace pour le code C/A-GPS. Afin de

démontrer que la BA-POC s'exécute mieux que le discriminateur NC et la structure HRC, trois schémas ont été simulés : un discriminateur NC, une structure HRC et la BA-POC.

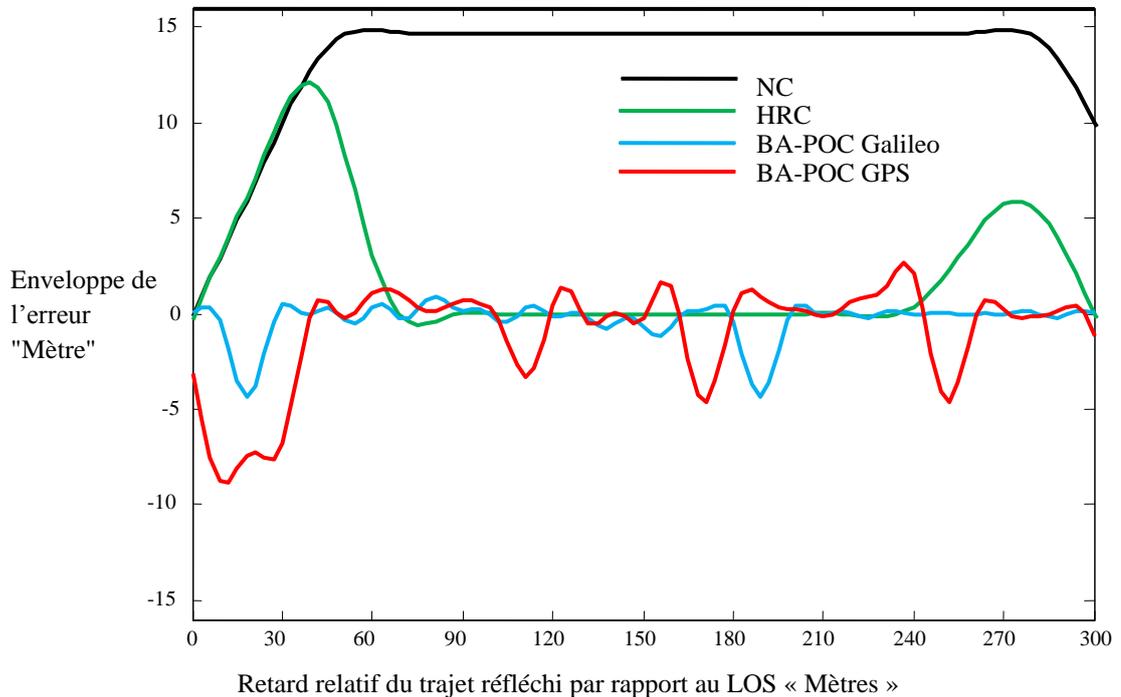


Figure.VII.162 Enveloppe de l'erreur pour les structures HRC, NC (C/A-GPS) et BA-POC (C/A-GPS et BOC(1,1)-Galileo)

Ainsi, nous considérons un signal LOS et un signal MP simple. La bande de précorrélacion de 8 MHz est employée pour estimer les enveloppes des erreurs des MPs pour le NC, la HRC et la BA-POC. Les erreurs sont calculées pour un signal MP qui a une amplitude de 0,5 et un retard qui varie de 0 à 300 mètres par rapport au LOS. Les enveloppes d'erreurs des MPs sont calculées aux points maximum quand le signal MP est en phase par rapport au LOS. Les résistances aux signaux MPs offertes par les schémas simulés (pour les codes C/A-GPS et BOC(1,1)-Galileo) sont illustrées dans la figure (VII.162). Cette figure montre que les améliorations réalisées par la BA-POC sont significatives pour les retards moyens des MPs. Elle semble être moins optimale pour les signaux C/A-GPS dus à la CF qui est très pointue pour les codes BOC(1,1)-Galileo. D'ailleurs, l'enveloppe d'erreur de la BA-POC peut approcher celui de la MEDLL sans complexité matérielle.

VII.12. Résultats de simulation de la méthode RCMPPM

Comme nous l'avons illustré, l'impact des MPs sur l'exactitude de la poursuite de code est toujours représenté comme une enveloppe de l'erreur qui représente l'erreur maximale qui

résulte d'un seul MP avec un certain retard, phase et amplitude. La même méthode d'analyse appliquée à l'erreur induite des MP sera utilisée pour les discriminateurs considérés ici. Comme nous l'avons montré, il est évident de connaître l'influence de la bande de précorrélacion et l'espacement de chip des corrélateurs sur cette enveloppe. En effet, une grande valeur de l'espacement de chip se traduit par une plus grande susceptibilité de la boucle de poursuite de code par rapport au MP. Généralement, un filtre étroit a tendance à augmenter l'enveloppe de l'erreur. Donc, la précision des mesures GNSS exige un choix rigoureux de ces deux paramètres.

Pour démontrer que notre méthode RCMPM présente de meilleures performances par rapport à un corrélateur NC, deux schémas ont été simulés : un NC avec un espacement de chip égale à 0.1 par rapport à T_c et notre méthode RCMPM. Pour ces schémas simulés, nous avons considéré un signal LOS, un seul MP et une bande de précorrélacion de 20MHz. Les erreurs sont calculées en fonction d'un signal MP ayant une amplitude de 0.5 et un retard qui varie de 0 à 450 mètres par rapport au signal LOS. Les enveloppes de l'erreur en fonction du MP sont calculées pour les points maximums où le signal MP est en phase ou en opposition de phase par rapport au LOS. Pour le code BOC(1,1)-Galileo, les résultats sont illustrés sur la figure (VII.163).

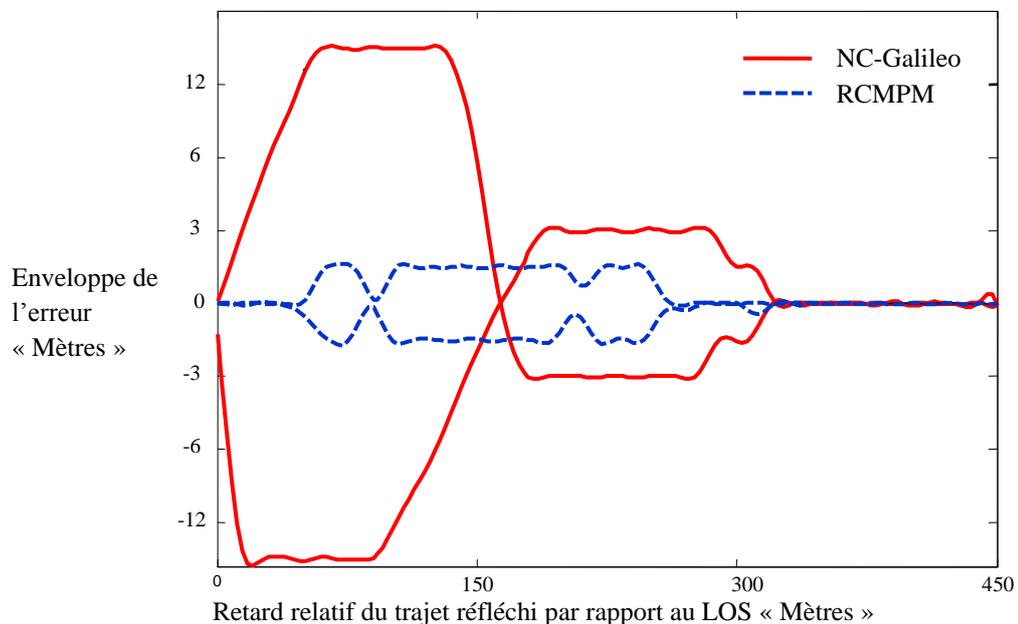


Figure.VII.163. Enveloppe de l'erreur de code pour (RCMPM-Galileo et NC-Galileo)

Comme l'illustre la figure (VII.163), il est clair que notre méthode s'exécute mieux que le corrélateur NC en termes de l'enveloppe de l'erreur. Quel que soit le retard du MP, l'enveloppe de l'erreur de notre méthode est toujours inférieure à l'erreur du NC. En général,

notre méthode montre une bonne performance pour une grande plage de variation du retard des MPs puisque elle est sensible pour seulement les retards moyens. L'enveloppe de l'erreur du code diminue pour se mettre à zéro pour les longs et courts retards. D'autres résultats sont illustrés dans la figure (VII.164) pour les codes C/A-GPS et BOC(1,1)-Galileo.

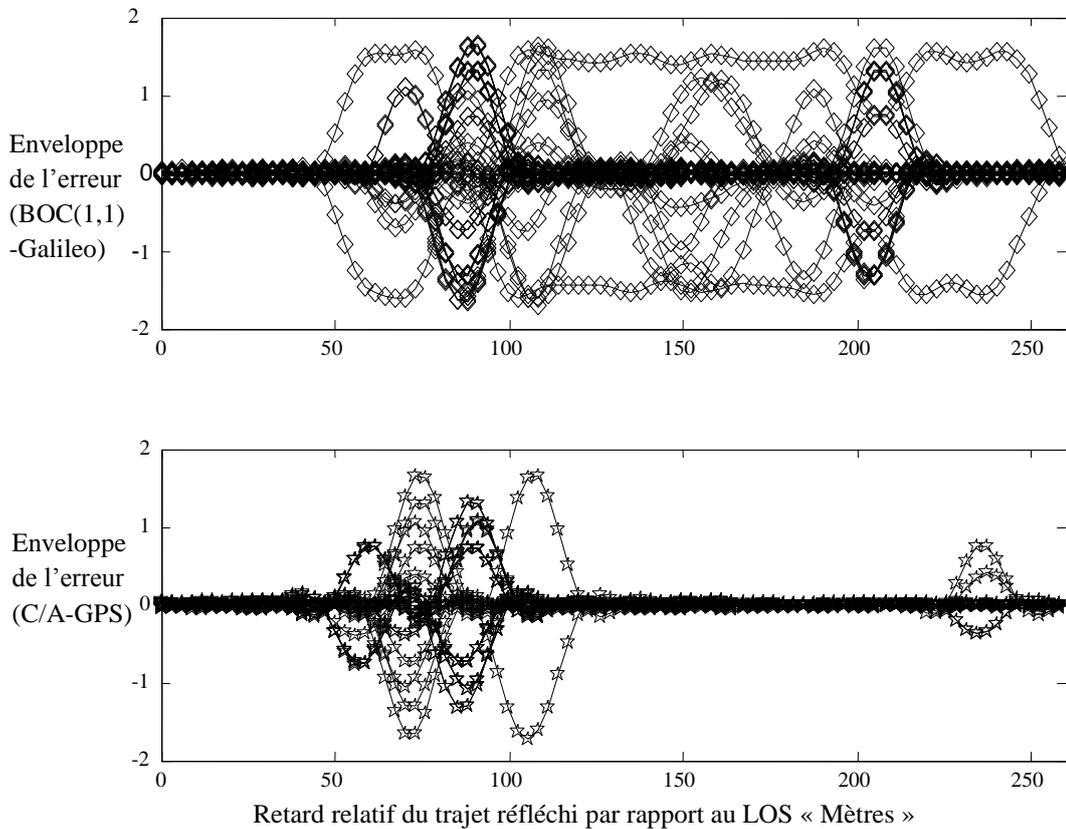


Figure.VII.164 Enveloppes des erreurs « RCMPM »

D'après cette figure, nous pouvons dire qu'il y a une grande différence entre les performances obtenues par le NC et les performances obtenues par notre méthode RCMPM, parce que l'enveloppe de l'erreur de la RCMPM est plus petite que celle du NC. En d'autres termes, le biais dû au MP est réduit par 40 à 95 pour cent par rapport à celui du NC. Aussi, la bande de variation de l'erreur est complètement réduite. Cela montre que notre méthode est meilleure et elle rejette une très grande bande des MPs.

VII.13. Résultats de simulation pour la méthode EDDC

Pour montrer les performances de la méthode EDDC proposée en présence des signaux MPs, plusieurs expériences de simulation ont été conduites. Deux schémas ont été simulés la HRC et la EDDC. Nous discutons ainsi ces scénarios.

