



Remerciement :

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

En second lieu, nous tenons à remercier notre promotrice Mme **DEHOUCHE**, pour son encadrement, sa disponibilité, ses précieux conseils, son encouragement et son aide durant, toute la période du travail.

Nous remercions aussi, professeur **K. BENACHENHOU** pour sa disponibilité et son aide qui nous a été très utile.

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

Enfin, nous tenons également à remercier toutes les personnes, qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail que ce soit en nous aidant, nous encourageant ou nous montrant simplement la voie.

Dédicace

(BENAOUDA Abdelkader)

A mes parents qui m'ont donné la chance de vivre, qui m'ont aidé avec tout ce qu'ils
pouvaient

A tous ceux qui m'ont fait de moi ce que je suis.

A toutes les personnes qui m'ont aidé ou inspiré pendant le travail.

A maman, je lui souhaite un bon rétablissement, que dieu la bénisse et la garde pour
moi.

A ma sœur Hanene, et pour ses histoires

A ma grand-mère, ma grande sœur ainsi que son époux, et à mon petit frère Yacine.

A ma chère amie Hasna

A tous mes amis, Mounir, Ziri, Cherif, Rafik, les deux Adel, mon voisin Yacine,
Hamou, mohamed, hichem, Madjid, et Adel notre médecin.

A tous mes collègues, Hamid, Fouad, Stam, Fayez, Khaled, Salim, Walid et biensur
Hichem

A ma meilleure découverte : Miloud pour commencer, Mohamed, Zaraki, malek, et
Aziz, shine on brothers.

A Sabrina.

Dédicace

(MOULOUD Abdelhamid)

A toi mon père, aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que vous avez consenti pour mon instruction et mon bien être.

A toi ma mère, ma chère, ma précieuse et ma femme préférée, merci pour tout le soin, les sacrifices, les nuits, les efforts que t'a donnée pendant tous ces années merci pour l'amour, le soutien et la présence. Que dieu te protégera maman et te donnera le bonheur le long de ta vie.

A ma grande sœur Khadija qu'elle me manque beaucoup, a son marie Azzedine, et spécialement les deux anges Abderrahmane et Marwa.

A ma deuxième grande sœur la merveilleuse femme que j'ai découverte bien tard je vous remercie de votre patience et compréhension.

A mes deux chères petits frères Abderrahmane et Mohamed je vous souhaite plus de progrès de succès et de bonheur au future.

A tous les personne qui ont aidé de prêts ou de loin à rendre ce travail possible.

A mes amis, mes frères, d'abord le plus précieux Slimane merci pour tout ce que t'as fait pour moi pour réussir, A toi Riyad, Amine toumi mon frère, Amine tennah, Madani, Hamza, Adel, Mohamed et Mohamed, et une dédicace spéciale pour mon frère et mon voisin dans le paradis Bilal.

A tous mes collègues, d'abord mon binôme et mon frère Abdelkader, Fouad, Nasro, Stam, Faiz, Moncef, Khaled, Miloud, Salim, Hamza, Mohamed, Walid, Hichem, Djamel sans oublier toute l'équipe de CS 1.6 de R23.

A mes chefs d'atelier Meliani, Dai, et sans oublier mon oncle Idir qui m'ont donné l'espace et le soutien pour accomplir mon travail.

A la femme qui a tout sacrifié pour mon bonheur, à ma très chère Zeynep.

ملخص :

الـ GPS هو نظام عالمي لتحديد المواقع بواسطة الأقمار الصناعية ، يغطي هذا النظام سطح الأرض بشكل كامل حيث يوفر معلومة الموقع بشكل دائم للمستقبلين على سطح الأرض. تصنف المنظمة العالمية للطيران المدني نظام تحديد المواقع العالمي على أنه نظام ملاحه ثانوي و ذلك بسبب دقته التي تعتبر إلى حد الآن غير كافية لضمان عمله بشكل آمن أثناء الطيران. تعتبر إشارة L5 من أهم التحسينات في نظام تحديد المواقع في إطار تجديده ، حيث صممت لدعم دقته في المجال المدني. في إطار العمل المقدم، قمنا بدراسة إشارة L5 إضافة إلى عملية توليد شفرة الخاص به و اختبار عدة الازك تساب عليه مع تقييم أداء كل منها فيما يخص احتمال الكشف. إن استعمال قناتين على التعاكس لبث إشارة L5 بحيث أن القناة الأولى مخصصة لبث معلومات الملاحه و الثانية عبارة عن قناة قائدة يعطي تحسن كبير من حيث الازك تساب التتبع بالإضافة إلى الكشف. إن محاكاة ظرف الأخطاء يبين التحسن المحقق الذي حققته إشارة L5 لحل مشكلة الإشارات المستقبلية من جهات متعددة بالمقارنة مع إشارة L1.

Résumé :

Le GPS est un système de positionnement par satellite, il a une couverture sur tout le globe terrestre et il fournit la position pour les récepteurs d'une façon continue, néanmoins, sa précision est limitée. Le signal L5 est considéré comme une majeure amélioration au système dans le cadre de sa modernisation, il est conçu pour améliorer la performance pour les utilisateurs civils. Dans notre travail, nous avons étudié le signal L5, l'application de plusieurs types d'acquisition, tout en évaluant leurs performances. La simulation de l'enveloppe d'erreurs montre aussi l'amélioration pour la réduction de l'effet des multi trajets dans le signal L5 en comparaison avec le signal L1.

Abstract :

The GPS is a positioning system, it has a cover on all the whole terrestrial sphere and it provides the position for the receivers in a continuous way, nevertheless, its precision is limited. The L5 signal is regarded as a major improvement with the system in its modernization, it is conceived to improve the performance for the civil users. In our work, we studied the signal L5, the application of several types of acquisition, while evaluating their performances. The simulation of the envelope of errors shows also the improvement for the reduction of the effect of multi paths in the L5 signal in comparison with the L1 signal.

TABLE DES MATIERES

Remerciement	i
Dédicace	ii
Résumé	iii
Table des matières	iv
Liste des acronymes	v
Liste des figures	vi
Liste des tableaux	vii
Introduction générale	viii
Chapitre I : Introduction au système de positionnement par satellites GPS	16
I.1. Introduction	17
I.2. Le système de positionnement par satellite GPS	17
I.2.1. Le principe du positionnement par satellites	17
I.2.2. Description du système GPS	18
I.2.2.1. Segment spatial	18
I.2.2.2. Segment sol	21
I.2.2.3. Segment utilisateur	21
I.2.3. Signaux et données	22
I.2.4. Code pseudo-aléatoire (PRN)	23
I.2.5. Code C/A	23
I.2.6. Propriétés de corrélation	26
I.2.7. Transmission par spectre étalé	17
I.3. Architecture des récepteurs GPS	30

1.3.1. La chaine de réception radiofréquence	30
1.3.2. Etage d'acquisition	31
1.3.2.1. Méthode d'acquisition par recherche série	32
1.3.2.2. Acquisition par recherche Parallèle sur la fréquence	33
1.3.2.3. Acquisition par recherche Parallèle sur la phase du code	33
1.3.3. Poursuite des signaux GPS	35
1.4. Conclusion	37

Chapitre II : Etudes du signal L5 **38**

II.1. Introduction	39
II.2. Modernisation du GPS	39
II.2.1. Nouveaux signaux GPS pour les utilisateurs civils	40
II.2.2. Améliorations au niveau du segment spatial	40
II.2.3. Améliorations au niveau du segment de contrôle	41
II.2.4. Prévisions pour la modernisation	41
II.3. Génération du signal L5	41
II.3.1. Porteuse de signal L5	41
II.3.2. Les Codes PRN du signal L5	42
II.3.3. Données de navigation	47
II.3.4. Séquences de Neuman-hofman	48
II.4. Le spectre du code L5	50
II.5. Conclusion	51

Chapitre III : Les méthodes d'acquisition du signal L5 **52**

III.1 Introduction	53
III.2. Acquisition du signal L5 sur un canal unique	53

III.2.1. Acquisition cohérente	54
III.2.2. Acquisition non cohérente	56
III.2.2.1. Modélisation analytique	56
III.2.2.2. Simulation et résultats	59
III.2.3. Acquisition avec intégration	61
III.2.3.1. Modélisation analytique	62
III.2.3.2. Simulation et résultats	62
III.3. Acquisition du signal en combinant les deux canaux	66
III.3.1. Combinaison non cohérente de canal	66
III.3.1.1. Modélisation analytique	66
III.3.1.2. Simulation et résultats	68
III.3.2. Combinaison cohérente des canaux avec récupération de signes	70
III.3.2.1. Modélisation analytique	70
III.3.2.2. Simulation et résultats	73
III.4. Comparaison générale entre les méthodes réalisées	75
III.4 Conclusion	77

Chapitre IV : Modélisation de l'enveloppe d'erreurs du signal L5 **78**

IV.1. Introduction	79
IV.2. L'effet des multi trajets à l'étage de poursuite	79
IV.3. Modélisation mathématique de l'enveloppe d'erreurs	80
IV.4. Simulation de l'enveloppe d'erreurs	89
IV.5. Conclusion	91

Conclusion **92**

Références **93**

Liste des abréviations

BPSK : Bi-Phase Shift Key

C/A : Coarse Acquisition

CAF : Cross Ambiguity Function

CDMA : Code Division Multiple Access

dB- Hz : décibel hertz

dBW : décibel watt

DLL : Delay Lock Loop

DS-CDMA : direct sequence – code division multiple access

LFSR : Linear Feedback Shift Register

LNA : low noise amplifier

MHz : méga hertz

NAVSTAR : Navigation Satellite Timing and Ranging

NH : Neuman-hofman

P(Y) : Precision Code

PLL : Phase Lock Loop

PRN : Pseudo Random Noise

QPSK : *Quadrature phase-shift keying*

SA : selective availibily

UTC : Universal Time Coordinat

Liste des figures

Figure I.1: Principe de positionnement par satellites d'un récepteur.....	18
Figure I.2: Satellites GPS en Orbite.....	19
Figure I.3 : Prototypes des nouveaux satellites (a) Satellites GPS :Block IIR-M; (b) Satellites GPS :Block IIF.	20
Figure I.4: Prototypes des anciens satellites.....	20
Figure I.5 : Infrastructure sol. Stations de commande et contrôle du système GPS.	21
Figure I.6 : Générateur de code C/A.	24
Figure I.7 : Propriété d'autocorrélation du code PRN(1).	26
Figure I.8 : Propriété d'intercorrélacion entre PRN(1) et PRN(2).	27
Figure I.9 : Principe de l'étalement de spectre.	28
Figure I.10 : Schéma Bloc d'un Récepteur GPS.	29
Figure I. 11 : Chaîne de réception radiofréquence.....	30
Figure I.12 : Schéma bloc de l'acquisition par recherche Série.	32
Figure I.13 : Schéma bloc de l'acquisition par recherche Parallèle sur la fréquence.	33
Figure I.14 : Schéma bloc de l'acquisition par recherche Parallèle sur la phase du code.....	33
Figure I.15 : Sortie de l'acquisition par recherche Parallèle sur la phase du code. (a) Satellite #1 n'est pas visible. (b) Satellite #1 est visible (présence du pic).	34
Figure I.16 : Schéma de principe de la démodulation des données.	35
Figure II.1 : Génération des codes PRN L5.	45
Figure II.2 : Configuration du générateur du registre à décalage XA.....	46
Figure II.3 : Configuration du générateur du registre à décalage.....	46

Figure II.4 : les phases relatives entre les séquences de XA et XB.....	47
Figure. II.5 : L'auto corrélation d'un code I5.....	49
Figure. II.6 : L'auto corrélation d'un code Q5.....	49
Figure. II.7 : Densité spectrale de puissance normalisée du code C/A et L5.....	50
Figure III.1 : Schéma d'acquisition cohérente.....	55
Figure III.2 : Schéma d'acquisition non cohérente.....	56
Figure III.3 : Probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausse alarme pour plusieurs C/N_0	60
Figure III.4 : Probabilité de détection en fonction de C/ N_0	60
Figure III.5 : Résultat de l'acquisition non cohérente.	61
Figure III.6 : Schéma d'acquisition avec intégration non-cohérente.....	61
Figure III.7 : Probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausse alarme pour plusieurs C/N_0	63
Figure III.8 : Probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausse alarme pour plusieurs C/N_0	63
Figure III.9 : Probabilité de détection en fonction de C/ N_0	64
Figure III.10 : Probabilité de détection en fonction de C/ N_0	64
Figure III.11 : Résultat de l'acquisition avec 2 intégrations non cohérentes.	65
Figure III.12 : Résultat de l'acquisition avec 3 intégrations non cohérentes.....	65
Figure III.13 : Combinaison non cohérente du canal.....	66
Figure III.14 : Probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausse alarme pour plusieurs C/N_0	68
Figure III.15 : Probabilité de détection en fonction de C/ N_0	69
Figure III.16 : Résultat de l'acquisition avec combinaison non cohérente.	69

Figure III.17 : Combinaison cohérente des canaux avec récupération de signes.....	70
Figure III.18 : Probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausse alarme pour plusieurs C/N_0	73
Figure III.19 : Probabilité de détection en fonction de C/ N_0	74
Figure III.20 : Résultat de l'acquisition cohérente avec récupération des signes.	74
Figure III.21 : Comparaison des probabilités de détection en fonction de la probabilité de fausse alarme à un $CN_0= 36$ dB-Hz.....	76
Figure III.22 : Comparaison des probabilités de détection e fonction de CN_0	76
Figure IV.1 : Pic de corrélation du code C/A déformé par le multi trajet.....	80
Figure. IV.2 : Le biais au niveau du discriminateur.....	81
Figure IV.3 : Structure de la DLL.....	82
Figure IV.4 : Structure d'une DLL cohérente.....	83
Figure IV5 : Les fonctions de corrélation.....	84
Figure IV.6 : Décalage du zéro du discriminateur.....	86
Figure IV.7 : L'enveloppe d'erreurs en fonction du retard associé au multi trajet.....	88
Figure IV.8 : L'enveloppe d'erreurs pour le code C/A.....	89
Figure IV.9 : L'enveloppe d'erreurs pour le code L5.....	90
Figure IV.10 : Comparaison des enveloppe d'erreur pour les codes C.A et L5.....	90



Liste des tableaux

Tableau I.1 : Assignment des codes C/A pour les satellites GPS.....	25
Tableau II.1 : Attribution des phases des codes.....	43
Tableau II.2 : Propriétés d'isolation du code L5.....	48
Tableau IV.1 : Les différentes plages du retard du multi trajet associées à la fonction de corrélation.....	85

Introduction générale :

Le GPS (Global Positioning System) est un système de géo localisation qui assure la fonction de la navigation et de positionnement, en utilisant une constellation de satellites en orbite autour du globe terrestre ainsi que des récepteurs pour les utilisateurs, capables de recevoir, décoder et utiliser les signaux GPS, civils qu'ils soient ou militaires . La navigation par satellite est le moyen de navigation le plus utilisé et le plus commercialisé au temps actuel, grâce à son efficacité. Dans le domaine de la navigation aérienne, la navigation par satellite permet une autonomie pour les avions. Le GPS est considéré comme un moyen secondaire de navigation aérienne en aéronautique à cause de son manque d'intégrité, de précision et de continuité de service, il n'est pas certifié pour l'atterrissage par l'OACI.

. Le GPS fut le premier système conçu pour répondre aux besoins de la navigation et de positionnement, et est actuellement le seul système mondial de positionnement, néanmoins au bout de ces dernières années, il se voit limité. Avec le temps, l'évolution continue de la technologie, la dégradation volontaire du signal, la précision limitée, sont des facteurs poussant à sa modernisation. De plus, l'ère de la monopolisation du monde de la navigation par satellites par le GPS est sur le point de disparaître, puisque d'autres pays sont en phases de développement de leurs propres systèmes. La Russie dispose déjà de son système GLONASS, l'Inde se propose de développer son système régional IRNSS et la Chine se prépare à lancer les premiers satellites de son système régional BEIDOU et l'Europe développe son propre système Galileo. Face à ces facteurs, la modernisation restera l'unique issue pour les américains, pour pouvoir garder leur système dans le monde du positionnement et de la navigation par satellite.

La modernisation portera essentiellement sur de nouveaux signaux plus robustes et fiables. La stratégie de modernisation est constituée de plusieurs éléments, pour les utilisateurs civils la première étape vers la modernisation a eu lieu le 1^{er} Mai 2000 par la désactivation de la source d'erreur intentionnelle nommée « Selective availability », ceci a optimisée la précision cinq fois pour les utilisateurs civils. La modernisation touchera aussi les signaux du GPS, des signaux civils supplémentaires sont envisagés, à savoir ; le signal L2C dans sur la fréquence L2 et un nouveau signal appelé L5. Pour les militaires, un nouveau code militaire (M-code) sera transmis sur les deux fréquences L1 et L2. Nous nous intéressons dans ce travail au signal L5.


Les satellites GPS sont aussi une partie importante dans la stratégie de modernisation. Une nouvelle génération de satellites (block III) a été développée pour répondre aux exigences des utilisateurs militaires et civils jusqu'à 2030. Le dernier élément dans le plan de la modernisation est de mettre à jour le segment de contrôle de système GPS et ses installations.

La modernisation du GPS offrira alors plusieurs solutions pour les problèmes proposés de la première conception, que ce soit au niveau du segment spatial, les nouveaux signaux proposés ou bien le segment utilisateurs. Cette modernisation a commencé à porter ses fruits dernièrement avec le signal L5, en effet, depuis le 28 juin 2010 le premier satellite du block IIF transmet le nouveau signal L5. Ce signal a été conçu pour améliorer la performance du GPS pour les utilisateurs civils, en offrant à la navigation aérienne une solution pour les limites du GPS dans les premiers signaux.


Le signal L5 est un signal conçu pour fournir plus de précision aux utilisateurs civils du GPS, sa structure se caractérise par plusieurs points intéressants, la cadence de ses codes qui est dix fois plus que celle de l'ancien code C/A, puis le signal L5 fait partie de la famille des nouveaux signaux GNSS (Global Navigation Satellite System), il se compose de deux voies, la première en phase qui contient les données de navigation nommé canal de données, et la deuxième en quadrature de phase appelé le canal pilote dépourvu de données.

L'avantage d'avoir cette structure de double canal, se voit essentiellement au niveau de l'étage d'acquisition. En effet, le fait d'avoir les canaux pilote et données laisse le champ de développer des techniques d'acquisition très vaste, des techniques inexistantes sur l'ancienne structure du GPS. Nous portons intérêt à ce point, nous définissons plusieurs méthodes d'acquisition, que ce soit sur canal unique ou sur double canaux et des possibilités de combiner les deux canaux (de manière cohérente ou non cohérente).

Nous nous intéressons par la suite à l'étage de poursuite du signal L5, cet étage souvent affecté par les multi trajets. Un multi trajet se produit quand un signal n'arrive pas directement du satellite au récepteur, mais après réflexion sur des obstacles, ce phénomène affecte la poursuite du code, en réduisant la précision du système. Les erreurs de multi trajet sont connues difficiles à corriger et constituaient un sérieux problème dans la structure du signal L1. Nous modélisons l'enveloppe d'erreurs, qui étudie la variation de l'erreur des multi trajet sur une certaine distance, la simulation de cette enveloppe nous aidera à faire la comparaison entre les deux signaux L1 et L5.



Ce mémoire sera organisé suivant quatre chapitres. Le premier chapitre sera dédié à une description générale du système de positionnement par satellites GPS, ses différents segments, la génération de ses signaux ainsi que l'architecture d'un récepteur GPS classique. Ces généralités bien connues au pare avant mais nous les avons jugé utiles pour introduire notre travail. Conclu par quelques limites du code C/A, la modernisation s'impose. Le deuxième chapitre porte sur la modernisation du système GPS, les différents segments touchés par cette modernisation, les nouveaux signaux proposés, pour les utilisateurs civils et militaires, puis notre étude se focalise sur l'étude du signal L5 puisque c'est le thème de notre travail, toutes ses caractéristiques seront élaborées, la génération de ses codes est détaillée. Le chapitre se termine par une comparaison entre les codes L5 et le code classique C/A en termes de fonction de corrélation et d'occupation spectrale. En dernier lieu, nous portons notre intérêt à l'étage de poursuite du signal L5 et ceci en modélisant l'enveloppe d'erreurs matérialisant les erreurs des multi trajets, cette enveloppe sera comparée avec celle du code C/A.



Chapitre I :

Introduction au système de
positionnement par satellites
GPS

I.1 Introduction :

La navigation par satellites occupe actuellement une importante place dans le domaine de la navigation aérienne, et constituera certainement une importante issue pour un avenir doté de performances meilleures à savoir l'exactitude, l'intégrité et la continuité du service, dans le but de préserver l'objectif principal qui est la sécurité.

Le GPS (Global Positioning System) fut le premier système conçu pour répondre à ces besoins, et est actuellement le seul système mondial de positionnement, la Russie dispose de son système GLONASS, l'Inde se propose de développer son système régional IRNSS et la Chine se prépare à lancer les premiers satellites de son système régional BEIDOU et l'Europe développe son propre système Galileo.

Le GPS est un moyen de navigation par satellites qui permet la géolocalisation des récepteurs à l'aide de sa couverture sur tout le globe terrestre, ce système de positionnement est le fruit d'une cinquantaine d'années de recherche et de développement.

Dans ce premier chapitre nous allons présenter le GPS, son principe de fonctionnement, la structure de son signal en expliquant ses différentes composantes et des différentes méthodes d'acquisition ainsi que la poursuite de ses signaux.

I.2. Le système de positionnement par satellite GPS :

I.2.1. Le principe du positionnement par satellites :

Pour qu'un système de positionnement par satellites fonctionne correctement, il faut qu'il y ait une constellation de satellites en orbites autour de la terre, chaque satellite doit diffuser en permanence un signal vers les zones visibles de la terre tout en donnant sa position précise dans l'espace qui sera reçu au niveau des récepteurs utilisateur.

Ce dernier doit recevoir les signaux provenant des satellites et mesurer la distance qui les sépare pour pouvoir calculer sa position en combinant ces dernières mesures avec les informations de position de chaque satellite et qui sont diffusées dans le signal

La figure I.1 illustre ce principe de fonctionnement :

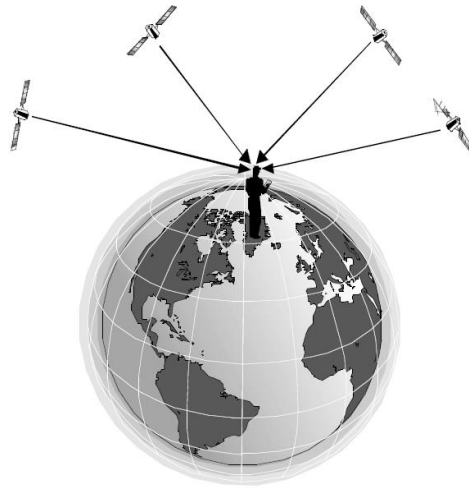


Figure I.1: Principe de positionnement par satellites d'un récepteur.

I.2.2. Description du système GPS :

Le système GPS est composé de trois segments :

- **Le segment spatial :** il est constitué d'un ensemble de satellites évoluant en orbite autour de la terre.
- **Le segment sol ou segment de contrôle :** comporte une infrastructure de pilotage et de surveillance des satellites en orbite.
- **Le segment utilisateur :** constitué de l'ensemble des utilisateurs civils et militaires recevant et tirant profit des signaux diffusés par les satellites.

I.2.2.1. Segment spatial :

Le segment spatial est constitué actuellement d'une constellation de 24 satellites NAVSTAR, répartis sur six plans orbitaux et ayant une inclinaison de 55° sur le plan équatorial. Ils suivent une orbite quasi circulaire, à une altitude nominale de 20183 km qu'ils parcourent en 11 heures 58 minutes 02 secondes, soit un demi jour sidéral.

Chaque satellite est équipé de panneaux solaires de 7 à 8 m² d'envergure, fournissant l'énergie nécessaire pour alimenter l'équipement électronique installé à bord. Un système de fusées d'appoint permet de réajuster de temps en temps la position du satellite sur son orbite et de contrôler son orientation dans l'espace.

L'équipement électronique est composé d'un émetteur-récepteur, d'horloge atomique, d'unité de calcul et de commande destiné à piloter un système de fusées d'appoint permettant de réajuster la position du satellite sur son orbite et d'en contrôler sa stabilité.

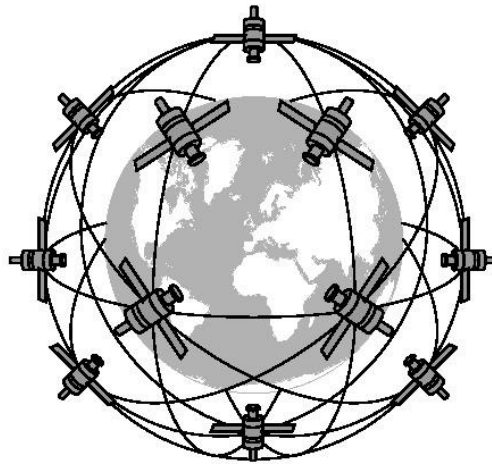


Figure I.2: *Satellites GPS en Orbite.*

Pour assurer la constellation complète de vingt-quatre satellites et sa permanence, plusieurs types de satellites ont été lancés. On distingue plusieurs classes qui correspondent chacune à une étape spécifique dans la constitution du système.

- *Satellites du bloc I*

Lancés entre 1978 et 1985, les satellites du bloc I ont contribué à la constitution de la phase initiale du système. Leur mission principale était de valider les différents concepts du système GPS. Sur onze du bloc I, à ce jour tous sont en fin de vie.

- *Satellites du bloc II*

Lancés à partir de 1989, ces satellites contribuent à la phase opérationnelle du système. De nombreuses améliorations ont été apportées à ces satellites par rapport à la version précédente. Contrairement à ceux du bloc I, ces satellites possèdent un système permettant d'activer ou désactiver, la mise en application de la SA (*Selective Availability*) restreignant les possibilités d'utilisation du signal pour le service civil. Il ne reste plus aujourd'hui aucun satellite du Bloc II actif.

- *Satellites du bloc IIR*

Lancés à partir de 1997, dotés d'une meilleure autonomie, ces satellites sont appelés à remplacer petit à petit les satellites du bloc II. Leur durée de vie nominale est augmentée et portée à 10 ans, et des horloges atomiques de type Maser à hydrogène remplacent les horloges de césium ou rubidium antérieurement utilisées.

Les satellites du bloc IIR possèdent un système de communication inter satellites original.

Ainsi, les stations de contrôle et de commandes du segment sol sont capables d'intervenir et d'agir sur un satellite, même si celui-ci n'est pas en visibilité, par reliage des ordres de commandes via les autres satellites. Dix-sept satellites du Bloc IIR ont été lancés, le dernier le 20 Décembre 2007, tous sont actifs.

▪ *Satellites du bloc IIF*

Les satellites Bloc IIF (*Follow-On*) construits par Boeing ont été lancés à partir de 2010. Ces satellites comporteront les modifications rendues nécessaires par la modernisation du système et auront une capacité d'auto-navigation (c'est-à-dire qu'ils seront capables d'être actifs indépendamment du segment sol) pendant une durée de plusieurs mois. Le programme vise à atteindre une constellation de 33 satellites (L5).

▪ *Satellites du bloc III*

Les satellites du Bloc III sont encore en phase de développement et ont pour but de faire perdurer le GPS jusqu'en 2030 et plus.

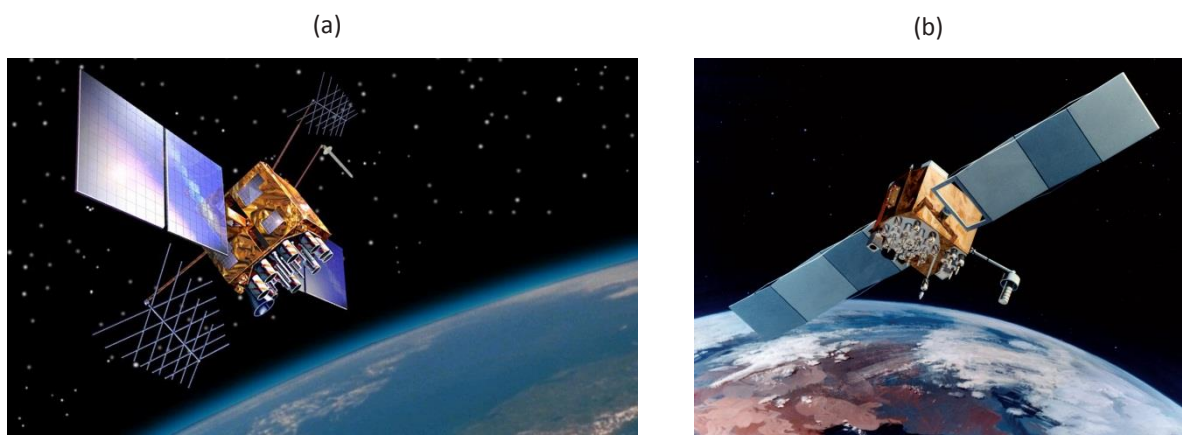


Figure I.3 : *Prototypes des nouveaux satellites*
(a) *Satellites GPS :Block IIR-M;* (b) *Satellites GPS :Block IIF.*

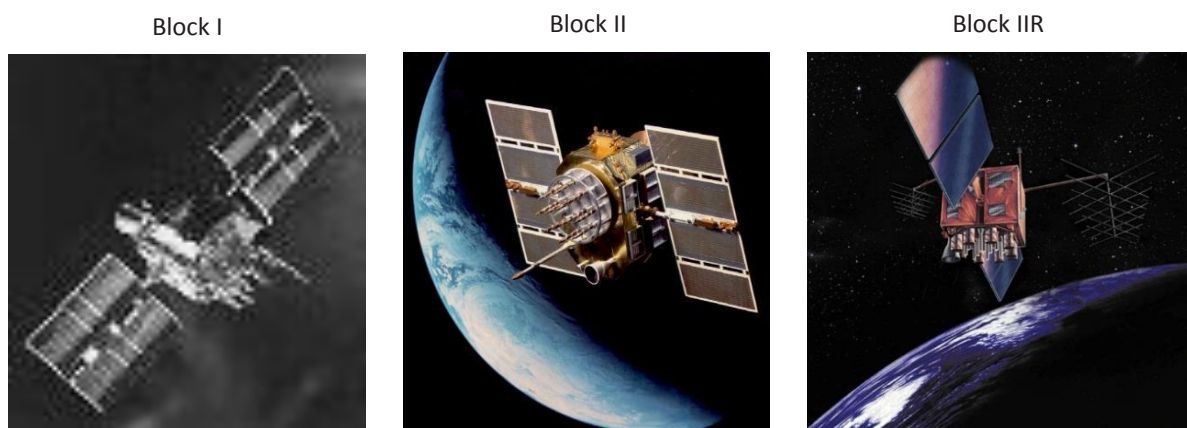


Figure I.4: *Prototypes des anciens satellites*

I.2.2.2. Segment sol (de contrôle) :

Le segment sol est composé de tous les équipements installés sur terre constituant l'infrastructure du système et permettant de suivre, contrôler et piloter les satellites en orbite.