VII.13.1. Scenario 1

Il est intéressant de caractériser le biais sur la caractérisation du point de passage par zéro correspondant au premier pic négatif de la EDDC (maximum de corrélation de notre méthode) et le premier pic positif (maximum de corrélation de la HRC) des fonctions discriminatrices. Pour cette raison, nous présentons le premier scénario, dans lequel, nous considérons deux composantes du signal reçu à savoir : le LOS et un signal MP. Ici, une bande de précorrélation de 12 MHz est employée pour estimer les enveloppes d'erreurs des MPs pour la HRC et la EDDC. Les enveloppes d'erreurs sont calculées en déterminant les points de passage par zéro correspondants respectivement au premier pic négatif (EDDC) et au pic central (HRC). Le signal MP a une amplitude de 0,5 et un retard variant de 0 à 450 mètres par rapport au LOS. Les enveloppes d'erreurs des MPs sont calculées aux points maximums quand le signal MP est en phase ou en opposition de phase par rapport au LOS. Les enveloppes d'erreurs des codes C/A-GPS et BOC(1,1)-Galileo sont respectivement illustrées sur les figures (VII.165) et (VII.166). Il faut noter que l'erreur de poursuite du code BOC(1,1)-Galileo est tracée en calculant le point de passage par zéro correspondant au premier pic négatif situé à la moitié du chip (EDDC) et du passage par zéro correspondant au pic central (HRC).

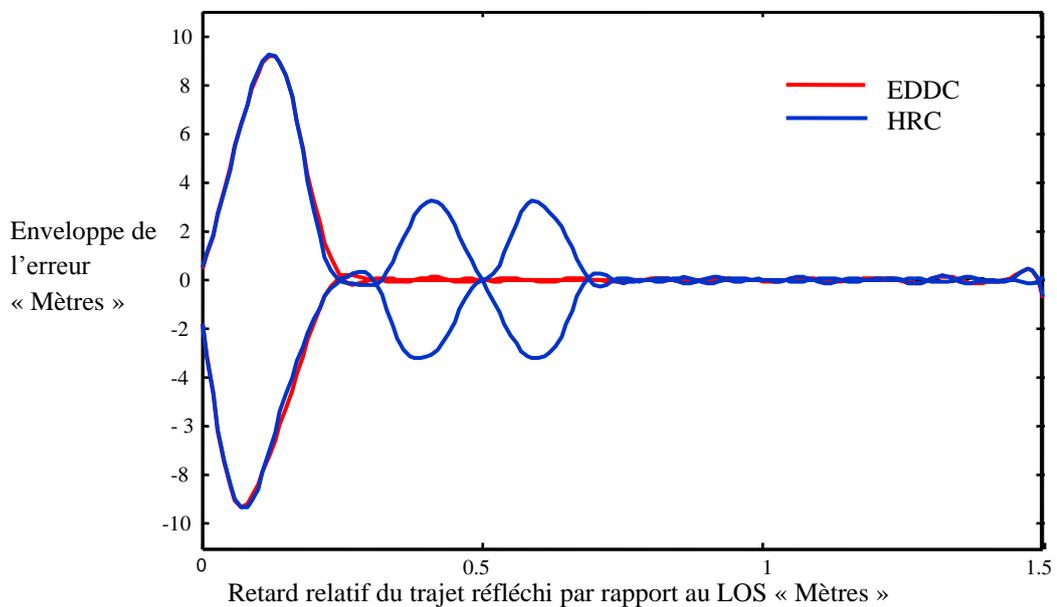


Figure.VII.165. Enveloppes des erreurs de la HRC et de la EDDC (Code/C/A-GPS)

Comme l'illustre la figure (VII.165), pour le code C/A-GPS notre méthode EDDC bien qu'elle soit sensible aux MPs de courts retards elle représente la meilleure performance

globale en présence des MPs. L'enveloppe d'erreur de code diminue pour atteindre zéro pour les MPs moyen et long retards. En fait, la bande de variation de l'erreur des MPs est complètement réduite ; ce qui prouve que la EDDC a un meilleur rejet des MPs. Par conséquent, on peut voir clairement que les performances de notre EDDC sont meilleures que celles de la HRC. En effet, l'erreur et sa bande de variation sont complètement réduites. Ceci est essentiellement dû au fait que le premier pic positif est affecté par le pic central et le pic latéral ce qui n'est pas le cas pour la EDDC.

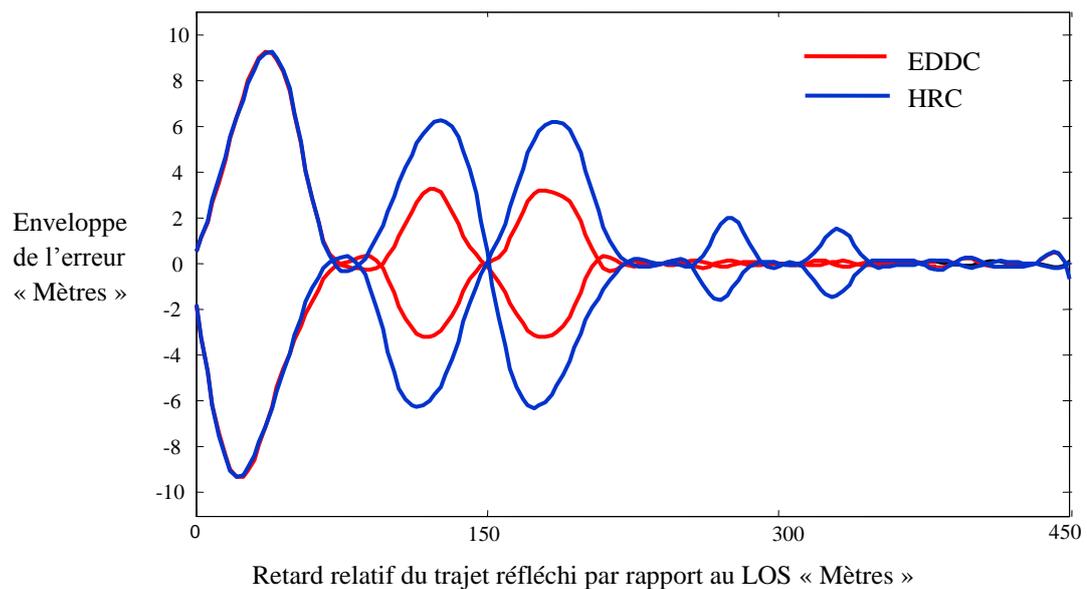


Figure.VII.166. Enveloppes des erreurs de la HRC et de la EDDC (code BOC(1,1)-Galileo)

Pour le code BOC(1,1)-Galileo, les performances sont identiques à celles du code C/A-GPS excepté que le BOC(1,1)-Galileo est plus sensible aux MPs moyens et longs retards. Ceci est dû à l'effet des pics secondaires de la CF du code BOC(1,1)-Galileo comme l'illustre la figure (VII.130). L'enveloppe de l'erreur de la EDDC est pratiquement la moitié de celle de la HRC pour les MPs à moyen retards et sans importance pour les MPs longs retards. Pour obtenir les mêmes résultats que ceux du code C/A-GPS, nous proposons l'utilisation de la technique d'annulation des pics latéraux présentée dans la référence [119]. La méthode est appelée BOC-PRN modifiée et son discriminateur apparaît exactement comme celui de la HRC et du SC pour des codes C/A-GPS. En conclusion, une comparaison est effectuée en termes d'enveloppes d'erreurs des MPs pour la EDDC avec un filtre MAF et avec un filtre SGF. Pour cette raison, nous considérons le scénario 2.

VII.13.2. Scenario 2

Dans ce scénario, deux arrangements ont été simulés la EDDC avec un filtre SGF qui est considéré comme l'arrangement 1 et la EDDC avec le filtre MAF qui est considéré comme arrangement 2. Comme dans le scénario précédent, les mêmes considérations sont prises en compte. L'enveloppe supérieure de l'erreur est obtenue pour un MP en phase, et l'enveloppe inférieure est obtenue pour un MP en inversion de phase avec le LOS. La bande de précorrélation est choisie égale à 12MHz. Les résultats sont illustrés sur la figure (VII.167).

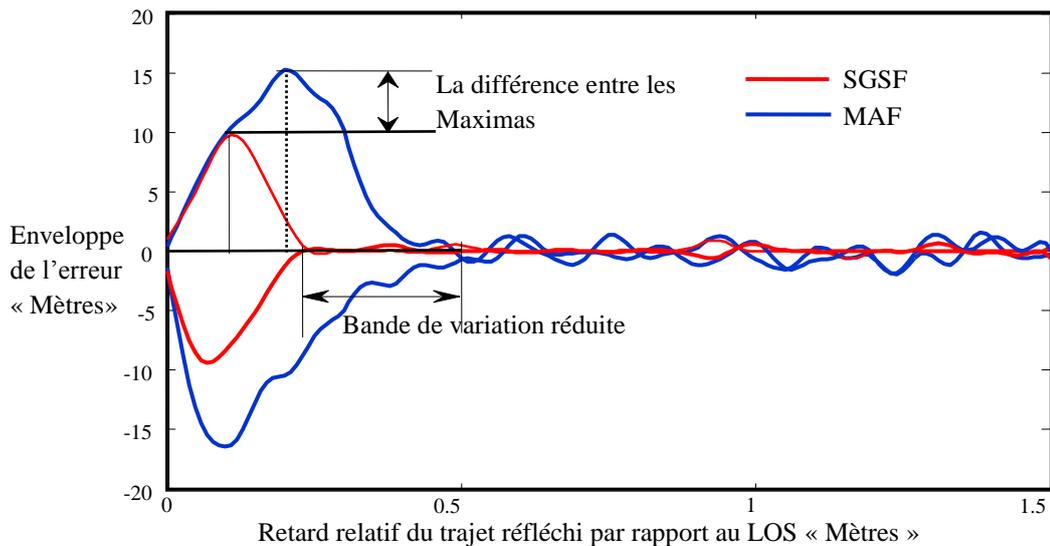


Figure.VII.167. Enveloppes des erreurs pour la EDDC avec SGF et la EDDC avec MAF (Fenêtre de 15 échantillons et un ajustement polynomiale du deuxième degré)

Quand nous comparons les résultats des deux arrangements comme l'illustre la figure (VII.167), les performances de l'arrangement 1 sont meilleures que celles de l'arrangement 2 parce que l'enveloppe de l'erreur de l'arrangement 1 est très sensible aux MPs par rapport à ce que l'on observe pour l'arrangement 2. En d'autres termes, les enveloppes des erreurs des deux arrangements commencent à augmenter à partir de la même valeur du retard qui est moins de 3 mètres par rapport au LOS. Quand le retard approche la valeur de 40 mètres, l'enveloppe de l'erreur de l'arrangement 1 atteint sa valeur maximale. Plus tard, quand le retard dépasse cette valeur, l'enveloppe de l'erreur de l'arrangement 1 commence à diminuer et l'enveloppe de l'erreur de l'arrangement 2 continue à augmenter pour atteindre sa valeur maximale. Quand l'enveloppe de l'erreur de l'arrangement 1 approche zéro, l'enveloppe de l'erreur de l'arrangement 2 atteint sa valeur maximale qui est 1,5 fois plus grande que la valeur maximale de l'arrangement 1. Finalement, après la valeur 150 mètres du retard, l'enveloppe de l'erreur de l'arrangement 2 diminue pour atteindre la valeur zéro. Cependant,

elle varie autour de cette valeur tandis que l'enveloppe de l'erreur de l'arrangement 1 se stabilise à cette même valeur. En conséquence, la bande de variation de l'erreur ainsi que la bande de sensibilité sont réduites ; ce qui explique les avantages et les performances de la EDDC.

Bien qu'elles soient très difficiles à réaliser, de nouvelles expériences utilisant des signaux GPS et Galileo réels seront conduites bientôt pour évaluer quantitativement et plus précisément les avantages de la méthode proposée.

VII.14. Analyse de la EDDC par le logiciel Ergospace

La technique proposée est également vérifiée en utilisant les informations des MPs fournies par le logiciel du développement des applications GNSS « Ergospace ». Le logiciel Ergospace, développé par la compagnie Ergospace, simule la propagation des signaux électromagnétiques dans des environnements urbains.

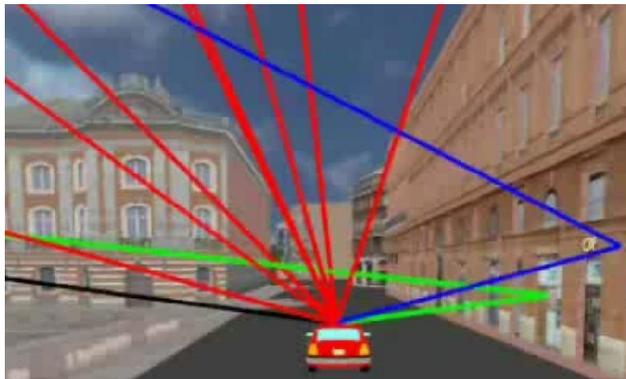


Figure.VII.168. Méthode du Tracer de Rayon pour le logiciel Ergospace

Il emploie la méthode de lancer de rayon pour calculer, de manière déterministe, le LOS et les MPs entre un émetteur et un récepteur en prenant en considération les effets du masquage due à l'environnement (bâtiments, végétation etc.) et aux trajets multiples (Réflexions, diffractions...etc). Ergospace est ainsi le premier logiciel qui décrit et analyse avec précision des résultats d'un système de télécommunication ou d'un système de navigation par satellite. C'est un outil de simulation puissant qui peut remplacer des compagnies de mesure chères. La figure (VII.168) illustre la méthode de lancer de rayon employée par le logiciel Ergospace.