Cinq stations sont réparties à travers le monde, proche de la ceinture équatoriale. Ce sont Hawaï, Colorado Springs, Ascension, Diego Garcia et Kwajalein (archipel des îles Marshal). La localisation de ces stations est connue avec une très haute précision.

Ce segment de contrôle suit tous les satellites, veille à ce qu'ils fonctionnent adéquatement et calcule leurs positions dans l'espace. C'est là que les paramètres décrivant l'orbite des satellites et la qualité des horloges embarquées sont estimés, la vérification de la santé des satellites et la détermination d'un repositionnement éventuel sont contrôlés.

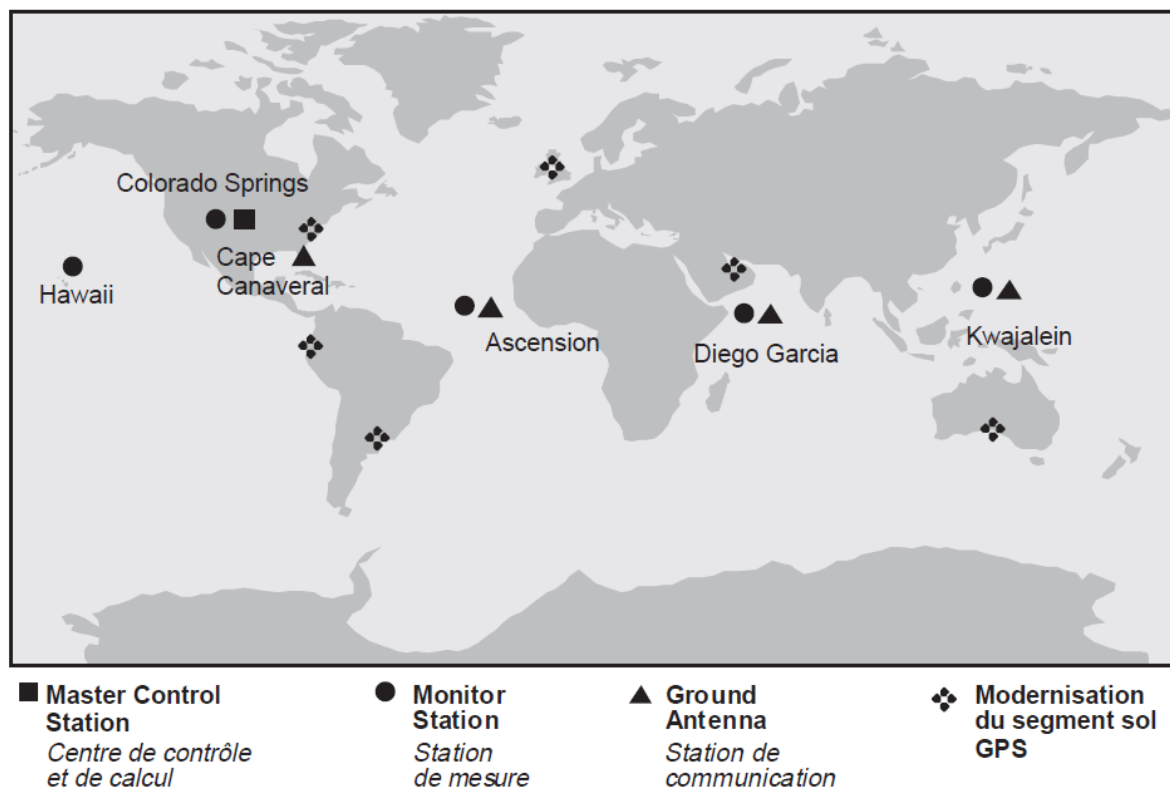


Figure I.5 : Infrastructure sol. Stations de commande et contrôle du système GPS.

I.2.2.3. Segment utilisateur :

Le segment utilisateur est composé de l'ensemble des utilisateurs civils et militaires du système GPS. Il est constitué de récepteurs qui ont été conçus afin de décoder le signal transmis par les satellites pour déterminer la position, la vitesse et le temps de l'utilisateur.

I.2.3. Signaux et données :

Les satellites GPS émettent des signaux générés à partir de leurs émetteurs embarqués. Chaque satellite GPS transmet deux signaux différents dans la bande L utilisant deux bandes de fréquences centrées sur les valeurs suivantes :

$$L_1 = 1\,575,42 \text{ MHz}$$

$$L_2 = 1\,227,60 \text{ MHz}$$

Toutes les composantes du signal émis sont cohérentes et générées à partir d'une horloge embarquée de grande stabilité fournissant une fréquence fondamentale à $f_0 = 10,23$ MHz. Les deux fréquences porteuse sont générées tel que :

$$f_{L1} = 154 f_0 = 1575,42 \text{ MHz}$$

$$f_{L2} = 120 f_0 = 1227,60 \text{ MHz}$$

Ces porteuses sont modulées en phase (BPSK), ce qui permet aux satellites d'envoyer :

- *Un message de navigation* : il comporte les éphémérides des satellites et leur variations en fonction du temps, des coefficients de modèle ionosphérique, l'état de santé des satellites, les paramètres de l'horloge ainsi que le raccordement au temps UTC (*Universal Time Coordinat*).
- *Des codes pseudo-aléatoires* : dits PRN (*Pseudo Random Noise*) représentant le numéro de code pseudo-aléatoire généré par le satellite considéré.

-Il existe deux types de codes :

- *Le code C/A (Coarse Acquisition)* : c'est un code d'une longueur de 1023 chips sur chaque 1ms ce qui donne une fréquence de 1.023 Mbits/s, en accès libre et accessible à tout utilisateur. Un code C/A différent et assigné à chaque satellite. La porteuse L_1 est modulée par le code C/A ;
- *Le code P(Y) (Precision Code)* : réservé aux forces armées américaines, qui permet d'accéder aux meilleures performances du GPS. Émis à une fréquence dix fois plus élevée que le code C/A, il nécessite une semaine pour la transmission de la séquence complète du code.

I.2.4. Code pseudo-aléatoire (PRN) :

Le code PRN (Pseudo Random Noise) ou le code pseudo-aléatoire est un signal semblable au bruit qui satisfait un ou plusieurs des tests standard de la statistique aléatoire. Le code pseudo-aléatoire se compose d'une séquence déterministe d'impulsions qui se répéteront après une période donnée.

Pour générer une séquence pseudo-aléatoire on utilise un registre à décalage. Ce registre peut avoir un nombre quelconque d'étages qui dépend de la longueur de la séquence désirée selon la formule suivante :

$$L = 2^n - 1$$

Où L représente la longueur maximale de la séquence désirée en fonction de n qui est le nombre d'étages.

La sortie d'un registre à décalage se fait généralement sur le dernier étage. La valeur de chaque chip se présentant à la sortie est parfaitement déterministe mais semble suivre une loi aléatoire.

Dans un code à longueur maximale, il y a autant de 1 (2^{n-1} est le nombre des 1) que de 0 ($2^{n-1} - 1$ est le nombre des 0).

Si l'on additionne, par exemple, modulo 2 deux séquences chip à chip, on obtient une nouvelle séquence ayant des propriétés de corrélations différentes. C'est ce qu'on appelle un code de GOLD.

I.2.5. Code C/A :

Le GPS utilise les codes de GOLD. Ces codes, basés sur la combinaison de deux séquences binaires générés par deux registres à décalage, présentent des caractéristiques intéressantes. Ils sont relativement faciles à calculer, et possèdent des périodes appropriées. Le point fort des codes de GOLD est leur excellente réponse au critère de corrélation. Le code C/A est généré à partir de deux registres à décalage de dix étages appelés LFSR (*Linear Feedback Shift Register*). Ces deux registres produisent deux polynômes générateurs :

$$G_1 = 1 + x^3 + x^{10}$$

$$G_2 = 1 + x^2 + x^3 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10}$$

Ou le vecteur d'initialisation des registres G_1 et G_2 est : 1111111111

La sortie du deuxième registre G_2 provient d'un jeu de deux étages de ce registre, qui additionnés avec la sortie du premier registre G_1 produit l'un des trente-six codes possibles.

Le schéma de la figure 1.6 résume le processus de génération du code C/A.

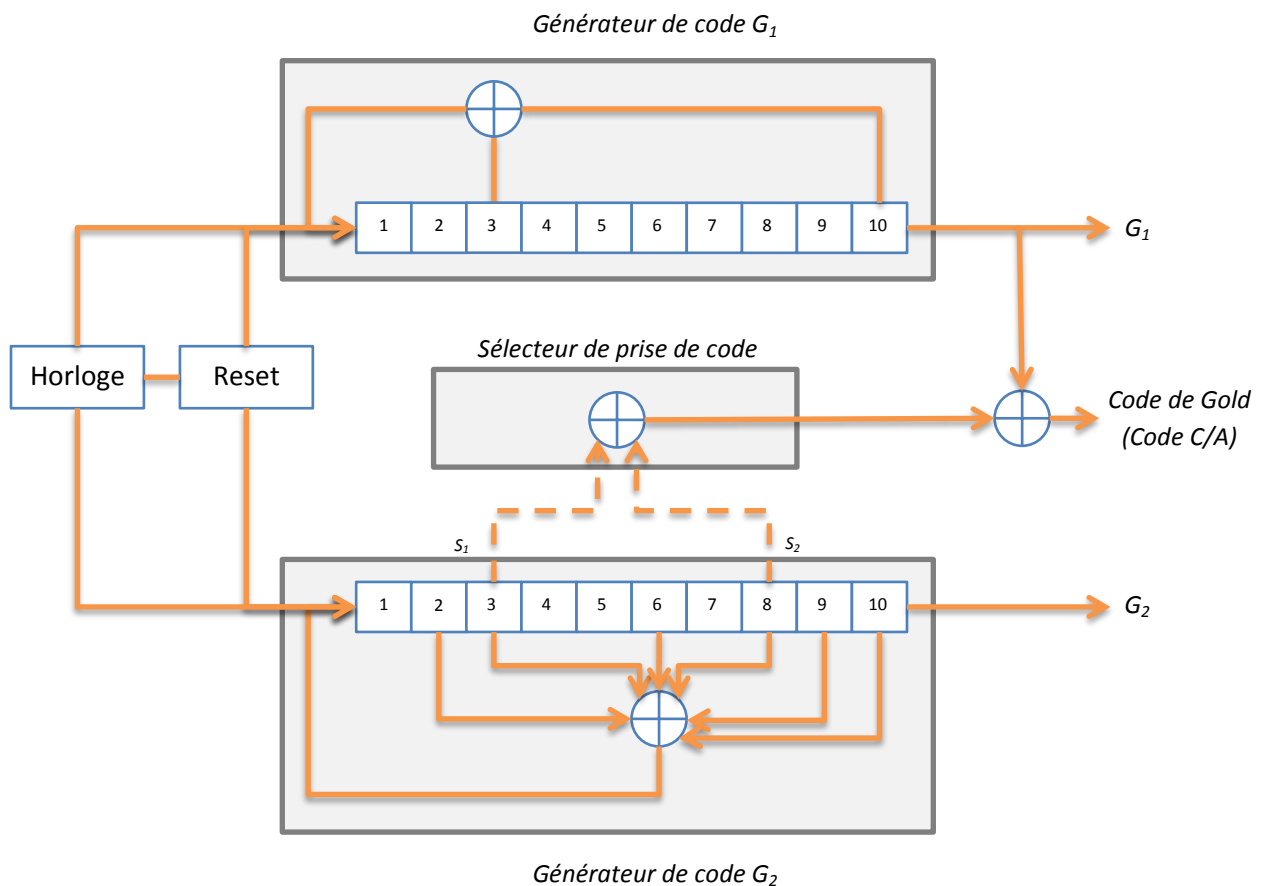


Figure I.6 : Générateur de code C/A.

C'est le choix de la combinaison des deux étages de sortie du registre G_2 qui produit l'ensemble de la famille des 37 codes C/A possibles. Il y a réellement 37 codes PRN C/A, mais deux d'entre eux (34 et 37) sont identiques. Un sous-ensemble des 32 premiers codes PRN est affecté (nominalement aux 24 satellites de la constellation) et réutilisé quand les vieux satellites sont en fin de vie et de nouveaux satellites sont lancés. Les codes 33 à 37 sont réservés pour d'autres usages, y compris les émissions au sol. Le tableau ci-dessous donne l'assignation des codes C/A pour l'ensemble des satellites GPS :

<i>Numéro du satellite</i>	<i>Numéro du code PRN</i>	<i>Sélecteur de prise de code</i>
1	1	2 ⊕ 6
2	2	3 ⊕ 7
3	3	4 ⊕ 8
4	4	5 ⊕ 9
5	5	1 ⊕ 9
6	6	2 ⊕ 10
7	7	1 ⊕ 8
8	8	2 ⊕ 9
9	9	3 ⊕ 10
10	10	2 ⊕ 3
11	11	3 ⊕ 4
12	12	5 ⊕ 6
13	13	6 ⊕ 7
14	14	7 ⊕ 8
15	15	8 ⊕ 9
16	16	9 ⊕ 10
17	17	1 ⊕ 4
18	18	2 ⊕ 5
19	19	3 ⊕ 6
20	20	4 ⊕ 7
21	21	5 ⊕ 8
22	22	6 ⊕ 9
23	23	1 ⊕ 3
24	24	4 ⊕ 6
25	25	5 ⊕ 7
26	26	6 ⊕ 8
27	27	7 ⊕ 9
28	28	8 ⊕ 10
29	29	1 ⊕ 6
30	30	2 ⊕ 7
31	31	3 ⊕ 8
32	32	4 ⊕ 9
-	33	5 ⊕ 10
-	34	4 ⊕ 10
-	35	1 ⊕ 7
-	36	2 ⊕ 8
-	37	4 ⊕ 10

Tableau I.1 : *Assignment des codes C/A pour les satellites GPS.*

I.2.6. Propriétés de corrélation :

Les codes de Gold sont sélectionnés comme des séquences d'étalement pour le system GPS pour leurs caractéristiques dont les plus importantes sont leurs propriétés de corrélation. Ces propriétés sont discutées ci-dessous :

- *Pas d'intercorrélation approximativement* : les codes C/A sont approximativement non corrélés, donc pour deux codes C^i et C^k pour les satellites i et k respectivement, l'intercorrélation peut être écrite comme :

$$r_{ik}(m) = \sum_{l=0}^{1022} C^i(l)C^k(l+m) \approx 0 \quad \forall m \quad (\text{I.1})$$

- *Pas d'autocorrélation sauf pour un décalage nul* : les codes C/A sont non autocorrélables, sauf si le décalage est nul. Cette propriété est très utile pour savoir quand deux codes similaires sont synchronisés. La fonction d'autocorrélation pour un satellite k est donnée comme dessus :

$$r_{kk}(m) = \sum_{l=0}^{1022} C^k(l)C^k(l+m) \approx 0 \quad \text{pour } |m| \geq 1 \quad (\text{I.2})$$

Les figures I.7 et I.8 montrent deux exemples des propriétés des fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation d'un code C/A. Comme mentionné avant la figure I.7 montre un pic d'autocorrélation pour un retard de 0 chips quant à la figure I.8 montre qu'il n'y a pas de pic d'intercorrélation.