Dans nos simulations, les mesures sont effectuées pour une durée de 5 secondes. Nous avons effectué des simulations dans quatre sites différents. En effet, le logiciel nous délivre tous les paramètres nécessaires à savoir : les retards, les amplitudes et les phases du LOS et de toutes

les composantes des MPs. Les erreurs de poursuite de code pour la structure EDDC dans les quatre sites sont illustrées sur la figure (VII.169).

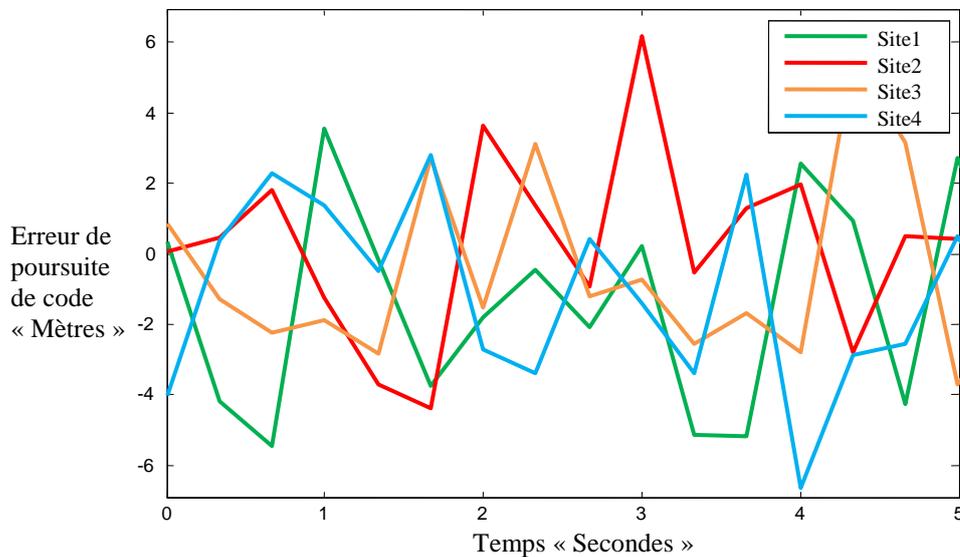


Figure.VII.169. Erreur de poursuite de code de la EDDC dans les différents sites.

Comme le montre cette figure, les erreurs de poursuite causées par les signaux MPs sont grossièrement inférieures à 6.5 mètres pour tous les sites simulés ; ce qui montre que le fonctionnement de la EDDC est très efficace.

VII.15. Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté les résultats obtenus lors de toutes les simulations de tous les circuits caractérisant un récepteur GNSS (GPS et Galileo). En effet, nous avons présenté les résultats précisant les processus d'acquisition et de poursuite des signaux Galileo validant ainsi les modèles mathématiques que nous avons proposés. Par la suite, nous avons montré l'influence des MPs sur la mesure de code dans les récepteurs Galileo. Dans l'avant dernière partie nous avons présenté les résultats de simulation des techniques de traitement de signal les plus populaires permettant de réduire les effets du phénomène des MPs. Les comparaisons entre ces structures sont basées sur plusieurs facteurs tels que la bande de précorrélacion, l'espacement de chip et la complexité de mise en œuvre. Finalement, nous avons présenté les résultats de simulation de nos propres structures qui ont démontré que ces techniques peuvent être précises en termes de mesure de code dans les récepteurs Galileo et GPS nouvelle génération.

THESE DE DOCTORAT

CONCLUSION GENERALE

ETUDE & AMELIORATION DES PERFORMANCES DES BOUCLES DE
POURSUITE DE CODE DANS LES RECEPTEURS DE NAVIGATION GALILEO EN
PRESENCE DE TRAJECTOIRES MULTIPLES

KHALED ROUABAH
2009/2010

CONCLUSION GENERALE

Le phénomène des MPs est un phénomène très pénalisant sur les systèmes de navigation GNSS tels que les systèmes américain GPS, Russe GLONASS et européen Galileo. Bien que dans les autres systèmes de communications, les signaux MPs sont combinés pour produire un meilleur rapport signal sur bruit et aider par conséquent à la décision ; dans les systèmes de navigation GNSS toute différence entre les estimées du retard de propagation et de la phase de la porteuse et leurs valeurs vraies se traduit par une erreur de positionnement. Par conséquent, dans les systèmes GNSS, il faut caractériser, pour une configuration de réception donnée, très précisément les effets, et ce afin de choisir les techniques de traitement et de rejection les mieux appropriées pour ces applications.

Le travail présenté dans cette thèse avait pour objet la caractérisation des MPs qui peuvent affecter le bon fonctionnement du système de navigation par satellite Galileo ainsi que les méthodes d'amélioration des performances en présence de ce type de perturbation. Comme nous l'avons vu tout au long de cette thèse, le problème des MPs est très pénalisant pour les systèmes Galileo. Nous avons montré que les erreurs des MP peuvent atteindre des valeurs de quelques dizaines de mètres. Un de nos objectifs était la caractérisation des perturbations que peut subir un récepteur Galileo. Comme la structure du signal Galileo est très complexe par rapport au signal GPS, nous avons présenté et implémenté plusieurs structures adaptées au signal utilisé.

Dans un premier lieu, nous avons présenté le système de navigation Galileo ainsi que les traitements réalisés par le récepteur. Les différentes étapes de traitement du signal y sont décrites, notamment l'asservissement de la porteuse et des codes contenus dans les signaux. C'est plus particulièrement à la boucle de poursuite de code DLL, que nous nous sommes intéressés. Nous avons introduit ainsi nos modèles mathématiques caractérisant les tensions d'erreurs de la boucle DLL pour différentes configurations. Par la suite, nous avons introduit d'autres modèles mathématiques caractérisant les corrélations ainsi que les déformations des tensions d'erreurs dues aux MPs. Tous ces modèles ont été validés par la suite par des

résultats de simulation. Ces modèles mathématiques ont servis à développer les expressions théoriques des erreurs de poursuite de code en présence des MPs spéculaires pour les deux configurations de réception cohérente et non cohérente. Nous avons ainsi montré que les erreurs de poursuite de code sont fonction des amplitudes des retards et des phases des signaux réfléchis par rapport au signal direct. Tous ces calculs ont été validés par des résultats de simulation dans l'outil Matlab.

Dans l'avant dernière partie, nous nous sommes intéressés aux solutions de traitement de signal permettant de minimiser les effets des MPs sur les modules de poursuite du code Galileo. En effet, nous avons présenté les techniques d'amélioration des performances les plus efficaces tel que les algorithmes de rétroaction et de réaction, la VMMT, le NC, la MEDLL, la MRDLL, la HRC, le SC,... etc. Suite à cette étude, nous avons implémenté et comparé les performances des techniques les plus populaires. Nous avons donc montré que les performances d'une technique par rapport à l'autre dépendent du coût d'implémentation ainsi que de la rapidité d'exécution.

Dans la troisième partie de cette thèse, nous avons proposé une méthode de détection du signal en visibilité directe dans un milieu perturbé par les MPs. Il s'agit d'une méthode d'estimation du retard par l'utilisation de l'information de phase de la CF. A l'origine, cette technique a été appliquée pour le traitement des images et des images médicales, la détection de contour, la détection du trajet direct dans les applications radio-mobile, ...etc. Les résultats de simulation ont prouvé que cette méthode présente de meilleures performances pour un rapport signal sur bruit moyen. Ses performances en termes de détection du trajet direct sont au moins aussi bonnes que le plus performant des systèmes classiques, voire meilleures dans certains cas. Nous avons proposé dans cette même partie une méthode de solution de forme ferme pour la détection et l'élimination des signaux MPs. Il s'agit d'une approche qui est basée sur l'utilisation d'une corrélation de référence comme c'est le cas pour la MEDLL, la MRDLL, la VMMT, et d'autres techniques qui utilisent les informations de la forme de la CF. Par rapport aux techniques existantes, notre technique présente les meilleures performances en termes de précision et de complexité de mise-en-œuvre. De plus, dans notre technique nous utilisons un système d'équation direct pour estimer les composantes des MPs contrairement aux autres qui présentent des complexités de mise-en-œuvre. Un troisième avantage de notre technique est qu'elle permet de détecter deux composantes MPs contrairement aux autres qui ne détectent qu'une seule composante MP. Dans l'avant dernière partie de cette thèse, nous avons proposé une structure basée sur les corrélateurs double delta en combinaison avec le

filtre de Savitzky-Golay. Les résultats de simulation ont démontré que cette technique est très résistante au bruit et aux MPs à longs retards. Par conséquent, elle est très performante en la comparant avec les corrélateurs double delta classique.

Enfin dans la dernière partie de cette thèse, nous avons présenté tous nos résultats de simulations avec quelques études comparatives. Avant de terminer, un point très essentiel mérite d'être discuté. En fait, dans les récepteurs Galileo, l'utilisation de la modulation BOC peut produire différentes formes de la CF. Ces fonctions de corrélation peuvent améliorer les performances en présence des MPs comme nous l'avons montré dans ce travail. En contre partie, comme nous l'avons aussi illustré, ces fonctions de corrélations produisent des pics secondaires qui sont fonction de la fréquence de la sousporteuse et du taux de chip. Ces pics secondaires produisent plusieurs points de passage par zéro dans les fonctions discriminatrices conduisant à des points d'ambiguïté pour la DLL. Cette ambiguïté exige des structures de réception très complexes. Nous proposons comme perspectives de faire des recherches sur l'annulation de ces pics secondaires pour minimiser la complexité et le coût des récepteur Galileo et favoriser par conséquent l'utilisation civile.

Annexe I

THESE DE DOCTORAT

CODES GALILEO ET PRINCIPE DE LA TECHNIQUE D'ETALEMENT DE SPECTRE

ETUDE & AMELIORATION DES PERFORMANCES DES BOUCLES DE
POURSUITE DE CODE DANS LES RECEPTEURS DE NAVIGATION GALILEO EN
PRESENCE DE TRAJECTOIRES MULTIPLES

KHALED ROUABAH
2009/2010

A.I.1. Codes d'étalements Galileo	- 209 -
A.I.1.1. Codes primaires	- 209 -
A.I.1.2. Codes secondaires	- 209 -
A.I.2. Principe de la technique d'étalement de spectre	- 210 -
A.I.3. Les avantages de la technique d'étalement de spectre :	- 211 -
A.I.4. Séquence directe :	- 211 -

Annexe I : Codes Galileo et principe de la technique d'étalement de spectre

A.I.1. Codes d'étalements Galileo

Les codes d'étalement sont employés pour créer l'accès multiple par répartition des codes (CDMA) de tous les signaux Galileo. Ils sont construits par des codes de Tiers qui consistent en une modulation de deux codes PN. En effet, un code primaire est modulé par un code secondaire donnant ainsi une séquence de positionnement. Un code de repérage spécifique est assigné à chaque composante du signal. Un code de repérage avec différents paramètres (en temps, en chip et en registres « registre à décalage à rebouclage linéaire (RDRL) »). Les deux codes peuvent être implémentés en utilisant des mémoires code ou des registres à décalage. Les codes mémoires, également appelés «séquences pseudos-aléatoires optimisées», sont des codes prédéfinis qui ont été construits spécialement pour avoir des caractéristiques de corrélation très bonnes. Les codes basés sur les registres sont obtenus avec un RDRL (qui est complètement défini avec un polynôme générateur).

A.I.1.1. Codes primaires

Un code primaire est produit par l'addition XOR de deux codes générés par deux RDRLs (voir la figure (A.I.170)) tronqués pour avoir la longueur désirée. Les deux RDRLs ont le même nombre d'étages. Avoir 14 étages signifie que la période du code est de $2^{14}-1$ chips (16383). Ainsi, par exemple, si on veut obtenir des codes avec 10230 chips, on doit faire une troncature de 10230 chips. Quand cette valeur est atteinte, les registres sont rechargés avec les valeurs initiales. Pour le premier RDRL, les valeurs initiales sont toujours des « 1 », tandis que pour le deuxième, les valeurs initiales varient et elles sont listées dans la référence [120]. Toutes valeurs initiales des codes sont données dans un format octal.