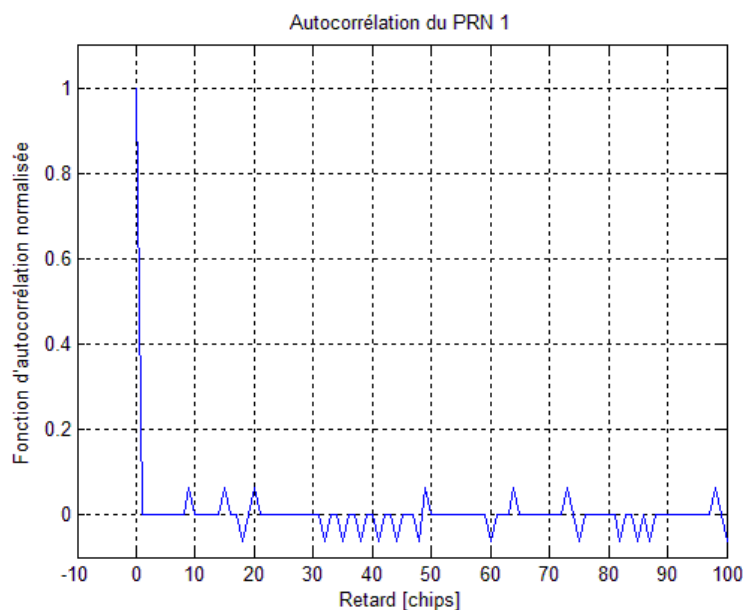


Figure I.7 : Propriété d'autocorrélation du code PRN(1).

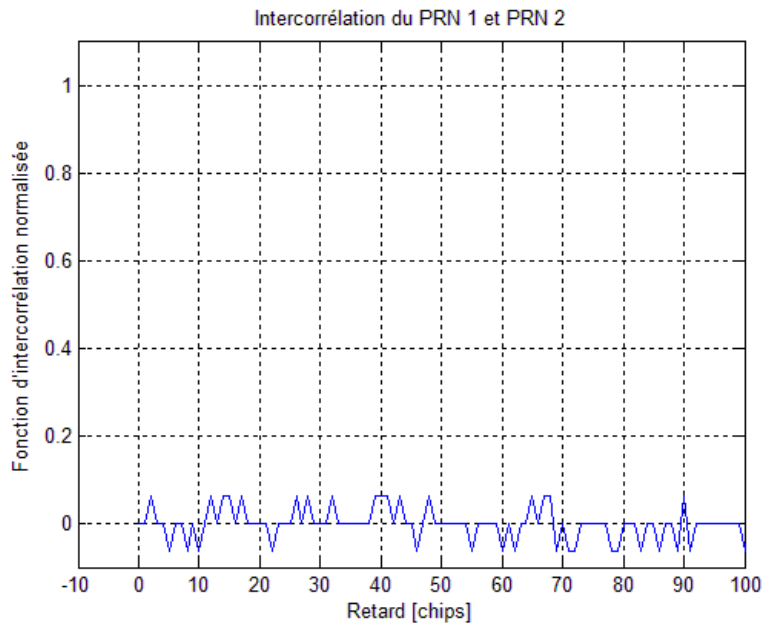


Figure I.8 : *Propriété d'intercorrélacion entre PRN(1) et PRN(2).*

I.2.7. Transmission par spectre étalé :

Puisque chaque récepteur reçoit en même temps, sur une même fréquence, plusieurs signaux provenant de plusieurs satellites, il lui faut un moyen pour reconnaître et différencier chaque signal. La technique utilisée pour cela par le GPS est appelée CDMA (*Code Division Multiple Access*), ou accès multiple par division de code. Cette faculté d'accès multiple est très importante. Dans le système GPS, plusieurs émissions simultanées correspondant aux satellites de la constellation sont prévues pour cohabiter sans qu'il y ait interférence entre les signaux.

Le type de transmission utilisé dans le GPS est une transmission à spectre étalé. Cela signifie que, contrairement aux systèmes dans lesquels la sélection d'une émission par le récepteur est basée sur le filtrage fréquentiel de la porteuse, la sélection s'effectue, ici, en corrélant le signal reçu avec une réplique de cette séquence. L'étalement de spectre en séquence directe se fait par la multiplication de l'information à transmettre par le code pseudo-aléatoire, d'où le nom de DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum) c'est-à-dire technique CDMA à séquence directe.

Cette technique d'étalement, rejetant le bruit et facilitant les transmissions numériques dans les cas d'interférence par trajets multiples, est d'autant plus efficace quand la séquence du code pseudo-aléatoire est longue. C'est la raison pour laquelle le code P(Y) procure, par

rapport au code C/A, une protection naturelle contre les brouilleurs bien supérieure. C'est d'ailleurs, avec l'augmentation de précision liée à sa fréquence 10 fois plus élevée que celle du code C/A, que se trouve le second intérêt du code P(Y). La figure I.9 schématise le principe de l'étalement de spectre.

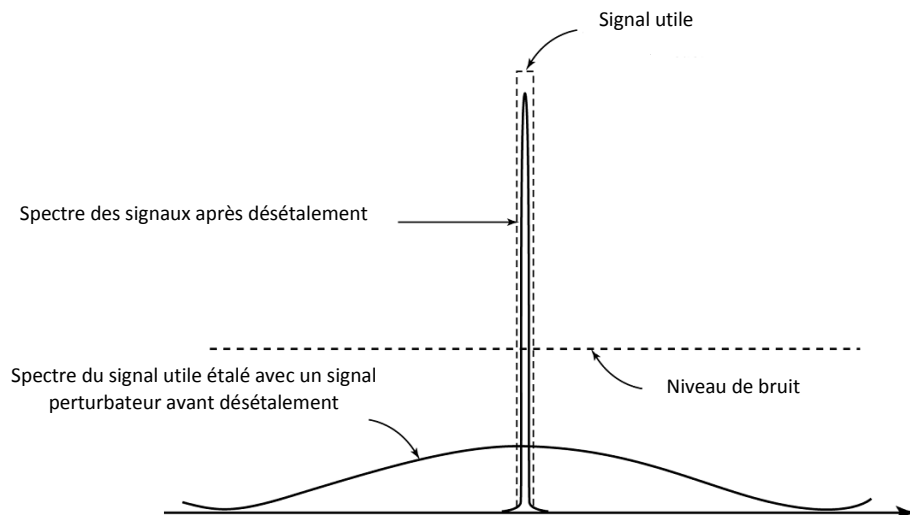


Figure I.9 : Principe de l'étalement de spectre.

L'étalement de bande est réalisé, avant transmission, grâce à l'utilisation des codes pseudo-aléatoires qui modulent la séquence d'information. Pour un observateur non averti, la porteuse ainsi étalée par la modulation du code pseudo-aléatoire présente toutes les caractéristiques d'un bruit.

A l'inverse, on utilise le même code en réception, l'émetteur et le récepteur étant synchronisés, pour désétalement ou restituer le signal dans sa bande étroite d'origine et récupérer les données d'information.

On passe ainsi d'un signal à bande étroite vers un signal à large bande. Dans le CDMA, chaque satellite se voit attribuer un code particulier, qu'il utilise pour moduler son signal. Ces codes sont générés de façon prédéterminée et indépendante par les satellites et par chaque récepteur. Les récepteurs, qui connaissent également ces codes, peuvent les identifier et séparer les différents signaux arrivant sur la même bande de fréquences.

Les signaux à spectre étalé présentent les avantages suivants:

- Résistance au brouillage : le spectre du signal portant l'information étant dupliqué sur une large bande, l'interférence d'un signal brouilleur n'affectera qu'une partie des répliques, les autres restant exploitables pour récupérer les données.
- Confidentialité : pour une puissance du signal d'information donnée, l'étalement de spectre permet de répartir cette puissance sur les différentes répliques ce qui abaisse le niveau global du spectre. Ainsi, celui-ci peut passer en dessous du niveau du bruit.
- Cryptage : l'étalement de spectre constitue un moyen de cryptage : en effet, le signal étant déjà codé et en dessous du bruit, le seul moyen de le retrouver est de trouver le bon code utilisé à l'émission.
- Capacité de mesure du retard de propagation : les fonctions d'autocorrélation permettent la synchronisation entre le code local et le code entrant et donc de déterminer le retard et la pseudo-distance. Pour une transmission n'utilisant pas l'étalement de spectre, seule la boucle à verrouillage de phase fonctionne ce qui ne permet pas une telle mesure.
- Partage du canal d'émission : les signaux des différents satellites sont émis simultanément dans une même bande de fréquence. Chaque signal ayant son propre code, il n'y a pas d'interférences avec les autres.

I.3. Architecture des récepteurs GPS :

Dans cette partie nous présentons les différents étages qui constituent le récepteur GPS, comme l'explique la figure I.10 :

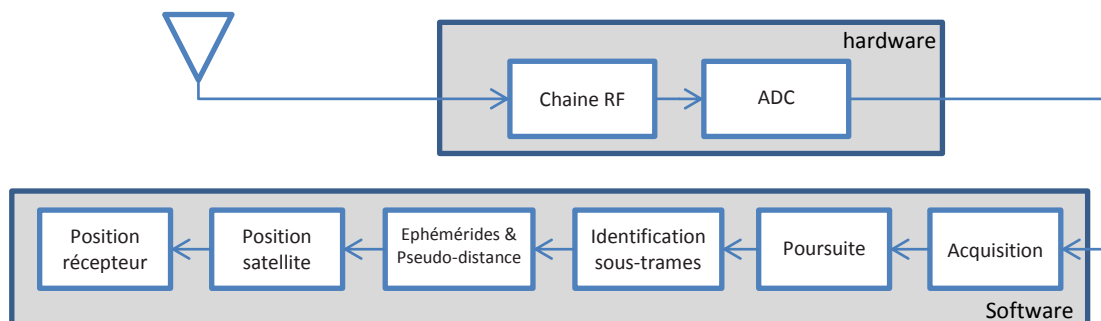


Figure I.10 : Schéma Bloc d'un Récepteur GPS.

I.3.1. La chaîne de réception radiofréquence :

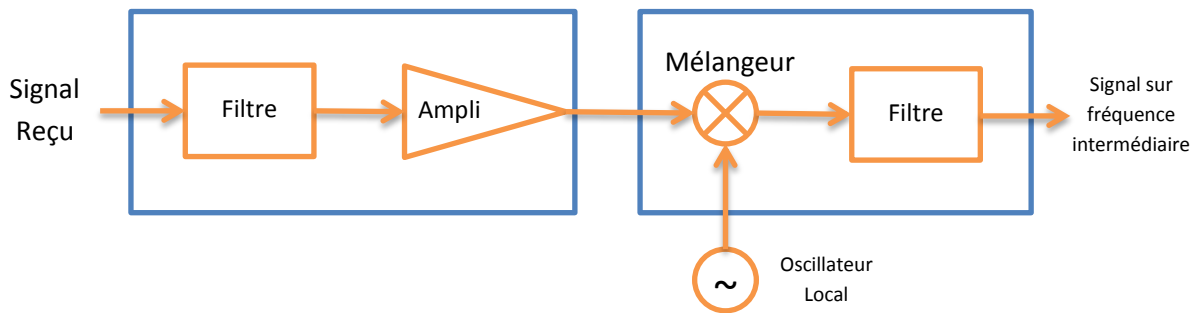


Figure I. 11 : Chaîne de réception radiofréquence

Cette partie est chargée d'amplifier, de filtrer et de faire la conversion du signal reçu en fréquence intermédiaire FI.

Le changement de fréquence permet d'amplifier et de filtrer à une fréquence fixe. Le filtre utilisé dépend de la bande relative. Il doit supprimer les signaux indésirables à des fréquences proches de f_p , ainsi que les composantes indésirables générées par le mélangeur.

- Filtre :

Le rôle du filtre, quant à lui, est de limiter le signal reçu aux seules fréquences du signal GPS. Il y a alors un compromis à faire : plus la bande de fréquence est large, meilleure sera la corrélation, car on récupère alors la quasi-totalité de la puissance du signal ; de plus, on peut compenser les effets du trajet multiples. Cependant, une bande passante élargie augmente la puissance du bruit thermique.

Les récepteurs bas de gamme utilisent typiquement une bande de 2 MHz (correspondant au lobe principal) alors que les récepteurs militaires peuvent monter jusqu'à 50 MHz.

- Amplificateur d'entrée :

Appelé aussi LNA (*low noise amplifier*) ou amplificateur faible bruit, il assure une première amplification. Il est conçu de façon à obtenir le meilleur rapport signal, sur bruit possible. Les amplificateurs à faible bruit ont des facteurs de bruit inférieur à 4 dB.

- Mélangeur/oscillateur local :

Le mélangeur est un circuit à deux entrées, fournissant en sortie une fréquence somme ou différence des deux fréquences d'entrée.

Si des signaux de fréquences f_o et f_p ($f_p = f_I = 1575.42\text{MHz}$) sont appliqués à l'entrée du mélangeur, on retrouve en sortie des signaux à f_o et f_p mais aussi à $f_o + f_p$ et $|f_o - f_p|$.

Le filtre FI va supprimer les composantes f_o , f_p et $f_o + f_p$, ne laissant que la composante $|f_o - f_p|$ appelée *fréquence intermédiaire*.

- Convertisseur analogique – numérique :

Il est chargé de transformer le signal pour lui faire un traitement numérique par la suite.

I.3.2. Etage d'acquisition :

L'acquisition est une recherche bidimensionnelle, en temps et en fréquence, qui consiste à réaliser des corrélations entre le signal reçu et le signal généré localement au niveau du récepteur, le signal reçu est décalé dans le temps à cause du temps de propagation ainsi que le décalage de l'horloge satellite et récepteur, il est aussi décalé en fréquence à cause de l'effet Doppler et aux instabilités des oscillateurs d'émission et de réception.

Le but de l'acquisition est d'identifier les satellites visibles en corrélant le signal reçu avec tous les codes PRN générés localement au niveau du récepteur en tenant en compte tous les décalages de phase et de fréquence, nous obtenons un pic de corrélation si les deux codes (le code généré localement et celui du signal reçu) sont identiques, cela veut dire que le satellite qui a ce code est visible par le récepteur.

Il existe différentes méthodes d'acquisition, parmi lesquelles on cite dans notre travail :

- Acquisition par recherche série.
- Acquisition par recherche parallèle sur la fréquence.
- Acquisition par recherche parallèle sur la phase du code.

I.3.2.1 Méthode d'acquisition par recherche série (Serial Search Acquisition) :

La recherche série est la méthode la plus simple et la plus fréquemment utilisée. La technique consiste à effectuer la corrélation des répliques des codes et des porteuses générés localement avec le signal reçu en essayant plusieurs hypothèses sur la phase du code et sur la valeur du Doppler, avec un pas d'échantillonnage suffisamment fin pour ne pas manquer le pic de corrélation.

Le principe d'acquisition série est illustré sur la figure I.12 :

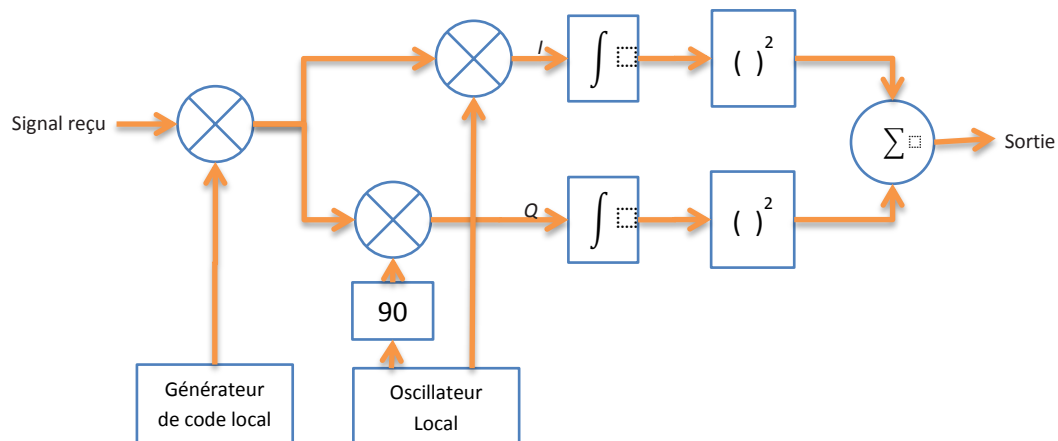


Figure I.12 : Schéma bloc de l'acquisition par recherche Série.