A.I.1.2. Codes secondaires

Les codes secondaires sont tous des codes de mémoire et sont dans la référence [120]. Chacun de ces codes est assigné à un signal spécifique. Par exemple, si on associe à un signal quelconque le code CS201, CS indique que c'est un code secondaire, le nombre (20) indique que ce code contient 20 chip, et le numéro souscrit (1) est le nombre de codes, contenant 20 chips, assignés à ce signal. Le but de ces codes est de moduler les codes primaires. Par

exemple, prenons le signal E5aI, nous avons une longueur du code primaire N_p de 10230 chips et une longueur du code secondaire N_s de 20 chips. Par conséquent, la longueur du code de Tiered est de 20 ms et son taux de chip est de 10,230 *Mchip/s*. Ainsi, la longueur totale exigée du code est de l'ordre de $10230\text{chips} \times 20\text{chips} = 204600\text{chips}$, qui coïncide avec le produit $20 \times 10,230 \text{ Mcps} = 204600 \text{ chips}$. Pour obtenir le nombre total de chips, chaque chip du code secondaire est multiplié par tous les chips du code primaire, ayant à la fin N_s fois le nombre N_s ($N_s \times N_p$).

La figure suivante illustre un schéma d'implémentation simplifié du code d'étalement.

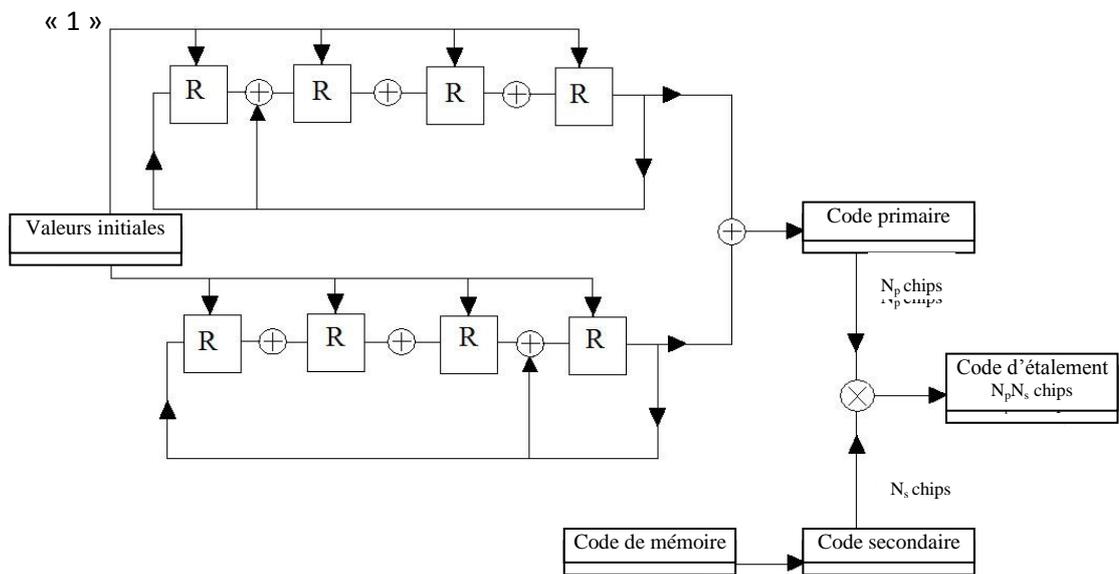


Figure.A.I.170. Schéma d'implémentation simplifié du code d'étalement.

A.I.2. Principe de la technique d'étalement de spectre

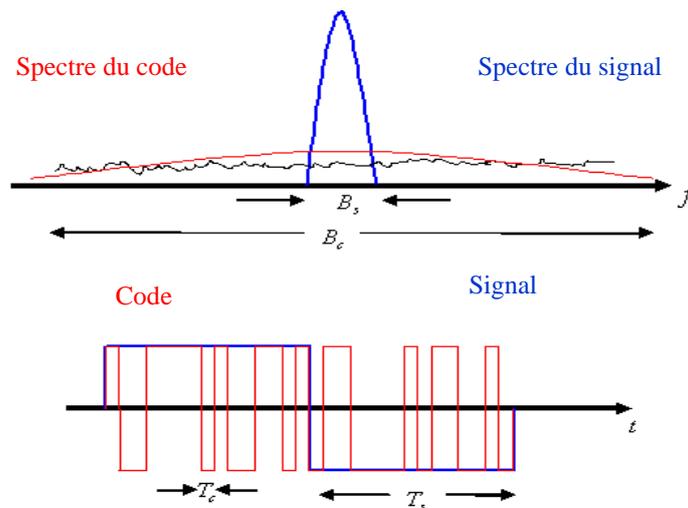


Figure.A.I.171. L'étalement de spectre

Comme l'illustre la figure (A.I.171), l'étalement de spectre est une technique de transmission, où le signal occupe une bande supérieure à sa bande de base. Ce moyen est réalisé par le codage du message à l'émission par un code pseudo-aléatoire. A la réception, une réplique de ce code est utilisée pour faire le désétalement du spectre, et restituer le message.

Cette technique permettra d'augmenter la dimension du signal, son pouvoir de détection, ainsi que sa capacité de mesure.

A.I.3. Avantages de la technique d'étalement de spectre

Les avantages de cette technique sont les suivants :

1. La discrétion de la transmission : Seuls les récepteurs disposant d'une réplique de la séquence de code, utilisée pour l'étalement du spectre à l'émission, peuvent avoir accès aux données transmises.
2. La protection contre les MPs : Si le récepteur est synchronisé avec le décalage temporel du code d'étalement et avec la porteuse correspondant au trajet direct, alors tous les trajets dont le retard relatif est supérieur à la durée d'une bribe et demi « $1.5T_c$ » vont être éliminés.
3. La capacité d'adressage sélectif : Plusieurs utilisateurs peuvent transmettre et recevoir en même temps et sur la même bande spectrale, et ceci en utilisant différents codes d'étalement à l'émission.
4. L'avantage de puissance sur les différents types d'interférences : Le principe est de transformer un signal de faible bande à un signal de large bande. Ceci oblige la puissance d'un brouilleur avec son bruit, à se distribuer sur un spectre large du signal étalé.
5. La haute résolution dans la mesure des distances par radiolocalisation : Pour extraire un signal d'un bruit, il faut avoir un bon rapport signal sur bruit SNR « Signal to Noise Ratio »; de plus une réplique du signal reçu doit être disponible pour faire sortir le signal et ceci par la corrélation des deux signaux.

A.I.4. Séquence directe :

Cette appellation vient du fait qu'il y'a une modulation (modulo deux) directe des données par une séquence pseudo aléatoire (voir la figure (A.1.172)).

Le résultat est utilisé par la suite pour moduler une porteuse de type PSK (Phase Shift Keying).

Le code PN est généré à l'aide d'un registre à décalage de longueur maximale.

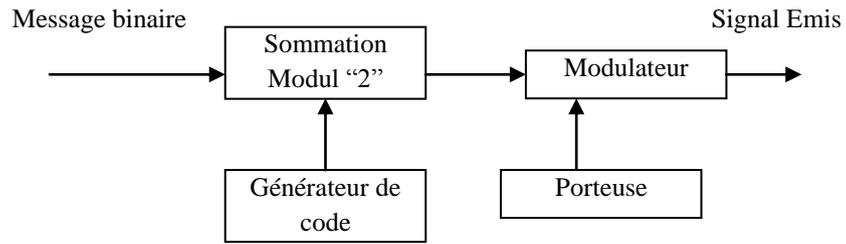


Figure.A.I.172. Emetteur à séquence directe

Les générateurs de code PN délivrent des séquences périodiques. Le symbole élémentaire de ces derniers est de durée T_c , et la durée totale est de NT_c avec :

$N=2^n-1$, et n est le nombre des étages du registre générateur.

Ces codes possèdent deux particularités :

1. La première est qu'ils ont une fonction d'autocorrélation très sélective. Quand elle est normalisée, elle présente des pics de corrélation d'amplitude 1 tous les NT_c , alors qu'entre deux pics successifs le produit d'autocorrélation vaut $-1/N$ (voir la figure (A.I.173)).
2. La deuxième particularité est qu'ils sont très facile à générés.

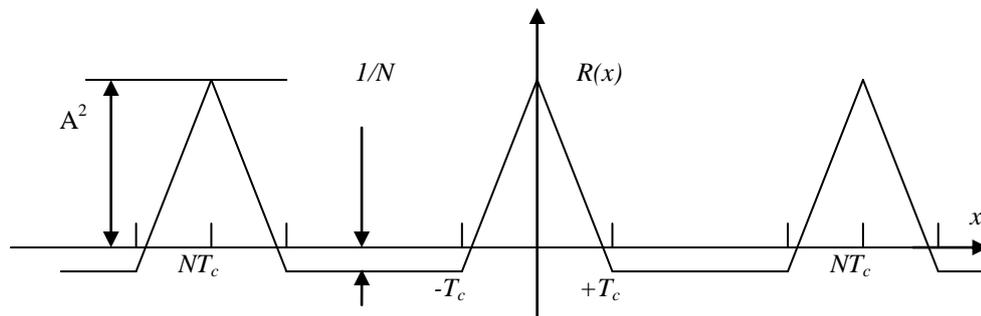


Figure.A.I.173. CF d'un code PN

Annexe II

THESE DE DOCTORAT

DENSITE SPECTRALE DE PUISSANCE DES CODES MODULES EN BOC

ETUDE & AMELIORATION DES PERFORMANCES DES BOUCLES DE
POURSUITE DE CODE DANS LES RECEPTEURS DE NAVIGATION GALILEO EN
PRESENCE DE TRAJECTOIRES MULTIPLES

KHALED ROUABAH
2009/2010

Annexe II: Densité spectrale de puissance des codes modulés en BOC

A.II.1. Calcul de la densité spectrale de puissance

La densité spectrale de puissance d'une modulation BOC peut être facilement trouvée à partir des équations (39), (40) et (41) (cf. chapitre I). La densité spectrale de puissance d'un code d'étalement, $p(t)$ modulé par une modulation PSK de durée de symbole ξ , est donnée par [121]:

$$G(f) = \frac{|P(f)|^2}{\xi} \quad (\text{A. II. 1})$$

Où $P(f)$ est la transformée de Fourier de $p(t)$. $\xi = nT_s$

Le code d'étalement est donné par :

$$q_{nT_s}(t) = \sum_{m=0}^{n-1} (-1)^m \mu T_s(t - mT_s) \quad (\text{A. II. 2})$$

et. La transformée de Fourier de $\mu T_s(t - mT_s)$ est donnée par :

$$\begin{aligned} F\{\mu T_s(t - mT_s)\} &= \int_{mT_s}^{(m+1)T_s} \mu T_s(t - mT_s) e^{-j2\pi f t} dt \\ &= e^{-j2\pi f T_s} \frac{e^{-j2m\pi f T_s}}{\pi f} \sin(\pi f T_s) \end{aligned} \quad (\text{A. II. 3})$$

Donc la transformée de Fourier du code d'étalement est donnée par :

$$Q_{nT_s}(f) = \frac{e^{-j\pi f T_s} \sin(\pi f T_s)}{\pi f} \sum_{m=0}^{n-1} (-1)^m e^{-j2\pi f m T_s} \quad (\text{A. II. 4})$$

Pour n pair le terme de la somme de l'équation (A.II.4) devient :

$$\begin{aligned} \sum_{m=0}^{n-1} (-1)^m e^{-j\pi 2f m T_s} &= 1 - e^{-j2\pi f T_s} + \dots + e^{-j2\pi(n-2)f T_s} - e^{-j2\pi(n-1)f T_s} \\ &= (1 - e^{-j2\pi f T_s}) \sum_{k=0}^{\frac{n}{2}-1} e^{-j4k\pi f T_s} \\ &= 2j e^{-j\pi f T_s} \sin(\pi f T_s) \end{aligned} \quad (\text{A. II. 5})$$

La série géométrique dans l'équation (A.II.5) peut être remplacée par une forme fermée. De plus elle peut être simplifiée en utilisant des transformations trigonométriques comme suit :

$$\begin{aligned}
 \sum_{m=0}^{n-1} (-1)^m e^{-j2\pi f m T_s} &= 2j e^{-j\pi f T_s} \sin(\pi f T_s) \left(\frac{e^{-j2\pi f T_s} - 1}{e^{-j4\pi f T_s} - 1} \right) \\
 &= 2j e^{-j\pi f T_s} \sin(\pi f T_s) \left(\frac{e^{-jn\pi f T_s}}{e^{-j2\pi f T_s}} \right) \left(\frac{\sin(n\pi f T_s)}{\sin(2\pi f T_s)} \right) \\
 &= j e^{-j(n-1)\pi f T_s} \left(\frac{\sin(n\pi f T_s)}{\sin(2\pi f T_s)} \right)
 \end{aligned} \tag{A. II. 6}$$

En substituant l'équation (A.II.6) dans l'équation (A.II.4), le module carré du résultat est donné par:

$$G_{BOC}(f_s, f_c) = \frac{1}{nT_s} \left(\frac{\sin(\pi f T_s) \sin(n\pi f T_s)}{\pi f \cos(\pi f T_s)} \right)^2, \quad n \text{ pair} \tag{A. II. 7}$$