Les satellites GPS sont différenciés par les 32 séquences PRN différentes, dans un premier lieu, le signal reçu est multiplié avec des répliques de code générées localement qui correspondent à un satellite spécifique. Pour générer un code PRN qui soit parfaitement aligné avec le code reçu du satellite il est nécessaire de connaître la phase de ce code (0 à 1022 chips), cela donne un total de 32736 codes PRN différents.

Après la multiplication des deux codes, la porteuse reçue est multipliée par les composantes en phase et en quadrature de phase de la porteuse générées localement par l'oscillateur local. Il est important de connaître la fréquence du signal afin de générer une porteuse locale, en tenant compte de l'effet Doppler sur le signal reçu.

Dans ce cas, on forme toutes les combinaisons possibles de la phase du code ainsi que de l'effet Doppler pour générer la matrice de corrélation.

Les signaux I et Q sont intégrés sur une période de 1 ms (période de code C/A). L'intégration est tout simplement une addition de tous les points correspondant à la longueur des données traitées. La sortie est une valeur de corrélation entre le signal entrant et le signal localement produit. Les composantes sont ensuite sommées sur N période de code, après l'élévation au carré pour obtenir la puissance du signal. Si cette dernière dépasse un certain seuil, l'acquisition est effectuée.

I.3.2.2. Acquisition par recherche Parallèle sur la fréquence (Parallel Frequency Space Search Acquisition) :

Le schéma de principe de cette technique est représenté sur la figure I.13 :

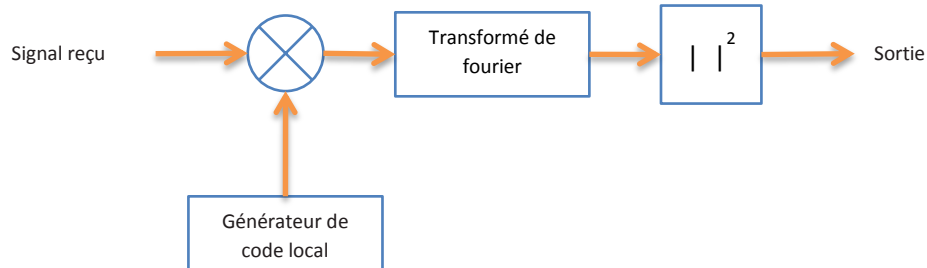


Figure I.13 : Schéma bloc de l'acquisition par recherche Parallèle sur la fréquence.

La technique est effectuée en deux étapes, dans un premier lieu, le signal reçu est multiplié avec une réplique de code générée identique à celle qui étale le spectre de la porteuse, avec un code phase variant entre 0 et 1022 chips.

Après la multiplication des deux codes, le signal est transformé en domaine fréquentiel par transformée de Fourier. Si le code généré localement est bien aligné avec le code reçu, la sortie de l'acquisition aura un pic à la fréquence de la porteuse plus le Doppler. Pour trouver la fréquence possible, la valeur absolue de toutes les composantes est calculée.

I.3.2.3. Acquisition par recherche Parallèle sur la phase du code (Parallel code phase Space Search Acquisition) :

Le schéma de principe de cette technique est représenté sur la figure I.14 :

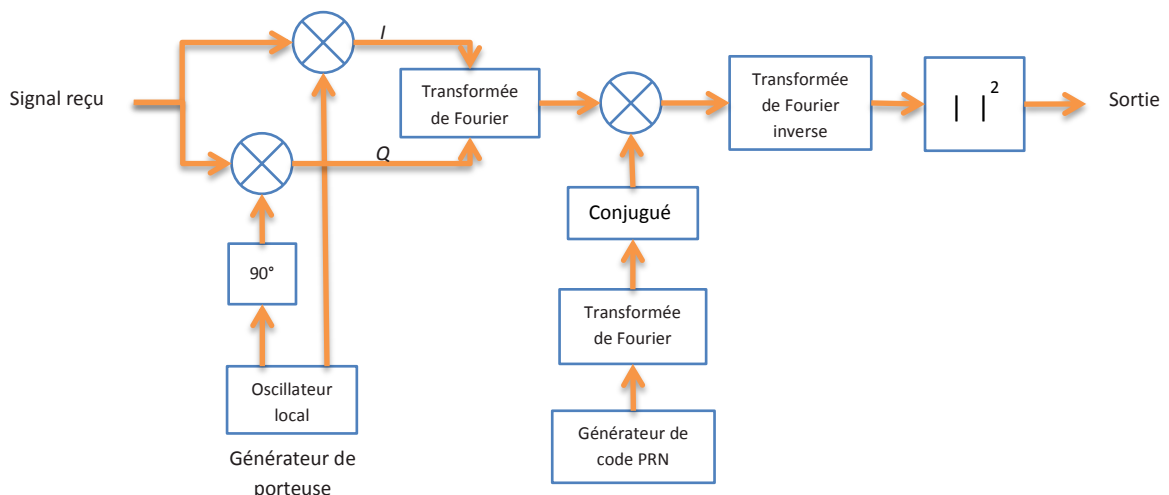


Figure I.14 : Schéma bloc de l'acquisition par recherche Parallèle sur la phase du code.

Contrairement à la méthode précédente qui fait une recherche parallèle sur le plan de fréquence en éliminant la nécessité de rechercher sur les 41 fréquences possibles, cette méthode fait une recherche parallèle sur le plan de la phase de code en éliminant la recherche sur tous les phases de code, donc on n'aura besoin que de 41 étapes face à 1023 étapes dans la méthode précédente, c'est là où vient l'acquisition par recherche parallèle sur la phase de code.

Le but de cette acquisition est de réaliser une corrélation avec le signal reçu et un code PRN, donc au lieu de multiplier le signal reçu avec un code PRN avec 1023 différentes phases il est convenable de faire une corrélation circulaire du signal reçu et un code PRN avec une phase nulle.

La figure I.14 est un diagramme de l'acquisition par recherche parallèle sur la phase de code, le signal reçu est multiplié par une porteuse locale, en phase et en quadrature de phase ce qui donne les deux voix I et Q, ces deux derniers sont combinées pour former un signal complexe $I + jQ$ qui sera transformé en domaine fréquentiel.

Le conjugué de la transformée de Fourier du code PRN généré localement sera multipliée avec la transformée de Fourier du signal reçu. Le résultat de la multiplication sera transformé en domaine temporel en utilisant la transformée de Fourier inverse.

La valeur absolue du résultat de la transformée de Fourier inverse représente la corrélation entre le signal reçu et le code PRN local. Si un pic de corrélation est présent, l'indice de ce pic représente la phase du code PRN du signal reçu.

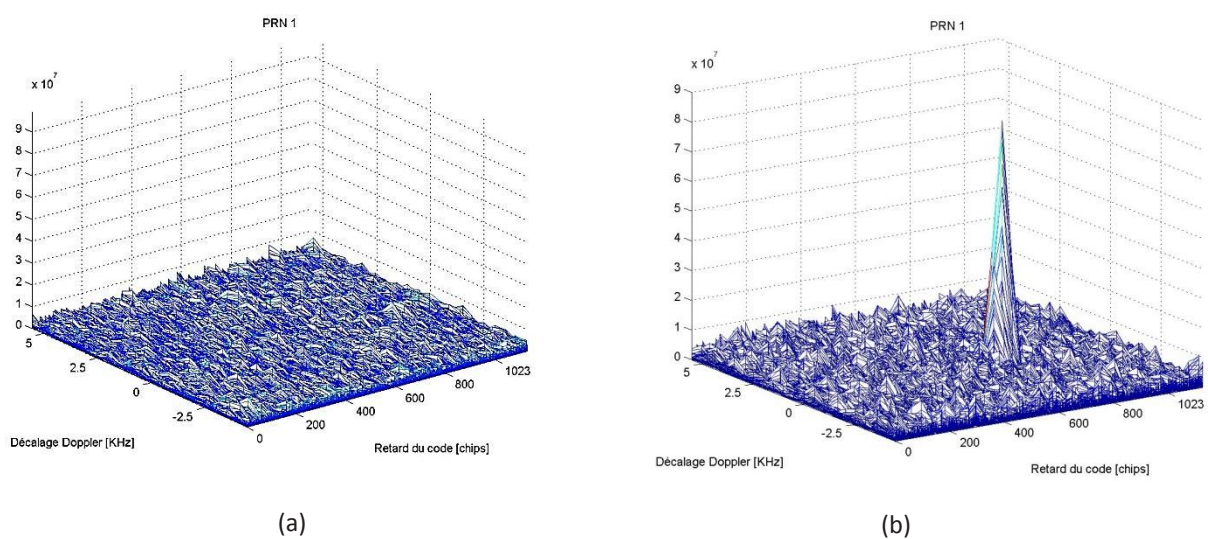


Figure I.15 : *Sortie de l'acquisition par recherche Parallèle sur la phase du code.*
(a) *Satellite #1 n'est pas visible.* (b) *Satellite #1 est visible (présence du pic).*

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 de code et du Doppler causés par le mouvement relatif du satellite et du récepteur.

I.3.3. Poursuite des signaux GPS :

Dans les récepteurs GPS, un processus d'acquisition fait une première recherche pour trouver la phase du code et la fréquence du signal reçu pour un satellite spécifié.

Ces deux paramètres changent d'une façon continue, et pour pouvoir continuer à avoir les données de navigation il faut poursuivre ce changement d'une façon continue. Pour cela un étage de poursuite a été conçu.

Ces deux problèmes (variation de la fréquence porteuse et changement de phase) doivent être corrigés à la réception, ce qui exige deux modules en plus de celui de l'acquisition, la poursuite de code et celui de la phase lors de la conception des boucles de poursuites.

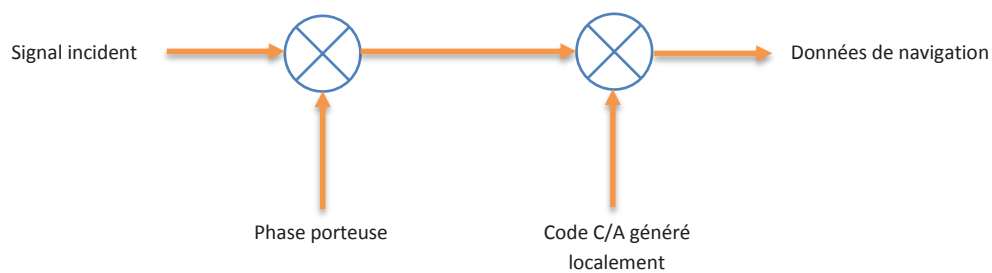


Figure I.16 : Schéma de principe de la démodulation des données.

La figure I.20 montre le principe utilisé pour démoduler le signal d'entrée et obtenir le message de navigation.

Le signal complet émis par le satellite k est donc de la forme :

$$S^k(t) = \sqrt{2P_c}C^k(t)D^k(t) \cos(2\pi f_{L1}t) + \sqrt{2P_{L1}}P^k(t)D^k(t) \sin(2\pi f_{L1}t) + \sqrt{2P_{L2}}P^k(t)D^k(t) \sin(2\pi f_{L2}t)$$

Le signal reçu après filtrage et le passage par une fréquence intermédiaire est de la forme :

$$S^k(t) = \sqrt{2P_c}C^k(t)D^k(t) \cos(\omega_{FI}t) + \sqrt{2P_{L1}}P^k(t)D^k(t) \sin(\omega_{FI}t)$$

Le signal reçu après l'échantillonnage est de la forme :

$$S^k(t) = \sqrt{2P_c}C^k(t)D^k(t) \cos(\omega_{FI}t) + e(n)$$

Avec $n = 1/f_s$, ou « n » indique que le signal est discret.

Après l'obtention de la variation de la fréquence de la porteuse du signal reçu, ce dernier est multipliée ensuite par une porteuse générée localement qui tient en compte cette variation :

$$\begin{aligned} S^k(n) \cdot \cos(\omega_{FI}n) &= C^k(n)D^k(n) \cos(\omega_{FI}n) \cdot \cos(\omega_{FI}n) \\ &= \frac{1}{2}C^k(n)D^k(n) - \frac{1}{2}C^k(n)D^k(n) \cos(2\omega_{FI}n) \end{aligned}$$

Les résultats à fréquence double sont éliminés par des filtres passe-bas. Et on obtient alors le signal :

$$\frac{1}{2}C^k(n)D^k(n)$$

La prochaine étape consiste à supprimer le code du signal. Cela se fait par la corrélation de deux séquences identiques qui sont le code reçu et le même code généré localement (après une poursuite de la phase de code) :

$$\sum_{n=0}^{N-1} C^k(n)D^k(n) C^k(n) = N \cdot D^k(n)$$

On obtient ainsi les données de navigation.

Dans ce principe, les deux répliques locales à savoir un code local bien aligné avec le code reçu, et une porteuse générée localement de même phase que celle reçue. Pour obtenir ces deux répliques, deux boucles de poursuite sont utilisées, la boucle de poursuite de phase PLL (Phase Lock Loop) et la boucle de poursuite du code DLL (Delay Lock Loop).



I.4. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons expliqué la génération du signal GPS, les propriétés de corrélation de son code, puis l'acquisition et la poursuite de ce dernier pour pouvoir extraire le signal utile qui contient le message de navigation.

Cependant, le code C/A est limité et pas suffisamment précis pour assurer le fonctionnement voulu de la géo localisation. Pour cela, le signal L5 a été conçu dans le but de surmonter les faiblesses du code C/A et soutenir les applications « Safety Of Life », voir la navigation aérienne.



Chapitre II :

Etudes du signal L5

II.1. Introduction :

Durant les trente dernières années, le système GPS a évolué d'un concept sous-développement et implémentation à un système opérationnel qui sert des millions d'utilisateurs.

Jusqu'à maintenant le GPS a fonctionné extrêmement bien mais il y a des améliorations désirées, envisagées, et parfois nécessaire qui peuvent être implémentées avec les nouvelles générations du GPS

Le GPS est devenu nécessaire dans les aspects de navigation, positionnement et surveillance dans la marine, l'aviation et les différentes applications spatiales. Ces utilisations vont continuer à augmenter dans le future entraînant un besoin à d'autres capacités et à partir de là vient la modernisation de GPS.

II.2. Modernisation du GPS :

La supériorité du GPS dans le domaine du radio positionnement s'étant imposée depuis une dizaine d'années, les Etats-Unis restent soucieux de conserver leur prédominance dans ce domaine et envisagent fortement de moderniser le système.

Cette modernisation portera sur plusieurs points :

- Une couverture mondiale.
- Passivité des utilisateurs.
- Résistance contre l'interférence et le brouillage.
- Résistance contre les attaques et les perturbations naturelles.
- Positionnement à haute précision.
- Disponibilité de l'information.
- La sûreté de navigation.
- La simplicité et le prix bas des récepteurs.

La stratégie de modernisation est constituée de plusieurs éléments, pour les utilisateurs civiles la première étape vers la modernisation a eu lieu le 1^{er} Mai 2000 par la désactivation de la source d'erreur intentionnelle nommée « Selective availability ». Cette étape a optimisée la précision cinq fois pour les utilisateurs civils. Un autre composant dans la modernisation est de fournir des signaux civiles supplémentaires (L2C dans sur la fréquence

L2 et tout un nouveau signal appelé L5). Pour les militaires, un nouveau code militaire (M-code) sera transmis sur les deux fréquences L1 et L2.

Les satellites GPS sont aussi une partie importante dans la stratégie de modernisation. Une nouvelle génération de satellites (block III) a été développée pour répondre aux exigences des utilisateurs militaires bien que les civiles jusqu'à 2030.

Le dernier élément dans le plan de la modernisation est de mettre à jour le segment de contrôle de système GPS et ces installations.