Pour n impair, la somme dans l'équation (A.II.4) est comme celle dans l'équation (A.II.6) plus un terme additionnel

$$\sum_{m=0}^{n-1} (-1)^m e^{-j2\pi f m T_s} = j e^{-j\pi f (n-2)T_s} \left(\frac{\sin[(n-1)\pi f T_s]}{\cos(2\pi f T_s)} \right) + e^{-j2\pi f (n-2)T_s} \tag{A. II. 8}$$

En factorisant les termes communs et en groupant les parties réelles et les parties imaginaires, on obtient :

$$\begin{aligned}
 \sum_{m=0}^{n-1} (-1)^m e^{-j2\pi f m T_s} &= j e^{-j2\pi f (n-1)T_s} \left[\left(j e^{j\pi f n T_s} \frac{\sin[(n-1)\pi f T_s]}{\cos(\pi f T_s)} \right) + 1 \right] \\
 &= j e^{-j2\pi f (n-1)T_s} \left[1 - \sin(n\pi f T_s) \left(\frac{\sin[(n-1)\pi f T_s]}{\cos(\pi f T_s)} \right) + \right. \\
 &\quad \left. + j \cos(n\pi f T_s) \left(\frac{\sin[(n-1)\pi f T_s]}{\cos(\pi f T_s)} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{A. II. 9}$$

Sachant que :

$\sin[(n-1)\pi f T_s] = \sin(n\pi f T_s) \cos(\pi f T_s) - \cos(n\pi f T_s) \sin(\pi f T_s)$, l'expansion et le regroupement donnent :

$$\begin{aligned}
 \sum_{m=0}^{n-1} (-1)^m e^{-j2\pi f m T_s} &= e^{-j2\pi f (n-1)T_s} \times \left[\begin{aligned} &+ \frac{1 - \sin^2(n\pi f T_s) + \sin(n\pi f T_s) \cos(n\pi f T_s) \sin(\pi f T_s)}{\cos(\pi f T_s)} + \\ &j \left(\frac{\sin(n\pi f T_s) \cos(n\pi f T_s) + \cos^2(n\pi f T_s) \sin(\pi f T_s)}{\cos(\pi f T_s)} \right) \end{aligned} \right] \\
 &= e^{-j2\pi f (n-1)T_s} \left[\begin{aligned} &\frac{\cos^2(n\pi f T_s) \cos(\pi f T_s) + \sin(n\pi f T_s) \cos(n\pi f T_s) \sin(\pi f T_s)}{\cos(\pi f T_s)} \\ &j \frac{\sin(n\pi f T_s) \cos(n\pi f T_s) \cos(\pi f T_s) + \cos^2(n\pi f T_s) \sin(\pi f T_s)}{\cos(\pi f T_s)} \end{aligned} \right] \quad (\text{A. II. 10})
 \end{aligned}$$

En factorisant les termes communs

$$\begin{aligned}
 \sum_{m=0}^{n-1} (-1)^m e^{-j2\pi f m T_s} &= \left\{ \begin{aligned} &e^{-j2\pi f (n-1)T_s} \left[\frac{\cos(n\pi f T_s)}{\cos(\pi f T_s)} \right] \times \\ &\times [\cos(n\pi f T_s) \cos(\pi f T_s) - \sin(n\pi f T_s) \sin(\pi f T_s)] \\ &\times [\sin(n\pi f T_s) \cos(\pi f T_s) - \cos(n\pi f T_s) \sin(\pi f T_s)] \end{aligned} \right\} \\
 &= e^{-j2\pi f (n-1)T_s} \left[\frac{\cos(n\pi f T_s)}{\cos(\pi f T_s)} \right] e^{-j\pi f (n-1)T_s} \\
 &= \left[\frac{\cos(n\pi f T_s)}{\cos(\pi f T_s)} \right] e^{-j\pi f (n-1)T_s} \quad (\text{A. II. 11})
 \end{aligned}$$

En remplaçant l'équation (A.II.11) dans (A.II.4), et en prenant le module carré, on obtient [122]:

$$G_{BOC}(f_s, f_c) = \frac{1}{nT_s} \left(\frac{\sin(\pi f T_s) \cos(n\pi f T_s)}{\pi f \cos(\pi f T_s)} \right)^2, n \text{ impair} \quad (\text{A. II. 12})$$

Annexe III

THESE DE DOCTORAT

PROPRIETES DU FILTRE DIFFERENTIATEUR SGF

ETUDE & AMELIORATION DES PERFORMANCES DES BOUCLES DE
POURSUITE DE CODE DANS LES RECEPTEURS DE NAVIGATION GALILEO EN
PRESENCE DE TRAJECTOIRES MULTIPLES

KHALED ROUABAH
2009/2010

AIII.1. Restriction de la réponse impulsionnelle _____ - 216 -

AIII.2. Préservation des moments de la dérivative _____ - 216 -

Annexe III : Propriétés du filtre différentiateur SGF

AIII.1. Restriction de la réponse impulsionnelle

La matrice G reliée aux coefficients du filtre différentiateur pour différents ordres est donnée par [123]:

$$G = S(S^T S)^{-1} = [g_0, g_1, g_2, \dots, g_d] \quad (\text{AIII. 1})$$

Où S est la matrice de base. Les détails peuvent être trouvés dans la référence [123] :

A partir de l'équation (AIII.1) nous pouvons obtenir :

$$S^T G = I \quad (\text{AIII. 2})$$

L'expansion de la deuxième colonne à gauche et celle à droite dans l'équation (AIII.2) donne :

$$\sum_{n=-M}^M n^i g_1(n) = \delta(i - 1), \quad i = 0, 1, \dots, d. \quad (\text{AIII. 3})$$

Où : $\delta(n)$ est la fonction delta de Dirac discrète.

En utilisant la réponse impulsionnelle du filtre différentiateur nous obtenons :

$$\sum_{n=-M}^M n^i h(n) = -\delta(i - 1), \quad i = 0, 1, \dots, d. \quad (\text{AIII. 4})$$

Le terme du coté gauche de cette équation est appelé le i -ième moment de la réponse impulsionnelle. Il est relié à la dérivée de la réponse fréquentielle (à $w=0$) par [123] :

$$j^i H^{(i)}(e^{jw}) \Big|_{w=0} = \sum_{n=-M}^M n^i h(n) \quad (\text{AIII. 5})$$

En comparant les équations (AIII. 4) et (AIII. 5), nous obtenons :

$$H^{(i)}(e^{jw}) \Big|_{w=0} = j\delta(i - 1), \quad i = 0, 1, \dots, d. \quad (\text{AIII. 6})$$

AIII.2. Préservation des moments de la dérivative

La réponse fréquentielle $Y(e^{jw})$ d'un signal de sortie après son passage dans un filtre numérique SGF différentiateur est donnée par :

$$Y(e^{jw}) = X(e^{jw})H(e^{jw}) \quad (\text{AIII. 7})$$

Où : $X(e^{jw})$ et $H(e^{jw})$ sont respectivement transformée de Fourier du signal d'entrée et la réponse en fréquence du filtre.

En dérivant l'équation (AIII.7) i fois par rapport à w , et en utilisant les rôles de produit de différenciation, nous obtenons [123] :

$$Y^{(i)}(e^{jw}) = \sum_{k=0}^i \binom{i}{k} H^{(k)}(e^{jw}) X^{(i-k)}(e^{jw}) \quad (\text{AIII. 8})$$

En remplaçant dans l'équation (AIII.8) la réponse en fréquence du filtre différentiateur idéal nous obtenons (pour $w=0$):

$$Y_{idéal}^{(i)}(e^{jw}) \Big|_{w=0} = j^i X^{(i-1)}(e^{jw}) \Big|_{w=0} \quad (\text{AIII. 9})$$

Similairement, en remplaçant dans l'équation (AIII.8) la réponse en fréquence du filtre différentiateur de SGF nous obtenons (pour $w=0$) :

$$Y^{(i)}(e^{jw}) \Big|_{w=0} = j^i X^{(i-1)}(e^{jw}) \Big|_{w=0}, \quad i = 0, 1, \dots, d. \quad (\text{AIII. 10})$$

En comparant les équations (AIII. 9) et (AIII. 10), nous obtenons :

$$Y^{(i)}(e^{jw}) \Big|_{w=0} = Y_{idéal}^{(i)}(e^{jw}) \Big|_{w=0} \quad i = 0, 1, \dots, d. \quad (\text{AIII. 11})$$

Selon la relation des moments à la réponse de fréquence, donnée par l'équation (AIII. 5), nous obtenons :

$$\sum_n n^i y(n) = \sum_n n^i y_{idéal}(n), \quad i = 0, 1, \dots, d, \quad (\text{AIII. 12})$$

Où : $y(n)$ et $y_{idéal}(n)$ sont respectivement les sorties des filtres idéal et SGF

Ce qui prouve la préservation des moments de la dérivative.

Annexe IV

THESE DE DOCTORAT

BOUCLE DLL EN PRESENCE DU BRUIT

ETUDE & AMELIORATION DES PERFORMANCES DES BOUCLES DE
POURSUITE DE CODE DANS LES RECEPTEURS DE NAVIGATION GALILEO EN
PRESENCE DE TRAJECTOIRES MULTIPLES

KHALED ROUABAH
2009/2010

Annexe IV : Boucle DLL en présence du bruit

A.IV.1. Influence du bruit sur la DLL cohérente

Comme nous l'avons explicité dans le chapitre II de ce travail, nous pouvons supposer que le signal en entrée de la DLL est un signal en bande de base de type PN affecté d'un coefficient d'amplitude caractérisant sa puissance en réception, ainsi que d'un retard de propagation correspondant à la distance satellite-récepteur dans le cas des applications Galileo. Ce signal est perturbé par un terme de bruit blanc gaussien que l'on note $n(t)$.

La modélisation du signal reçu est donc la suivante :

$$S_r(t) = \sqrt{P} p(t - \tau) + n(t) \quad (\text{A.IV.1})$$

Où P est la puissance du signal reçu, et τ le retard de propagation.

Nous avons représenté sur la figure (A.IV.174), le modèle équivalent de la boucle de code cohérente, et cherchons à calculer analytiquement les signaux dans chacune des branches de la boucle afin d'obtenir la tension d'erreur en présence de bruit.

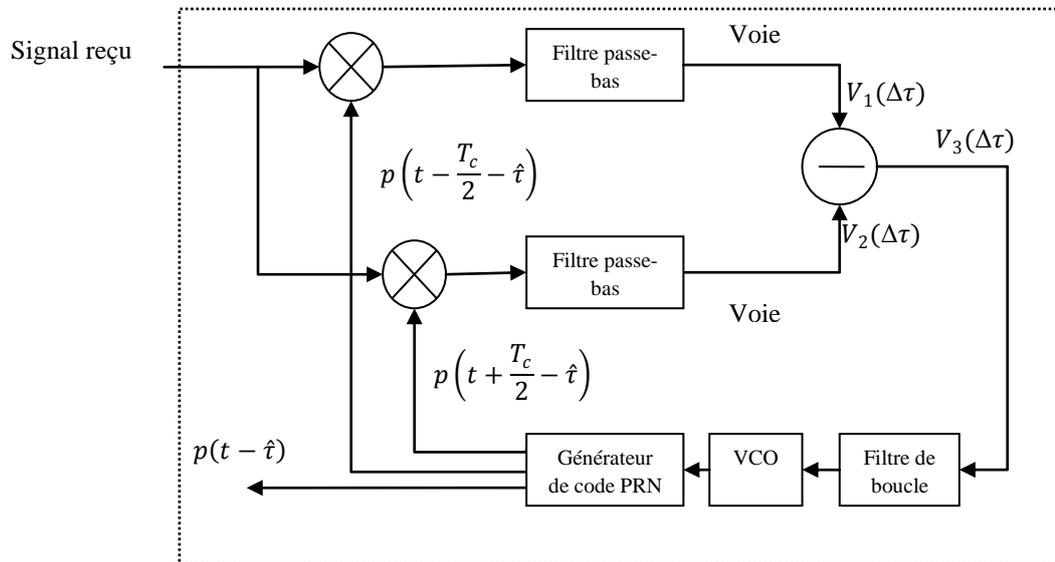


Figure.A.IV.174. Schéma équivalent de la boucle de code cohérente

Sachant que les deux filtres de bras permettant d'obtenir une estimation de la CF du signal PN, les signaux $V_1(t)$ et $V_2(t)$ vont alors s'écrire, si l'on note $b_{LP}(t)$ la réponse impulsionnelle des filtres de bras :

$$V_1(t) = \sqrt{P} R_P \left(-\frac{T_c}{2} - \tau \right) + b_{LP}(t) * \left\{ n(t) p \left(t - \frac{T_c}{2} - \hat{t} \right) \right\} \quad (\text{A.IV.2})$$

$$V_2(t) = \sqrt{P} R_p \left(\frac{T_c}{2} - \tau \right) + b_{LP}(t) * \left\{ n(t) p \left(t + \frac{T_c}{2} - \hat{\tau} \right) \right\} \quad (\text{A.IV.3})$$

Où $\Delta\tau = \tau - \hat{\tau}$. Après soustraction des deux voies, on obtient l'expression du signal d'erreur :

$$V_3(t) = V_2(t) - V_1(t) = \sqrt{P} \left[R_p \left(-\frac{T_c}{2} - \tau \right) - R_p \left(\frac{T_c}{2} + \tau \right) \right] + \\ + h_{LP}(t) * \left\{ n(t) \left[p \left(t - \frac{T_c}{2} - \hat{\tau} \right) - p \left(t + \frac{T_c}{2} - \hat{\tau} \right) \right] \right\} \quad (\text{A.IV.4})$$

Ce qui nous donne, en définissant :

$$N(t) = b_{LP}(t) * \left\{ n(t) \left[p \left(t - \frac{T_c}{2} - \hat{\tau} \right) - p \left(t + \frac{T_c}{2} - \hat{\tau} \right) \right] \right\} \quad (\text{A.IV.5})$$

L'expression :

$$V_3(t) = \sqrt{P} \left[R_p \left(-\frac{T_c}{2} - \Delta\tau \right) - R_p \left(\frac{T_c}{2} - \Delta\tau \right) \right] + N(t) \quad (\text{A.IV.6})$$

Sachant que dans le domaine de fonctionnement linéaire, c'est-à-dire pour $\Delta\tau$ compris entre $-\frac{T_c}{2}$ et $\frac{T_c}{2}$, la tension d'erreur a une pente constante égale à $2/T_c$, l'expression linéarisée de $V_3(t)$ est alors égale, dans ce domaine, à :

$$V_3(t) = 2\Delta\tau/T_c + N(t) \quad (\text{A.IV.7})$$

En adoptant la notation de Laplace, on peut ainsi calculer la fonction de transfert linéarisée en sortie du VCO, qui s'écrit alors :

$$\frac{\hat{\tau}}{T_c} = 2K \frac{G(p)}{P} \left(\frac{\Delta\tau}{T_c} + \frac{N(p)}{2} \right) \quad (\text{A.IV.8})$$

Dans l'équation (A.IV.8), $G(p)$ est la fonction de transfert du filtre de la boucle et $1/p$ celle du VCO. $\Delta\tau$ représente l'erreur commise par la boucle pendant le processus d'estimation du retard du code reçu et K le gain de boucle total. $N(p)$ est la fonction de Laplace associée au processus du bruit $N(t)$. En définissant la fonction de transfert en boucle ouverte de la DLL par :

$$H'(p) = \frac{2K G(p)}{P} \quad (\text{A.IV.9})$$

Nous avons :

$$\frac{\Delta\tau}{T_c} = \frac{H'(p)N(p)}{2(1+H'(p))} + \frac{\tau}{T_c} \left(\frac{1}{1+2K F(p)/P} \right) \quad (\text{A.IV.10})$$

Si l'on définit maintenant la fonction de transfert en boucle fermée de la DLL par :

$$H(p) = \frac{K G(p)}{P+K G(p)} \quad (\text{A.IV.11})$$

Nous obtenons finalement :

$$\frac{\Delta\tau}{T_e} = -\frac{H(p)N(p)}{2} + \frac{\tau}{T_c} (1 - H(p)) \quad (\text{A.IV.12})$$

Ainsi, sachant que τ est constant sur l'intervalle d'observation et que le transfert $1-H(p)$ est du type passe-haut, le second terme de l'équation (A.IV.12) n'aura aucune influence sur la variance de l'erreur de code [7], qui va donc s'écrire :

$$\frac{\sigma_{\Delta\tau}^2}{T_c^2} = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|H(f)|^2 S_N(f)}{4} df \quad (\text{A.IV.13})$$

Où $S_N(f)$ est la densité spectrale de puissance de $N(t)$. On obtient donc finalement, en considérant que la boucle est à bande étroite par rapport au spectre de bruit [7] :

$$\frac{\sigma_{\Delta\tau}^2}{T_c^2} = \frac{B_L}{2} S_N(0) \quad (\text{A.IV.14})$$

Pour calculer (A.IV.13), nous allons donc maintenant utiliser l'expression de $S_N(0)$ démontrée dans [7], pour des codes PN suffisamment longs, de type NRZ et ayant une probabilité de transition égale à 1/2, à savoir :

$$S_N(0) = N_0 |B_{LP}(0)|^2 \quad (\text{A.IV.15})$$

Où $B_{LP}(p)$ est la fonction de transfert des filtres de bras. Ce qui nous donne finalement pour l'expression de la variance de l'erreur et sachant que le signal d'entrée est de puissance P et que $B_{LP}(0) = 1$:

$$\frac{\sigma_{\Delta\tau}^2}{T_c^2} = \frac{N_0 B_L}{2 P} \text{ chip}^2 \quad (\text{A.IV.16})$$

Soit :

$$\sigma_{\Delta\tau} = T_c \sqrt{\frac{N_0 B_L}{2 P}} \text{ secondes} \quad (\text{A.IV.17})$$

Références bibliographiques

THESE DE DOCTORAT

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ETUDE & AMELIORATION DES PERFORMANCES DES BOUCLES DE
POURSUITE DE CODE DANS LES RECEPTEURS DE NAVIGATION GALILEO EN
PRESENCE DE TRAJECTOIRES MULTIPLES

KHALED ROUABAH
2009/2010

Références bibliographiques

- [1] Ramjee, Prasad and Marina, Ruggieri., *Applied Satellite Navigation Using GPS, GALILEO, and Augmentation Systems*. Boston, London : ARTECH HOUSE, 2005.
- [2] Bradford, W Parkinson and James, J Spikler., *Global Positioning System: Theory and applications*. . 1996. s.l. : Spikler. American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996.
- [3] Dale, S A, Daly, P and Kitching, I D., "Understanding signal from GLONASS navigation satellites." [ed.] Chichester Wiley. International journal of satellite communications IJSCEF, ROYAUME-UNI : s.n., 1989, Issue 1, Vol. 7, pp. 11-22.
- [4] Borre, K, et al., *A Software-Defined GPS and Galileo Receiver "A Single-Frequency Approach*. Boston-Basel-Berlin : Birkh auser , 2007.
- [5] Jean-Marc, Piéplu., *GPS et Galileo Systèmes de navigation par satellites*. Paris : EYROLLES, 2006.
- [6] Space, European Commission Enterprise and Industry., *Galileo - What do we want to achieve ?* [En ligne] 8 04 2004. [Citation : Samedi Avril 2010.] http://ec.europa.eu/enterprise/policies/space/galileo/index_en.htm.
- [7] Holmes, J K., *Coherent Spread Spectrum Systems*., New York : John Wiley and Sons, 1982.
- [8] Proakis, John G., *Digital Communications Fourth Edition*. Singapore : McGraw-Hill, 2000.
- [9] Betz, J W and Bedford, Massachusetts., "Binary Offset Carrier Modulations for Radionavigation." NAVIGATION: Journal of The Institute of Navigation, 2002, Issue No. 4, Vol. Vol. 48, pp. 227-246.
- [10] Sergio, Barbedo, et al., "Galileo Services "Industry's Role in Building Galileo Markets"." s.l. : Gibbons Media & Research LLC, September 2006. Inside GNSS 2006.
- [11] DETAIN, Dominique., *Les enjeux de Galileo sont multiples*. s.l. : ESA, 6 décembre 2005. p. 6, Spyworld Actu.
- [12] Fisher, S C and Ghassemi, K., "GPS IIF-the next generation." Proceedings of the IEEE, 2002, pp. 24-47.
- [13] Kaplan, Elliott et Hegarty, Christopher., *Understanding GPS: Principles and Applications; Second Edition*. s.l. : Artech House, 2005.

- [14] Andrew, Dempster., "Galileo GIOVE-A Acquisition and Tracking Analysis with a New Unambiguous Discriminator." New South Wales, Sydney, Australia : International Global Navigation Satellite Systems Society, 4 – 6 December, 2007. IGNSS Symposium 2007. p. 15.
- [15] Rouabah, Khaled, Chikouche, Djamel et Attia, Salim., "Evaluation des Erreurs de Poursuite de Code dans les Récepteurs C/A – GPS et BOC(1,1) – GALILEO en Présence des Multitrajets." Hammamet Tunisia : IEEE, 2007. 4th International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications. p. 7.
- [16] Borre, k., "The galileo signals with emphasis on L1 OS." Portoroz, Slovenia : s.n., August 2006. Proceedings of the 12th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC '06). pp. 2025–2030.
- [17] Liu, L and Amin, M G., "Multipath and Precorrelation Filtering Effect on GPS Noncoherent Early-Minus- Late Power Discriminators." 2005. IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology. pp. 417-422.
- [18] Fernando-D, N, Fernando, M G S et Jose, M N L., "Gating Functions for Multipath Mitigation in GNSS BOC Signals." IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2007, pp. 951-964.
- [19] Elena, S L, Abdelmonaem, L and Markku, R., "Feedforward Delay Estimators in Adverse Multipath Propagation for Galileo and Modernized GPS Signals." EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 2006, p. 19.
- [20] Brown, Alison., "Multipath Rejection through spatial processing." Sep 2000. ION GPS 2000. pp. 19-22.
- [21] Ray, J K, Cannon, M E and Fenton, P., "GPS code and carrier multipath mitigation using a multiantenna system." IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems , 2002, pp. 183 - 195. 10.1109/7.913677 .
- [22] Garin, L and Rousseau, J M., "Enhanced strobe correlator multipath rejection for code and carrier." Kansas City, Mo, USA, : s.n., September 1997. Proceedings of the International Technical Meeting of the Institute of Navigation (ION-GPS '97). pp. 559–568.
- [23] So, H, et al., "Modified High-Resolution Correlator Technique for Short-Delayed Multipath Mitigation." The Journal of Navigation, 2009, Vol. 62, pp. 523-542.
- [24] Braasch, M S., "Performance comparison of multipath mitigating receiver architectures." Big Sky, MT : s.n., 2001. Proc. IEEE Aerospace Conf. Vol. 3, pp. 1309–1315.
- [25] Zahidul H, M H, et al., "Code Tracking Algorithms for Mitigating Multipath Effects in Fading Channels for Satellite-Based Positioning." Hindawi Publishing Corporation EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2008, p. 20.

- [26] Van Dierendonck, A J, Fenton, P and Fo, T J., "Theory and performance of narrow correlator spacing in a GPS receiver ." Journal of the Institute of Navigation, 1992, Issue 4, Vol. 39, pp. 265–283.
- [27] Zhang, Z and Law, C L., "Short-Delay Multipath Mitigation Technique Based on Virtual Multipath." IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, 2005, Vol. 4, pp. 344-348.
- [28] Rouabah, Khaled and Chikouche, Djamel., "Efficient Multipath Mitigation in Galileo Receiver." Bordj Elbahri Algérie : Ex. INITA, 2008. Séminaire sur les Systèmes Numériques Embarqués. p. 5.
- [29] Zhang, Z, Law, C L and Gunawan, E., "Multipath mitigation technique based on partial autocorrelation function." Wireless Personal Communications, April 2005, Issue 1, Vol. 41, pp. 145-154.
- [30] Zhang, Z, Law, C L and Guan, Y L., "BA–POC-Based Ranging Method With Multipath Mitigation." IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2005, Vol. 4, pp. 492-495.
- [31] VanNee, R., "The multipath estimating delay lock loop." 1992. IEEE Second International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSTA 92).
- [32] Matilde, S F, Miguel, A F and Ana, G A., "Performance Analysis and Parameter Optimization of DLL and MEDLL in Fading Multipath Environments for Next Generation Navigation Receivers." IEEE Transactions on Consumer Electronics, Issue 4, Vol. 53, pp. 1302-1308.
- [33] Laxton, M C and DeVilbiss, S L., "GPS multipath mitigation during code tracking. ." 1997. American Control Conference. Proceedings of the 1997; 3. pp. 1429 – 1433.
- [34] Sahnoudi, M and Amin, M G., "Fast Iterative Maximum-Likelihood Algorithm (FIMLA) for Multipath Mitigation in the Next Generation of GNSS Receivers." IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS, NOVEMBER 2008, Issue 11, Vol. 7, pp. 4362-4374.
- [35] Dovis, F, Pini, M and Mulassano, P., "Multiple DLL architecture for multipath recovery in navigation receivers." 2004. Vehicular Technology Conference VTC 2004 Spring IEEE 59th. pp. 2848 – 2851.
- [36] Chang, C L and Juang, , J C., "An Adaptive Multipath Mitigation Filter for GNSS Applications." [ed.] Jonathon Chambers. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, January 5, 2008, Vol. 2008, p. 10. 214815.
- [37] Rouabah, Khaled and Chikouche, Djamel., "GPS/Galileo Multipath Detection and Mitigation Using Closed-Form Solutions ." Mathematical Problems in Engineering, September 3, 2009, Vol. 2009. 106870.