II.2.1. Nouveaux signaux GPS pour les utilisateurs civils :

Trois nouveaux signaux ont été proposés pour les applications civiles. Le premier appelé « L2C », le code L2C est un code C/A modifié et transmet sur la fréquence L2 par le block IIR (IIR-M) et tous les blocks suivants.

Le deuxième signal est appelé L5, c'est un signal qui possède des caractéristique qui s'écartent significativement des autres signaux, ce qui le rend plus robuste et plus résistant contre l'interférence, ce code possède des caractéristique spéciaux et diffère des autre code dans la fréquence L5.

Le GPS III sera le premier block qui transmettra le nouveau L1C signal. Il sera le quatrième signal civile (avec les signaux L1, L2C et L5). Ce signal implémente une version modernisée du message de navigation appelée « CNAV2 ». Ce signal sera interopérable avec les autres systèmes de navigation comme Galileo, le QZSS japonais et le Compass chinois.

II.2.2. Améliorations au niveau du segment spatial :

Le « block III » ou le « GPS III » sont le future des satellites du système GPS utilisés pour garder le système GPS opérationnel. Lockheed Martin est le contractant pour la conception, le développement et la production des premiers huit satellites de « GPS III ». Ces satellites portent plusieurs améliorations en termes d'autonomie, de précision, de puissance de signal émis et de disponibilité dépassant toutes les générations précédentes.

Les satellites du block III contiennent trois horloges atomiques améliorées basées sur le rubidium. Ils contiennent aussi un système d'interconnexion qui sert à passer les commandes vers les satellites même s'ils ne sont pas en visibilité avec la station de contrôle

II.2.3. Améliorations au niveau du segment de contrôle :

La prochaine génération du système de contrôle opérationnel nommée « OSX » est conçue pour contrôler mettre le nouveau système GPS III en état d'opération. Une première version de l'OSX doit assurer un système de lancement et de vérification avant l'OSX soit complètement opérationnel ceci est dû au fait que le système de contrôle opérationnel actuel n'est pas conçu pour opérer sur aucun des satellites modernisés (les block IIR-M, IIF, ou le block III). Le système de lancement et de vérification commencera le développement à la fin de cette année et il passera une série de tests sur les différentes capacités de l'OSX.

II.2.4. Prévisions pour la modernisation :

En conclusion le programme de modernisation du système GPS progresse dans le bon sens pour délivrer le premier satellite de block III avec le premier lancement en 2014.

II.3. Génération du signal L5 :

Le signal L5 se compose de deux composantes de porteuse qui sont dans la quadrature de phase les uns avec les autres. Chaque composante de porteuse est modulé en BPSK (Bi-Phase Shift Key) par deux codes PRN I5 et Q5, ensuite le code I5 sera modulé par un message de navigation tandis que le code Q5 est sans données de navigation, et après les deux composantes sont modulées une autre fois par deux séquences de qui sont NH₁₀ et NH₂₀ pour les voies I et Q respectivement. Pour un satellite particulier, tous les éléments du signal transmis (porteuses, codes, séquences de synchronisation, et données) sont dérivés avec cohérence de la même source à bord de fréquence.

II.3.1. Porteuse de signal L5 :

Le signal L5 est émis en utilisant une modulation QPSK avec une puissance reçue spécifique minimum du -154.9 dBW, La fréquence L5 est centrée à 1176.45 mégahertz, cette fréquence appartient à une bande de fréquence réservée pour la navigation aéronautique dans le but de gérer les problèmes d'interférences avec les autres systèmes de navigation d'une façon plus effective, qui est dérivée d'une fréquence commune de 10.23 MHz pour les trois fréquences L1, L2 et L5. Avec une largeur de bande de 24 MHz ayant pour résultat une longueur d'onde approximativement de 25 cm, le signal L5 se compose de deux canaux :

- Un canal de transmission de données (I5) qui diffuse le message de navigation.
 - Un canal pilote (Q5) qui ne possède pas un message de navigation.
-

Les deux canaux I5 et Q5 sont synchronisés et orthogonaux. En outre, ils partagent également toute la puissance du signal L5.

La présence d'un canal sans données, émis en quadrature de la voie de transmission de données conventionnelle, permet une sensibilité de poursuite de phase très importante, une précision et un gain de robustesse significatifs. L'absence des transitions inconnues de bit d'informations sur le canal Q5 permet l'utilisation des discriminateurs de boucle de verrouillage de phase « PLL » (au lieu du discriminateur traditionnel de Costas utilisé pour le canal de traitement de données tel que le code C/A de L1 et P(Y) de L2).

Une autre conséquence de cette séparation de canal est que plusieurs réalisations peuvent être envisagées pour l'acquisition et la poursuite des signaux L5, puisque quelques différences doivent être faites en termes de complexité, traitement, précision et fiabilité.

II.3.2. Les Codes PRN du signal L5 :

Deux codes PRN sont transmis sur la fréquence L5, le code en phase I5 et le code en quadrature de phase Q5. Comme il a été expliqué dans le chapitre précédent, la technique CDMA permet de différencier entre les satellites malgré qu'ils transmettent simultanément à la même fréquence L5.

Chaque satellite a deux codes indépendants $I5_i(t)$ et $Q5_i(t)$, ces deux codes sont synchronisés dans le temps, avec une longueur de 10230 chips sur une milliseconde, donc une cadence de 10.23 Mbits/s, chaque code est le résultat d'une addition modulo-2 de deux séquences secondaires XA et $XBI_i(n_{Ii},t)$ ou $XBQ_i(n_{Qi},t)$, où le n_{Ii} et le n_{Qi} sont les états initiaux de XBI_i et de XBQ_i pour le satellite i , les longueurs de ces derniers sont 8190 et 8191 respectivement, les séquences XB_i sont avancées sélectivement ce qui permet de produire des différents codes pour un satellite i selon cet avancement, 32 paires de codes sont actuellement désignées pour l'utilisation par les satellites (PRN1 jusqu'à PRN32) et 5 paires sont réservées pour d'autres utilisations (PRN33 jusqu'à PRN37) , l'attribution des phases de code des séquences pour chaque satellite est donné dans le tableau II.1.

Les 74 codes (37 codes I5 et 37 codes Q5) sont un sous-ensemble choisi parmi plus de 4.000 codes possibles qui pourraient être produits en utilisant l'avance sélective. Les codes restants sont disponibles pour le futur usage des satellites additionnels et/ou d'autres applications du signal L5.

Attribution de phase de code (1/2)				
Code PRN	Code XB avancé (chips)*		Etat initial du code XB**	
	I5	Q5	I5	Q5
1	266	1701	0101011100100	1001011001100
2	356	323	1100000110101	0100011110110
3	804	5292	0100000001000	1111000100011
4	1138	2020	1011000100110	0011101101010
5	1509	5429	1110111010111	0011110110010
6	1509	7136	0110011111010	0101010101001
7	1756	1041	1010010011111	1111110000001
8	2084	5947	1011110100100	0110101101000
9	2170	4315	1111100101011	1011101000011
10	2303	148	0111111011110	0010010000110
11	2527	535	0000100111010	0001000000101
12	2687	1939	1110011111001	0101011000101
13	2930	5206	0001110011100	0100110100101
14	3471	5910	0100000100111	1010000111111
15	3940	3595	0110101011010	1011110001111
16	4132	5135	0001111001001	1101001011111
17	4332	6082	0100110001111	1110011001000
18	2924	6990	1111000011110	1011011100100
19	5343	3546	1100100011111	0011001011011
20	5443	1523	0110101101101	1100001110001
21	5641	4548	0010000001000	0110110010000
22	5816	4484	1110111101111	0010110001110
23	5898	1893	1000011111110	1000101111101
24	5918	3961	1100010110100	0110111110011
25	5955	7106	1101001101101	0100010011011
26	6243	5299	1010110010110	0101010111100
27	6345	4660	0101011011110	1000011111010
28	6477	276	0111101010110	1111101000010
29	6518	4389	0101111100001	0101000100100
30	6875	3783	1000010110111	1000001111001
31	7168	1591	0001010011110	0101111100101
32	7187	1601	0000010111001	1001000101010
33	7329	749	1101010000001	1011001000100
34	7577	1387	1101111111001	1111001000100
35	7720	1661	1111011011100	0110010110011
36	7777	3210	1001011001000	0011110101111
37	8057	708	0011010010000	0010011010001

* Le code XB avancé est le nombre des cycles d'horloge de XB au-delà d'un état initial des uns

** Dans la notation binaire pour les 13 premiers chips des codes I5 et Q5 comme montré dans ces colonnes, le bit à l'extrême droit est le premier à sortir. Comme l'état initial du code XA est des uns, les 13 premiers chips sont aussi le complément des états initiales des codes I5 et Q5

NOTE : l'attribution de phase de code constitue des paires inséparables, chacun a une phase de code I5 spécifique et une autre pour Q5 spécifique aussi, comme montré ci-dessus.

Tableau II.1 : Attribution des phases des codes

Chaque code $I5_i(t)$ et $Q5_i(t)$ est la somme de deux séquences prolongés synchronisés à 10.23Mbits/s (XA et XBI_i ou XBQ_i). La séquence XA est de longueur de 8190, réinitialisé avec des uns (premier état) chaque milliseconde (synchronisée avec le code C/A), et tronqué d'un chip avant son accomplissement, pour un total de 10230 chips. Les séquences XBI_i et XBQ_i , dans des conditions initiales indiquées dans la figure II.2, sont des séquences de longueur de 8191 qui ne sont pas tronqués, ils sont remis à leurs états initiaux à leurs accomplissement, ils fonctionnent pendant une période de 1 milliseconde (synchronisée avec le code XA) pour un total de 10230 chips. Les polynômes pour les codes XA et XBI_i ou XBQ_i , comme référencés à l'entrée de registre à décalage, sont :

$$XA : 1 + x^9 + x^{10} + x^{12} + x^{13}, \text{ et}$$

$$XBI_i \text{ ou } XBQ_i : 1 + x + x^3 + x^4 + x^6 + x^7 + x^8 + x^{12} + x^{13}.$$

Dans le cas des codes XB, le registre à décalage peut être initialisé avec des uns et des états avancés de n_i comme spécifié dans la figure II.2, ou initialisé avec l'état indiqué dans le tableau II.1.

L'état de chaque générateur peut être exprimé comme un vecteur de code qui spécifie la séquence constante binaire de chaque registre comme suit :

- Le vecteur comprend l'état binaire de chaque étage du registre.
- La valeur de l'étage 13 apparaît à la droite suivie des valeurs des états restants par ordre descendant de numéro de l'étage.
- La direction de décalage est d'un étage inférieur à un étage plus élevée où la sortie est fournie par l'étage 13.

Cette convention de vecteur de code représente la sortie actuelle et 12 futures sorties dans la séquence. En utilisant cette convention, à chaque accomplissement du code XA (état 8190), le registre à décalage de XA est réinitialisé par le vecteur de code 111111111111, alors qu'à chaque accomplissement de XB (état 8191), le registre à décalage de XB est réinitialisé par un vecteur de code particulier au nombre et à la phase de ce PRN. Les vecteurs de réinitialisation de code de XB sont comme indiqués dans le tableau II.1. Alternativement, le registre à décalage de XB est initialisé au vecteur de code 111111111111 et aux états avancés de n_i comme indiqué dans le tableau II.1.

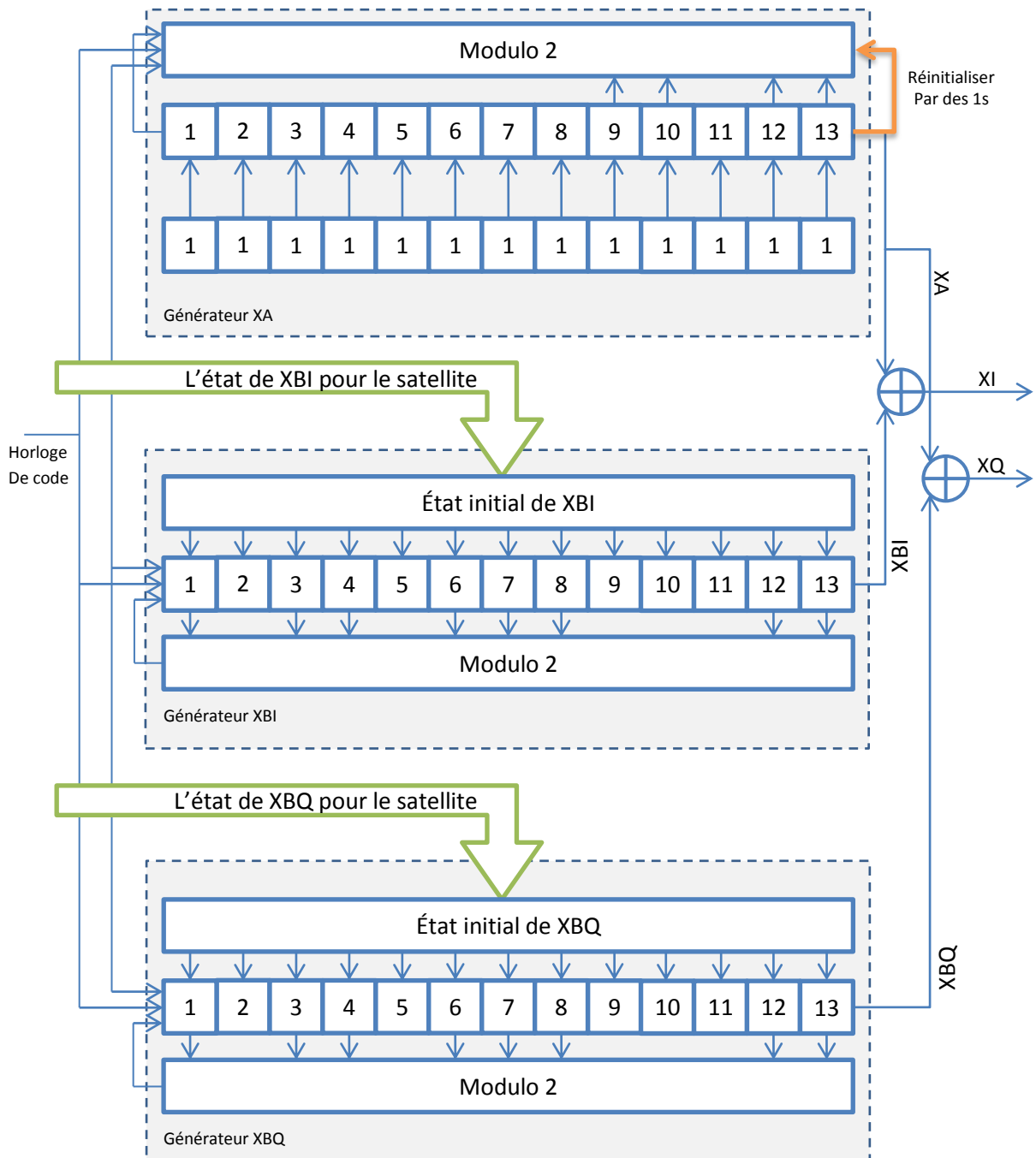


Figure II.1 : GGénération des codes PRN L5

Les 8191 chips de la séquence normale XA seront tronqués à 8190 chips pour causer la précession de la deuxième séquence de XA en prenant en considération les 8191 chips de la séquence normale XB, suivant la figure II.4. La réinitialisation du registre à décalage de XA produit une séquence de 10230 chips en omettant les 6151 derniers chips de la deuxième séquence normale de XA, ou en les réinitialisant tout à des uns à une période d'une milliseconde.