- [38] Chaggara, R, Macabiau, C and Chatre, E., "Using GPS multicorrelator receivers for multipath parameters estimation." Portland, Ore, USA : s.n., September 2002. Proceedings of the International Technical Meeting of the Institute of Navigation (ION-GPS '02). pp. 477–486.
- [39] John, Theo, et al., "The Application of a Multicorrelator Receiver in Bistatic Radar." Sydney, Australia : The University of New South Wales, 2007. IGNSS Symposium 2007. p. 10.
- [40] Rouabah, Khaled, et al., "GPS/Galileo Multipath Mitigation Using First Side Peak of Double Delta Correlator." *Wireless Personal Communications*, s.l. : Spriger, February 2010, Vol. Accepted for publication, p. 12p.
- [41] McGraw, G and Braasch, M., "GNSS Multipath Mitigation Using Gated and High Resolution Correlator Concept." San Diego, CA : s.n., Jan. 25-27, 1999. Proceedings of the US ION NTM. pp. 333-342.
- [42] Kai, Borre, et al., *A Software-Defined GPS and Galileo Receiver A Single-Frequency Approach*. Boston, Basel, Berlin : Birkhauser, 2007.
- [43] Lee, Jhong Sam and Miller, Leonard E., *Handbook of CDMA Systems Design*. s.l. : Artech House, 1998.
- [44] Wilson, Andrew and Detain, Dominique., *Les premiers satellites Galileo Élément de Validation en Orbite de Galileo GIOVE*. Noordwijk : Division Publications de l'ESA. ESTEC, Novembre 2005. ESA.
- [45] Guochang, Xu., *GPS: Theory, Algorithms and Applications*. Berlin : Springer Berlin Heidelberg, 2008.
- [46] Gouzhava, Y G, Korneyenko, V V and Pushkina, I., "GLONASS Status and Development: Assessment of System Pntial For Civils Users." Stockholm, Sweden-Helsinki, Finland : s.n., Oct. 18-22, 1993. Nordik Radionavigation Conference.
- [47] Boykov, V V, et al., "Application of Geodetic Satellites for Solving the Fundamental and Applied Problems." *Geodeziya i Katographia*, November 1993, Vol. 11, pp. 8-11.
- [48] MALICORNE, Marie., *ANALYSE SES PERFORMANCES DE SYSTEMES DE NAVIGATION PAR SATELLITES POUR LES APPLICATIONS EN ENVIRONNEMENT URBAIN*. Toulouse : Ecole Nationale de l'Aéronotique et de l'Espace, 2001. Thèse de doctorat.
- [49] Press, W H, et al., *Numerical Recipes IN C " The art of Scientific Computing" Second Edition*. Cambridge, England : Cambridge Univ. Press., 1992. pp. 650-655.
- [50] Mattos, Philip., "Acquiring sensitivity to bring new signal indoor." *GPS World*, 2004, pp. 28–33.

- [51] Pedrós, Roger Canalda., *GALILEO SIGNAL GENERATION -SIMULATION ANALYSIS -*. Limerick : Department of Computer and Electronic Engineering University of Limerick, April 2009. Master thesis.
- [52] Betz, J W and Goldstein, D B., "Modulation Designs for a Fourth Signal within L1 and L2 Bands." January 2002. Proceedings of The Institute of Navigation's National Technical Meeting.
- [53] Nunes, Fernando D., Sousa, Fernando M. G et Leitão, José M. N., "Multipath mitigation technique for BOC signals using gating functions." ESTEC, Noordwijk : s.n., 2004. 2nd ESA Workshop on Satellite Navigation User Equipment Technologies, NAVITEC.
- [54] Winkel, Jón Ólafur t., *Modelling and Simulating GNSS Signal Structures and Receivers*. Neubiberg : Universität der Bundeswehr München, 2000.
- [55] Betz, J W., "Binary Offset Carrier Modulations for Radionavigation." NAVIGATION: Journal of The Institute of Navigation, Winter : s.n., 2002, Issue 4, Vol. 48.
- [56] Borio¹, Daniele, Letizia, Lo Presti et Paolo, Mulassano., "SPECTRAL SEPARATION COEFFICIENTS FOR DIGITAL GNSS RECEIVERS." Florence, Italy : EURASIP, September 4-8, 2006. 14th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2006). p. 5 .
- [57] Balanis, Constantine A., *Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition. Analysis and Design*. New York, NY. : Wiley & Sons , 2005. p. 1136.
- [58] Dean, Straw R, Cebik, L B et Dave, Hallidy., *The ARRL Antenna Book: The Ultimate Reference for Amateur Radio Antennas, Transmission Lines And Propagation (21st Edition)*. Newington, CT : American Radio Relay League, 2003.
- [59] Hebib, S, et al., "Pyramidal multi-band antennas for GPS/Galileo/ MicroSat application." s.l. : IEEE Antennas and Propagation Society, 2007. Int. Symp.
- [60] Amin, Moeness G. and Sun, Wei., "A Novel Interference Suppression Scheme for Global Navigation Satellite Systems Using Antenna Array." IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, 2005, Issue 5, Vol. 23, pp. 999-1012.
- [61] Jaizki, Mendizabal Samper Samper and Juan, Melendez Lagunilla., *GPS and Galileo: Dual RF Front-end receiver and Design, Fabrication, & Test (Communication Engineering)*. s.l. : McGraw-Hill Professional, 2008.
- [62] Enrique, Rivera Parada, et al., "Design of a GPS and Galileo Multi-Frequency Front-End." Barcelona, Spain : s.n., 26–29 April 2009. 2009 IEEE 69th Vehicular Technology Conference: VTC2009-Spring. pp. 4244-2517.
- [63] Bastide, F, et al., "Automatic gain control (AGC) as an interference assessment tool." Portland, OR : s.n., 2003. 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation. pp. 2042–2053.

- [64] Betz, J W, Fite, J D and Capozza, P T., "Getting to M. Direct Acquisition of the New Military Signal." April 2005. GPS World. pp. 40-46.
- [65] Wim, De Wilde, et al., "New Fast Signal Acquisition Unit for GPS/Galileo Receivers." Manchester : s.n., 7-10 May 2006. ENC GNSS 2006. pp. 1-11.
- [66] Doris, D., *Modélisation des Récepteurs GPS. Applications à l'étude de l'influence des Multitrajets sur les Performances des Récepteurs L1 GPS*. Toulouse : Supaero, Septembre 1997. Thèse de Doctorat. 1332 .
- [67] Daniele, Borio and Letizia, Lo Presti., "Data and Pilot Combining for Composite GNSS Signal Acquisition." [ed.] Hindawi Publishing Corporation. International Journal of Navigation and Observation, 2008, Vol. 2008, p. 12 pages. 10.1155/2008/738183.
- [68] Wallner, S, Avila-Rodriguez and Hein, G W., "Galileo E1 OS and GPS L1C pseudo random codes requirements, generation, optimization and comparison." Toulouse, France : s.n., Octobre 2006. Proceedings of the 1st CNES Workshop on Galileo Signals and Signal Processing.
- [69] Campana, R, et al., *Different Acquisition Algorithms for the Galileo L1 Signal with BOC(1,1) Modulation*. US : Signals and Communication Technology "Springer", 2008.
- [70] Shivaramaiah, Nagaraj C and Dempster, Andrew G., "Analysis of DLL Tracking Performance for GNSS Signals: A Theoretical Framework." Holiday Inn Surfers Paradise, Qld, Australia : s.n., 1 – 3 December, 2009. International Global Navigation Satellite Systems Society IGNSS Symposium 2009. pp. 1-14.
- [71] Boutoille, Stanislas., *Systèmes de fusion pour la segmentation hors-ligne de signaux GPS multi-porteuses*. Université du Littoral Cote d'Opale. 27 mars 2007. p. 187.
- [72] Rouabah, Khaled et Chikouche, Djamel., *Etude et Amélioration des Performances des Récepteurs GPS en présence des Multitrajets*. Sétif : Université de Sétif, 2005. Mémoire de Magister .
- [73] Wei, Wang, Pei, Chen and Chao, Han., "Improved FFT-based algorithm for GPS signal acquisition." Beijing, China : The International Society for Optical Engineering, 2008. Seventh International Symposium on Instrumentation and Control Technology: Optoelectronic Technology and Instruments, Control Theory and Automation, and Space Exploration. Vol. 7129. 10.1117/12.807748.
- [74] Xingxin Gao, G, et al., "Compass-M1 broadcast codes and their application to acquisition and tracking." San Diego, California : s.n., January, 2008. Proceedings of the ION National Technical Meeting.
- [75] , *Giove-A open service signal in space interface control document*. s.l. : First Issue ESA-DEUID-EUINGICD/02703, March 2007. Galileo Project Office,.

- [76] Lachapelle, G and Petovello, M., "Weak Signal Tracking and High-Sensitivity GPS for Indoors." Navtech GPS, September 2005, Vol. 3.
- [77] Mattos, P G., "Acquisition of the galileo OS L1b/c signal for the mass-market receiver." Long Beach, Calif, USA : s.n., September 2005. Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS '05), pp. 1143–1152.
- [78] Mattos, P G., "Galileo L1c—acquisition complexity: cross correlation benefits, sensitivity discussions on the choice of pure pilot, secondary code, or something different ." San Diego, Calif, USA : s.n., April 2006. Proceedings of IEEE/ION Position, Location, and Navigation Symposium (PLANS '06). pp. 845–852.
- [79] Bernhard, Hofmann-Wellenhof, Herbert, Lichtenegger et Elmar, Wasle., *GNSS Global Navigation Satellite Systems: GPS, GLONASS, Galileo, and more*. New york : SpringerWien , 2007.
- [80] Julien, O, Lachapelle, G and Cannon, M E., "Galileo L1 Civil Receiver Tracking Loops' Architecture ." New Orleans, LA : IEEE, 27-30 May 2007 . ISCAS 2007. IEEE International Symposium on Circuits and Systems. pp. 1737 - 1741 .
- [81] Peterson, R L, Ziemer, R E and Borth, D E., *Introduction to Spread Spectrum*. New Jersey : Prentice Hall, 1995.
- [82] Shivaramaiah, Nagaraj and Dempster, Andrew., "Hybrid tracking loop architectures for the Galileo e5 signal." Naples, Italy : s.n., 3-6 May 2009. Proceedings of the ENC-GNSS-2009.
- [83] Hegarty, C., *Evaluation of the Proposed Signal Structure for the New Civil GPS at 1176.45 MHz*. s.l. : The MITRE Corporation, 1999.
- [84] Macabiau, C, et al., "GPS L5 Receiver Implementaion Issues." Portland, OR, USA : s.n., September. 9-12, 2003. Proceedings of the US Institute of Navigation GPS/GNSS. pp. 153-164.
- [85] LEGRAND, Fabrice., *MODELES DE BOUCLE DE POURSUITE DE SIGNAUX A SPECTRE ETALE ET METHODE D'AMELIORATION DE LA PRECISION DES MESURES BRUTES*. Toulouse - France : l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), 2005. Thèse de doctorat.
- [86] Wilde, A., "The Generalized Delay-Locked Loop." *Wireless Personal Communications*, s.l. : Springer Netherlands, 2004, Issue 2, Vol. 8, pp. 113-130. 10.1023/A:1008851125419.
- [87] Abramowitz, M and Stegun, I A., *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*. Washington, D.C : s.n., 1970.

- [88] Shen, Lei, Chen, Fangni and Li, Shiju., "Performance of Coherent Delay Lock Loop in the Presence of CW Interference and Additive Noise." Washington, DC, USA : IEEE Computer Society, 2006. Proceedings of the First International Multi-Symposiums on Computer and Computational Sciences (IMSCCS'06). Vol. 1, pp. 236 - 242.
- [89] Bruce, M., *Modeling and Simulation of GPS Multipath Propagation March 2001*. Australia : The Cooperative Research Centre for Satellite Systems Queensland University of Technology, 2001. PHD Thesis.
- [90] Olivier, Julien., *Design of Galileo L1F Receiver Tracking Loops*. CALGARY : Department of Geomatics Engineering University of Calgary , 2005. PHD Thesis .
- [91] Benjamin Harris, R and Glenn Lightsey, E., "A General Model of Multipath Error for Coherently Tracked BOC Modulated Signals." IEEE JOURNAL OF SELECTED TOPICS IN SIGNAL PROCESSING,, AUGUST 2009, Issue 4, Vol. 3, pp. 682-694.
- [92] MISHRA, Anjali and SHENYBLAT, Len., "Multipath and satellite clock bias error minimization in DGPS based radiolocation." Munich : IEEE, Piscataway NJ, ETATS-UNIS (2000) (Monographie), 17 May 2000. EUROCOMM 2000 : information systems for enhanced public safety and security . pp. 95-99.
- [93] Williams, Jonathan H, Davis, Robert J and Rosario, Eddie N., "Multipath Mitigation Performance of Planar GPS Adaptive Antenna Arrays for Precision Landing Ground Stations ." Salt Lake City, Utah : MITRE Corporation, September 2000. 13th International Technical Meeting of The Satellite Division of The Institute of Navigation . pp. 1-8.
- [94] Stone, Jonathan M, et al., "GPS Pseudolite Transceivers and their Applications." San Diego, California : Stanford University, January 25-27, 1999. ION National Technical Meeting 99. p. 10.
- [95] Zhang, Y et Bartone, C., "Multipath mitigation in the frequency domain." s.l. : IEEE, 2004. Position Location and Navigation Symposium-2004. p. 9.
- [96] Julien, Olivier., *Design of Galileo L1F Receiver Tracking Loops*. CALGARY : UNIVERSITY OF CALGARY, 2005. UCGE Reports PHD Thesis.
- [97] Linde, Fredrik., *Narrow Bandwidth Multipath Detection and Mitigation*. SE : Lulea University of Technology - EISLAB, June 24, 2007. Master Thesis.
- [98] Irsigler, M and Eissfeller, B., "Comparison of multipath mitigation techniques with consideration of future signal structures." Portland, Ore, USA : s.n., September 2003. Proceedings of the International Technical Meeting of the Institute of Navigation (ION-GPS/GNSS '03). pp. 2584–2592.
- [99] Lee, C, et al., "A novel multipath mitigation scheme based on slope differential of correlator output for Galileo systems." [éd.] Korea, Phoenix Park. Phoenix Park, Korea : s.n.,

February 2006. Proceedings of the 8th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT '06). Vol. 2, pp. 1360–1363.

[100] Townsend, B R and Fenton, P., "A practical approach to the reduction of pseudorange multipath errors in a L1 GPS receiver." Salt Lake City, Utah, USA : s.n., 1994. Proceedings of the 7th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION-GPS '94). Vols. 1, pp. , , September, pp. 143–148.

[101] Jason, Jones, Pat, Fenton et Brian, Smith., *Theory and Performance of the Pulse Aperture Correlator*. Calgary, Alberta, Canada : s.n., September 2004. Tech. Rep., NovAtel,.

[102] Zahidul H, Mohammad, Elena Simona, Bhuiyan and Renfors, Markku., "Code Tracking Algorithms for Mitigating Multipath Effects in Fading Channels for Satellite-Based positioning." EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2008, Vol. 2008, p. 17 Pages.

[103] Sahmoudi, Mohamed and René, Jr Landry., "Multipath Mitigation Techniques Using Maximum-Likelihood Principle." November/December 2008. InsideGNSS. p. 29.

[104] Patrick, C and Fenton, Jason Jones., "The Theory and Performance of NovAtel Inc.'s Vision Correlator ." Long Beach, CA : s.n., 2005. ION GNSS 2005. p. 9.

[105] Matilde, S F, Miguel, A F and Ana, G A., "Performance Analysis and Parameter Optimization of DLL and MEDLL in Fading Multipath Environments for Next Generation Navigation Receivers." IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2007, Issue 4, Vol. 53, pp. 1302-1308.

[106] Rouabah, Khaled and Chikouche, Djamel., "ETUDE COMPARATIVE DES PERFORMANCES DE LA STRUCTURE MULTI – DLL AVEC LES STRUCTURES MEDLL et MRDLL." Yasmine Hammamet Tunisia : ISIVC06 - SUPCOM, September 13-15, 2006a. ICIVC06rd International Symposium on Image/Video Communications over fixed and mobile networks.

[107] VanNee., "The Multipath Estimating Delay Locked Loop Approaching Theoretical Accuracy Limits." Las Vegas, Nevada : s.n., April 1994. IEEE Position, Location and Navigation Symposium.

[108] Lawrence, R Weill., "Multipath Mitigation Using Modernized GPS Signals: How Good Can it Get?" Portland, Oregon, USA : s.n., 2002. Proceedings of ION GPS.

[109] KONG, NING, et al., "Rake receiver performance for CDMA downlink." Los Angeles CA , ETATS-UNIS : IEEE, Piscataway, New Jersey, ETATS-UNIS (2004) (Monographie), 2004. VTC 2004 Fall (proceedings) = 60th Vehicular Technology Conference IEEE VTS Fall 60th Vehicular Technology Conference. pp. 2344-2348.

[110] Koichi, ITO, et al., "A Fingerprint Matching Algorithm Using Phase-Only Correlation." IEEE Transactions. FUNDAMENTALS, March 2004, Issue 3, Vols. E87-A, pp. 682-691.

- [111] Kenji, TAKITA, et al., "High-Accuracy Subpixel Image Registration Based on Phase-Only Correlation." ICICE Transactions. Fundamentals, August 2003, Issue 8, Vols. E86-A, pp. 1925-1935.
- [112] Ito, K, et al., "Medical image registration using Phase-Only Correlation for distorted dental radiographs." Dec. 2008. Pattern Recognition, 2008. ICPR 2008. pp. 1-4.
- [113] Katarzyna, Chalasinska Macukow, et al., "Performance of the pure phase-only correlation method for pattern recognition (Proceedings Paper)." 27 December 1990. Optical Information Processing Systems and Architectures II - Proceedings of SPIE. pp. 262-273.
- [114] Hill, L and Vlachos, T., "Motion measurement using shape adaptive phase correlation." IET Electronics Letters, 2001, Issue 25, Vol. 37.
- [115] Kuglin, C and Hines, D., "The phase correlation image alignment method." New York : s.n., 1975. Proc. IEEE Int Conf. Cybernetics and Society. pp. 163–165.
- [116] Horner, J L and Bartelt, H O., "Two-bit correlation." Applied Optics, September 1985.
- [117] Olivier, Rabaste et Thierry, Chonave., "Estimation of Multipath Channels With Long Impulse Response at Low SNR via an MCMC Method." IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, APRIL 2007, Issue 4, Vol. 55, pp. 1312-1325.
- [118] Luo a, J, et al., "Properties of Savitzky–Golay digital differentiators." Digital Signal Processing , s.l. : Elsevier, 2005, Vol. 15, pp. 122–136.
- [119] Luo, J, Ying, K et Bai, J., "Savitzky–Golay smoothing and differentiation filter for even number data." Signal Processing, s.l. : Elsevier, 2005, Vol. 85, pp. 1429–1434.
- [120] Wu, J and Dempster, A G., "Applying a BOC-PRN discriminator to cosine phased BOC(fs, fc) modulation." ELECTRONICS LETTERS, 18th June 2009, Issue 13, Vol. 45, p. 2.
- [121] Agency, European Space., "Galileo Open Service. Signal in Space Interface Document. OS SIS ICD." *European Space Agency/European GNSS Supervisory Authority*. [Online] 2008. [Cited: 04 09, 2009.] <http://www.gsa.europa.eu/go/galileo/os-sis-icd/> galileo-open-service-signal-in-space-inter.
- [122] Papoulis, A., *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes, Second Edition*. NY : McGraw-Hill, 1984.
- [123] Betz, J. W., "Effect of Partial-Band Interference on Receiver Estimation of C/N0: Theory,." January 2001. Proceedings of The Institute of Navigation's National Technical Meeting.
- [124] Orfanidis, , S J., *Introduction to Signal Processing*. Englewood Cliffs, NJ : Prentice Hall, 1996.

[125] Betz, J W., "Systems, Signals and Receiver Signal Processing." Navtech GPS, September 2006, Vol. 3.

[126] Betz, J. W., "The Offset Carrier Modulation for GPS." s.l. : ION NTM, January, 1999. Proceedings of The Institute of Navigation's National Technical Meeting. pp. 639–648.

Abstract

The applications of the satellite navigation systems are much diversified and GALILEO system must take into account all this large applications. Among all these applications, navigation in urban environment seems to be one of the most important.

The assumption is made that an urban user needs an availability of 99.5% for a horizontal precision better than 10 meters. The constraining conditions of urban environment do not make always possible the calculation of the position of the user with the desired degree of accuracy.

In reality, the urban environment is characterized by the presence of a large number of obstacles which produce Multipath. It is thus important to precisely characterize the performances for this type of application.

In this thesis we will study the Multipath phenomenon and its influence on the tracking of civilian Galileo signals. We present more precisely, the turbulence of the DLL tracking loop. We hence describe the most popular and most recent techniques leading to the minimization of the influence of the Multipath. After the implementation of these techniques, we propose three efficient techniques to improve the performances. The first one is based on the Binary Asymmetric phase only correlation. Using the aforementioned scheme, the MP induced bias can be efficiently reduced. Thus, it results in a high accuracy in GNSS positioning. The second method that we propose is a closed form solution for estimating all the components of Multipath signals. The latter will be thereafter subtracted from the composite received signal to track only the direct path. According to the computer simulation results, it is obvious that our proposed method is a solution for obtaining high performance in the estimation and mitigation of MP signals and thus it results in a high accuracy in GNSS positioning. The last proposed method is based on the use of first side peaks of Double Delta Correlator in combination with Savitzky-Golay filter. The obtained results show that the proposed scheme gives better performance over existing correlation-based schemes.

Keywords: Galileo, GPS, Multipath, Mitigation, BOC, MEDLL, DLL.

ملخص

إن تطبيقات الملاحة بأنظمة الأقمار الاصطناعية (Satellite) قد تطورت و توسعت كثيرا و انضم قالييو (Galileo) يجب ان يأخذ بعين الاعتبار كل هذه التطورات و التقدم . من بين هذه التطبيقات الملاحة في المناطق السكنية تعتبر من أولى الأولويات بالنسبة لهذه الأنظمة الجديدة. المتطلبات تقترض وجود تغطية بنسبة 99.5 بالمائة للحصول على دقة أفقية تقارب العشرة أمتار.

إن الظروف المركبة و المكونة للمناطق السكنية تجعل من الصعب الحصول دائما على حساب الموقع بالنسبة لأي مستعمل بدرجة الدقة المطلوبة. في الحقيقة البيئة العمرانية تتميز بوجود عدد كبير من الأجسام المعيقة و التي تنتج إشارات متع ددة المسارات لذلك فمن المهم جدا تمييز أداء تطبيق أنظمة تحديد المواقع بالأقمار الاصطناعية.

في هذا الأطروحة سنقوم بدراسة ظاهرة إشارة متعدد المسارات وتأثيره على تعقب إشارات غاليليو ذات الاستعمال المدني . سنقدم بتوضيح أحسن, الاضطراب التي تمس أكثر جهاز حساب التأخر الزمني و بالتالي سنقوم بوصف وتوضيح كثير التقنيات الأخيرة الأكثر شعبية و التي نقود إلى التقليل من تأثير إشارات متعدد المسارات على حسابات تحديد المواقع قالييو. الطريقة الثالثة التي نقترحها لمعالجة مشكلة متعدد المسارات هي استعمال تقنية دالة قياس التشابه المزدوجة بالاشتراك مع مصفاة سافيتسكي- قولاي (Savitzky-Golay).

بعد دراسة ه ذه التقنيات و تطبيقها نقترح ثلاثة تقنيات جديدة و فعالة. الأولى أسست بالاعتماد على صفحة معادلة قياس التشابه بين الإشارات (BA-POC). باستعمال ه ذه التقنية نستطيع التقليل بفعالية من تأثيرات متعدد المسارات في حساب المواقع . الطريقة الثانية التي نقترحها هي جمل من معادلات ذات حلول مباشرة لإجراء حسابات تقريبية ل عناصر إشارات متعدد المسارات. بعدها نقوم بطرح متعدد المسارات من الإشارة المركبة و نقوم بهذا الأسلوب بتعقب فقط الممر المباشر. كل التجارب التي قمنا بها و النتائج المتحصل عليها عن طريق أجهزة الكمبيوتر , توضح أن التقنية المقترحة تمثل حلا حقيقيا لل تخفيف من تأثيرات إشارات متعدد المسارات و بالتالي يمكن الحصول على حسابات دقيقة باستعمال هذه التقنية. النتائج المتحصل عليها توضح بان هذه التقنية الأخيرة المقترحة تعطي فعالية اكبر من التقنيات الأصلية.

كلمات مفتاحية: قالييو, جيس, متعدد المسارات, تخفيف, بوك, مؤدل, دلال