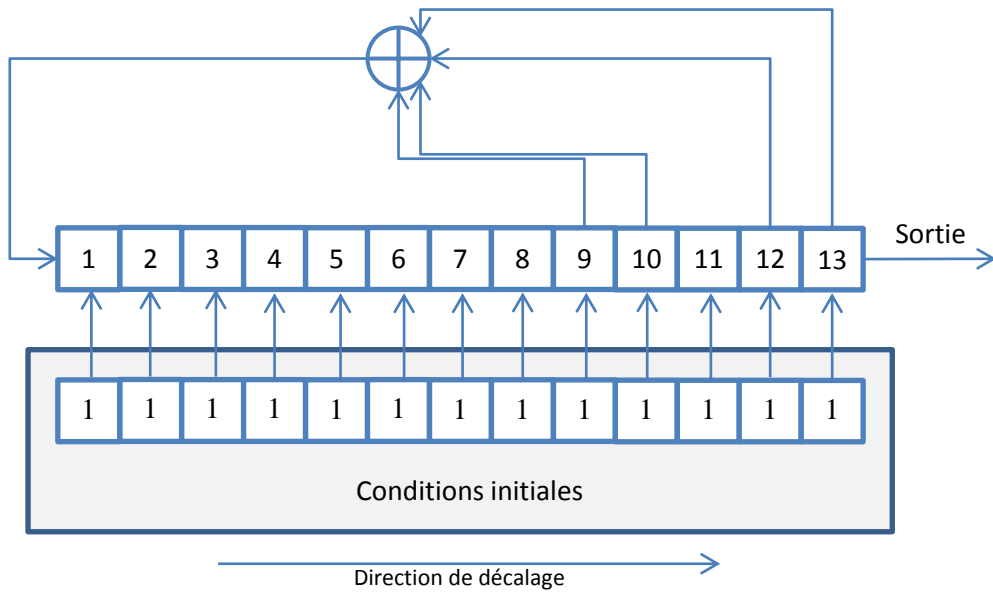


Figure II.2 : Configuration du générateur du registre à décalage

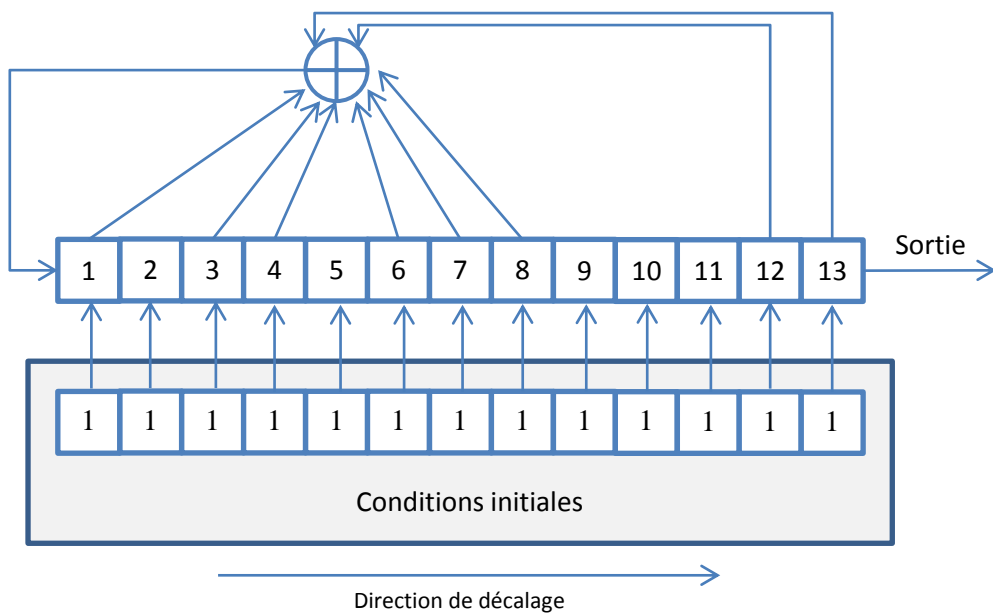


Figure II.3 : Configuration du générateur du registre à décalage

On permet simplement au registre à décalage de XB d'organiser son cours normal jusqu'à la prochaine période d'1ms quand il est réinitialisé à son état initial B_0 , basé sur le nombre et la phase de PRN. Ceci a comme conséquence sur la phase de la séquence XB avancée par un chip pendant la deuxième séquence de XA dans la période d'une milliseconde. Selon l'état initial de la séquence XB, une troisième séquence de 8191 chips peut être commencée avant que la séquence des 10230 de chip est accomplie. Deux scénarios différents qui peuvent se produire sont montrés sur la figure II.4.

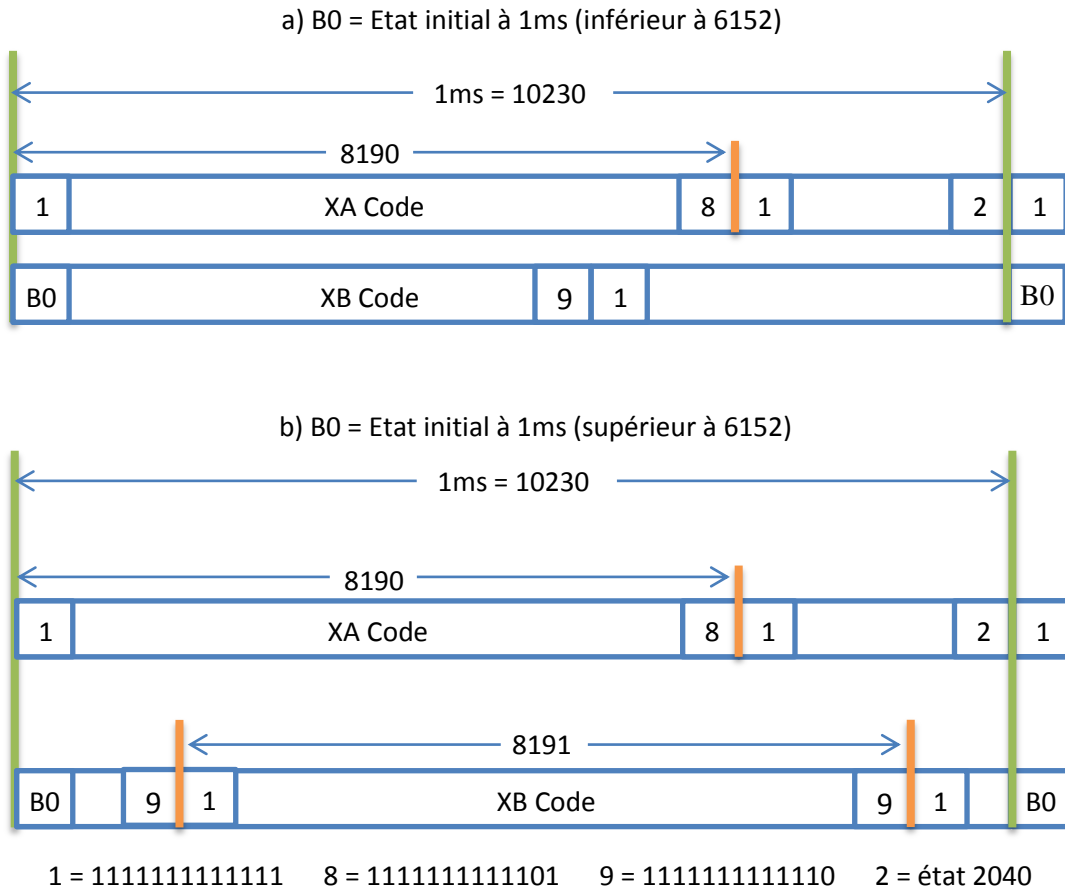


Figure II.4 : Les phases relatives entre les séquences de XA et XB

Dans le scénario a, l'état initial de la séquence XB « B₀ » est moins que l'état 6152. Ainsi, la deuxième séquence XB ne se termine pas avant la fin de la période d'1ms. Dans le scénario b, l'état initial de la séquence XB « B₀ » est plus grand que l'état 6151. Ainsi, la deuxième séquence XB se termine avant que la fin de la période d'1ms et une troisième séquence commence (à moins que quand B₀ soit à l'état 6152) avant la prochaine période d'1ms.

II.3.3. Données de navigation :

Les données de signal L5 dénotées D5(t), inclut les éphémérides du satellite, le temps du système, le comportement de l'horloge du satellite, des messages de statut et l'information de temps, etc. Ces données sont ajoutées au code I5 seulement, le train de bit résultants est employé pour moduler la porteuse de L5 en phase.

II.3.4. Séquences de Neuman-hofman :

Chacun des blocs de code I5 et Q5 d'une milliseconde est encore codé avec des séquences de Neuman-Hofman de longueurs de 10 bits et 20 bits respectivement. Les séquences sont additionnées aux chips des codes sur une fréquence de répétition de PRN égale à 1 KHz. Les séquences sont $NH_{10} = 0000110101$ et $NH_{20} = 00000100110101001110$.

Cependant, dû à leur longueur augmentée, et à un choix rigoureux des étapes initiales, elles fournissent un isolement minimum de 2.5 dB mieux que le code C/A de GPS, comme illustré dans le tableau II.2.

Protection minimale des pics latéraux [dB]		Correction minimale de l'intercorrélation des pics [dB]		
R(I,I)	R(Q,Q)	C(I)	C(Q)	C(I,Q)
Sans code NH				
-29.2	-29.0	-26.4	-26.5	-62.1
Avec code NH				
-29.8	-29.4	-28.1	-28.5	-33.3
R(I,I) = auto corrélation de tous les codes I5, R(Q,Q) = auto corrélation de tous les codes Q5, C(I) = inter corrélation de tous les code I5 avec tous les codes I5 et Q5, C(Q) = inter corrélation de tous les code Q5 avec tous les codes I5 et Q5, C(I,Q) = inter corrélation de la paire (I,Q)				

Tableau II.2 : Propriétés d'isolation du code L5

Les canaux I5 et Q5 sont encore modulés par des codes de Neuman-Hofman. Pour le composant I5, le code PRN est encore modulé par une séquence NH de 10 bits ($NH_{10} = 0000110101$). Pour le composant Q5, le code PRN est modulé par une séquence NH de 20 bits ($NH_{20} = 00000100110101001110$). Chaque bit des codes de NH est d'1 ms, et les transitions de bits de NH sont entièrement alignées avec le code de PRN supplémentaire. Ceci est résultant dans les séquences tronquées de 10 et 20 ms sur les données et le pilote respectivement.

En outre, les séquences NH10 et NH20 sont entièrement synchronisés avec un bit de symbole de 10 ms et un bit de donnée de 20 ms respectivement.

Les figures II.5 et II.6 montrent l'auto corrélation d'une séquence à plusieurs niveaux normalisée pour PRN 23 sur les données L5 et les canaux de pilote. Il est intéressant de noter

que les codes de NH créent plusieurs crêtes secondaires sur l'auto corrélation de la séquence tronquée, ces pics créent un risque de fausse acquisition.

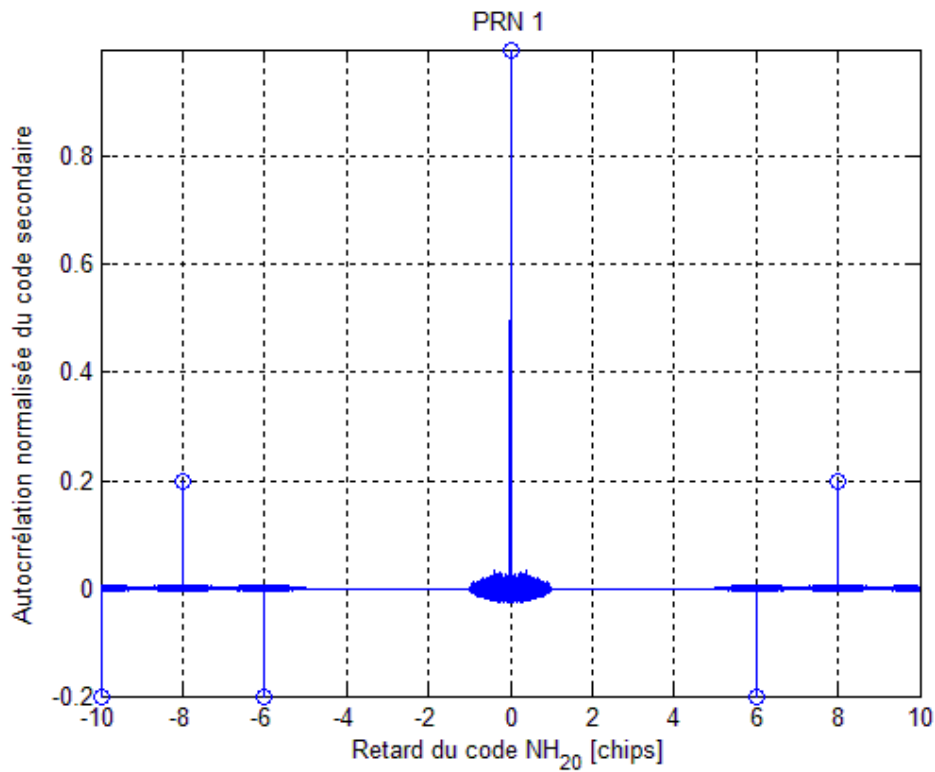


Figure. II.5 : *L'auto corrélation d'un code I5*

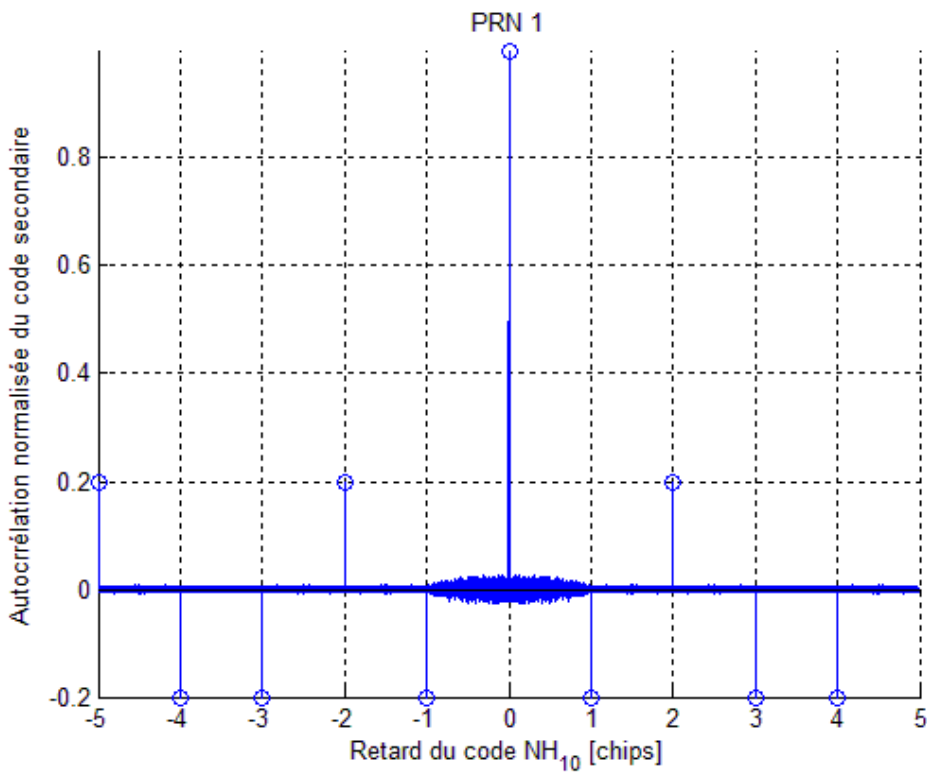


Figure. II.6 : *L'auto corrélation d'un code Q5*

II.4. Le spectre du code L5 :

Comme le code L5 est émis à une cadence de 10.23MHz la largeur du lobe principale est augmentée de 2MHz à 20MHz approximativement comme le montre la figure II.7. L'élargissement de cette bande permet un étalement de spectre plus important.

En raison de leur longueur désirée et leur structure de génération le code PRN L5 n'est pas un code de Gold. Donc leurs propriétés d'autocorrélation et d'intercorrélation ne sont pas optimales, mais avec une sélection judicieuse des étages initiaux du code XB, il fournit une isolation améliorée de 2.5 dB que le code C/A.

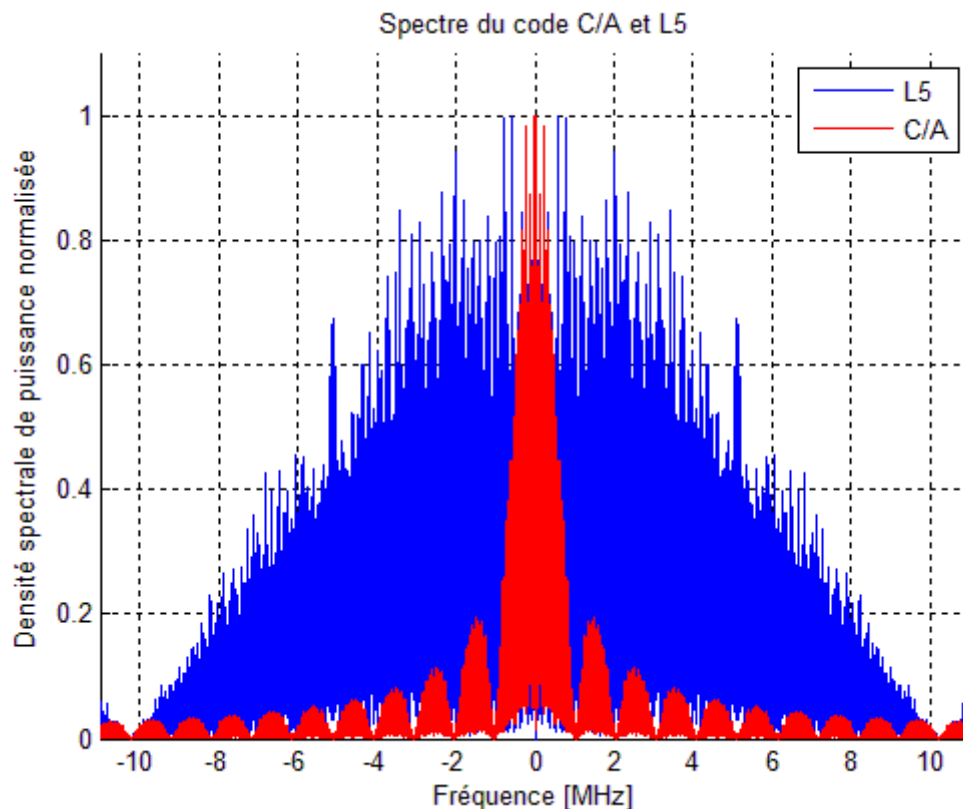


Figure. II.7 : Densité spectrale de puissance normalisée du code C/A et L5



II.5. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons fait une présentation détaillée de la génération du signal L5, y compris son plan de fréquence, ses codes PRN, son message de navigation ainsi que les séquences de Neuman-Hofman. Ça nous a permis de constater les différences vis-à-vis le signal classique GPS L1, en termes de génération des codes, propriétés de corrélation et occupation spectrales.

Dans le prochaine chapitre, on s'intéresse à présenter les différentes méthodes d'acquisition du signal L5 que la réalisation de leurs courbes de performances utilisant la méthode de Monté Carlo.



Chapitre III :

Les méthodes d'acquisition du signal L5

III.1 Introduction :

L'acquisition est une recherche bidimensionnelle, en temps et en fréquence, qui consiste à réaliser des corrélations entre le signal reçu décalé dans le temps et celui émis, sachant que ces deux signaux sont différents ; Le décalage temporel dû essentiellement aux temps de propagation et décalage de l'horloge satellite et récepteur, le décalage fréquentiel dû à l'effet Doppler et aux instabilités des oscillateurs d'émission et de réception sans oublier le bruit du canal de transmission.

Le signal GPS L5 est composé de deux composants, le canal de données L5_I et le canal pilote L5_Q. Le premier contient le message de navigation et le deuxième ne contient pas de données mais seulement les codes. Le fait d'avoir deux canaux laisse le champ de développer les techniques d'acquisition très large. L'acquisition peut en fait se réaliser sur un seul canal, ou en combinant les deux canaux. Dans ce contexte, plusieurs méthodes ont été proposées, leurs performances sont évaluées par formulation analytique suivie de la validation par Monté Carlo.

Dans ce qui suit nous présentons en premier lieu les méthodes d'acquisition sur un seul canal suivantes :

- Acquisition cohérente.
- Acquisition non cohérente.
- Acquisition non cohérente avec intégration.

Puis celles réservées à la combinaison des deux canaux L5_I et L5_Q afin d'améliorer la performance :

- Acquisition en combinaison non cohérente.
- Acquisition en combinaison cohérente avec récupération de signes.

III.2. Acquisition du signal L5 sur un canal unique :

Le signal L5 provenant d'un satellite peut être modélisé de la manière suivante :

$$y_i(t) = \sqrt{C_i} e_{D,i}(t - \tau_{0,i}^a) \cos(2\pi(f_{RF} + f_{d,0}^i)t + \phi_{0,i}) + \sqrt{C_i} e_{P,i}(t - \tau_{0,i}^a) \sin(2\pi(f_{RF} + f_{d,0}^i)t + \phi_{0,i}) \quad (\text{III.1})$$

$e_{D,i}$ et $e_{P,i}$ sont les composantes des canaux de données et pilote, qui sont données en général par :

$$e_{D,i}(t) = d_i(t)C_{D,i}(t)$$

$$e_{P,i}(t) = C_{P,i}(t)$$

Où $d_i(t)$ est le message de navigation, $C_{D,i}(t)$ et $C_{P,i}(t)$ sont respectivement les codes associés aux canaux donnée et pilote.

$\sqrt{C_i}$ est la puissance du signal reçu.

Le signal est reçu au niveau de l'antenne, converti en fréquence intermédiaire et filtré, avant l'étape de la conversion en numérique le signal est alors de la forme :

$$\begin{aligned} r_i(t) &= y_i(t) + \eta(t) \\ &= \sqrt{C_i}e_{D,i}(t - \tau_{0,i}^a) \cos(2\pi(f_{IF} + f_{d,0}^i)t + \phi_{0,i}) + \\ &\quad \sqrt{C_i}e_{P,i}(t - \tau_{0,i}^a) \sin(2\pi(f_{IF} + f_{d,0}^i)t + \phi_{0,i}) + \eta(t) \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

$\eta[t]$ est le bruit au niveau du récepteur.

Après l'échantillonnage du signal, il aura la forme :

$$\begin{aligned} r_i[n] &= \sqrt{C_i}e_{D,i}(n - \tau_{0,i}) \cos(2\pi F_{D,0}^i n + \phi_{0,i}) \\ &\quad + \sqrt{C_i}e_{P,i}(n - \tau_{0,i}) \sin(2\pi F_{D,0}^i n + \phi_{0,i}) + \eta(n) \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

Avec: $F_D = (f_{IF} + f_d)T_s$. Et T_s est la période d'échantillonnage.

III.2. 1. Acquisition cohérente :

La méthode d'acquisition cohérente est basée sur l'utilisation d'une batterie d'oscillateurs suivie d'une autre de corrélateurs afin de tester l'ensemble des décalages fréquentiels de la porteuse et les décalages du code L5, on note que dans ce cas on utilise une seule voie L5_I ou L5_Q. Cette opération est réalisée selon le synoptique suivant :

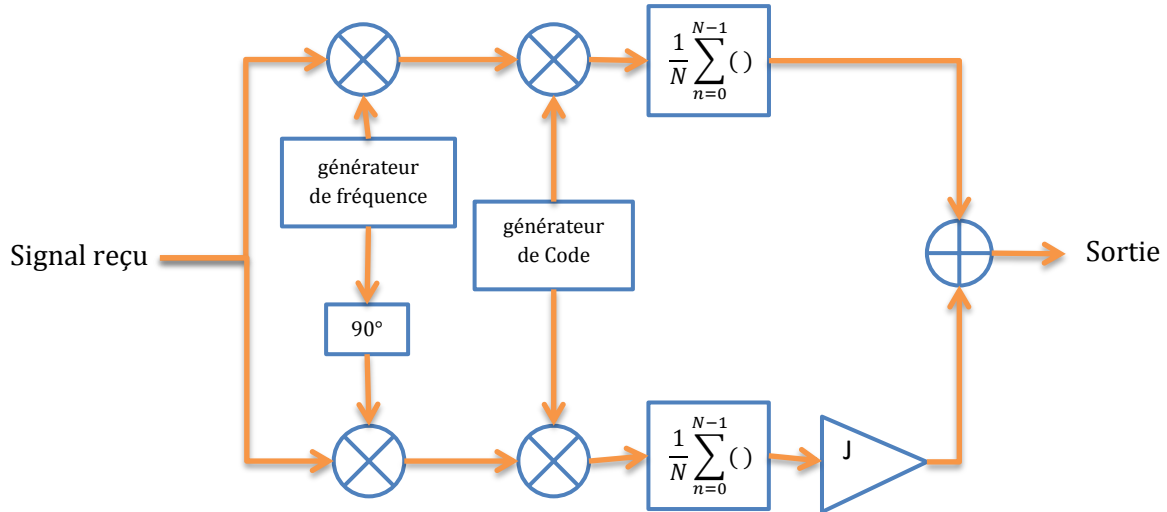


Figure III.1 : Schéma d'acquisition cohérente

A partir de ce synoptique on doit évaluer la fonction d'ambiguïté notée CAF (Cross Ambiguity Function) et définie par :

$$Y(\tau, F_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n - \tau] e^{-j2\pi F_D n} \quad (\text{III.4})$$

Vue la quadrature, on a deux signaux générés:

$$Y_c(n, F_D) = r[n] \cos(2\pi F_D n)$$

$$Y_s(n, F_D) = -r[n] \sin(2\pi F_D n) \quad (\text{III.5})$$

Les deux signaux $Y_c(n, F_D)$ et $Y_s(n, F_D)$ seront multipliés par une réplique locale du code $c[n]$:

$$Y'_c(n, \tau, F_D) = r[n] \cos(2\pi F_D n) c[n - \tau]$$

$$Y'_s(n, \tau, F_D) = -r[n] \sin(2\pi F_D n) c[n - \tau] \quad (\text{III.6})$$

Et enfin, les signaux résultant $Y'_c(n, \tau, F_D)$ et $Y'_s(n, \tau, F_D)$ sont intégrés, produisant les composantes en-phase et en Quadrature $Y_I(\tau, F_D)$ et $Y_Q(\tau, F_D)$:

$$Y_I(\tau, F_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} Y'_c(n, \tau, F_D)$$

$$Y_Q(\tau, F_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} Y'_s(n, \tau, F_D) \quad (\text{III.7})$$

Les deux composantes peuvent être considérées comme la partie réelle et la partie imaginaire de la CAF:

$$Y(\tau, F_D) = Y_I(\tau, F_D) + jY_Q(\tau, F_D) \quad (\text{III.8})$$

III.2.2. Acquisition non cohérente :

Cette méthode est utilisée afin de surmonter le problème de phase causé par la transition des bits de données du message de navigation. Elle est réalisée selon le synoptique ci-dessous là où on observe que chaque cellule est évaluée au carré:

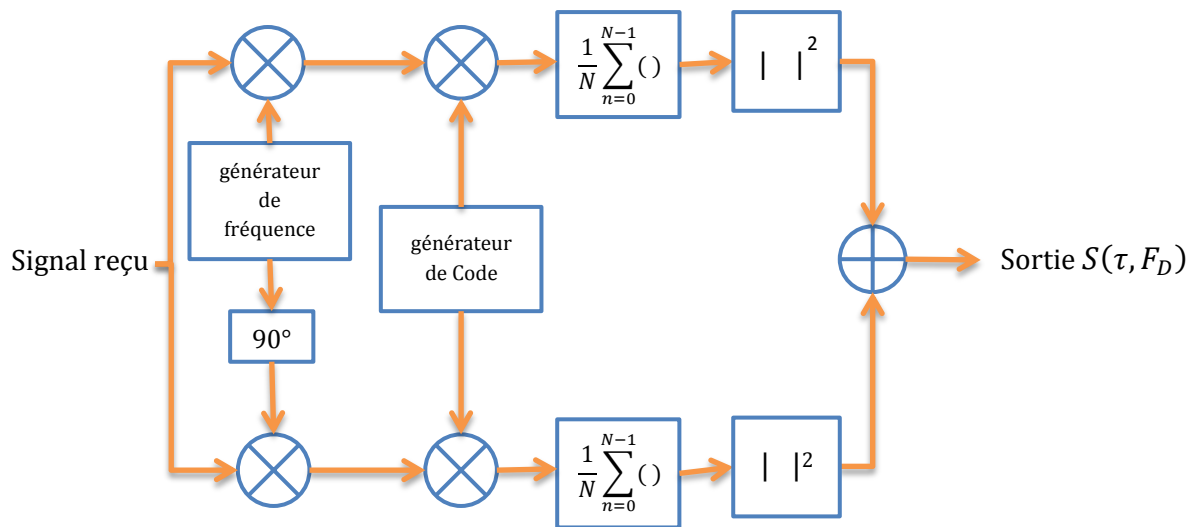


Figure III.2 : Schéma d'acquisition non cohérente

III.2.2.1. Modélisation analytique :

La décision est prise sous deux hypothèses, l'hypothèse nulle H_0 qui correspond à l'absence du signal, et l'hypothèse alternative H_1 sous laquelle le signal est présent. Dans le cas du signal GPS, les conditions de la présence ou de l'absence du signal sont liées aux deux hypothèses suivantes :

- L'hypothèse nulle, H_0 : le signal est absent ou non aligné avec la réplique locale ;
- L'hypothèse alternative H_1 : le signal est présent et aligné avec la réplique locale.

Les probabilités de fausse alarme et de détection sont alors définies par :

$$P_{fa}(\beta) = P(X > \beta \mid H_0) = P(X > \beta \mid \tau \neq \tau_0 \cup F_D \neq F_{D,0}) \quad (\text{III.9})$$

$$P_{fd}(\beta) = P(X > \beta \mid H_1) = P(X > \beta \mid \tau = \tau_0 \cap F_D = F_{D,0}) \quad (\text{III.10})$$

La variable de décision $S(\tau, F_D)$ est donnée par :

$$S(\tau, F_D) = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n - \tau] e^{-j2\pi F_D n} \right|^2$$

Nous supposons que le signal d'entrée est une variable aléatoire gaussienne, la variable $S(\tau, F_D)$ est obtenue comme étant le carré d'une variable aléatoire Gaussienne.

Calculons les variances des deux variables $Y_I(\tau, F_D)$ et $Y_Q(\tau, F_D)$.

$$\begin{aligned} \text{Var}[Y_I(\tau, F_D)] &= \text{Var} \left[\text{Re} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n - \tau] e^{-j2\pi F_D n} \right\} \right] \\ &= \text{Var} \left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n - \tau] \cos(2\pi F_D n) \right] \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \text{Var}[r(n) c[n - \tau] \cos(2\pi F_D n)] \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\sigma_{IF}^2}{2} = \frac{\sigma_{IF}^2}{2N} \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

De même :

$$\begin{aligned} \text{Var}[Y_Q(\tau, F_D)] &= \text{Var} \left[\text{Im} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n - \tau] e^{-j2\pi F_D n} \right\} \right] \\ &= \text{Var} \left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n - \tau] \sin(2\pi F_D n) \right] \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \text{Var}[r(n) c[n - \tau] \sin(2\pi F_D n)] \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\sigma_{IF}^2}{2} = \frac{\sigma_{IF}^2}{2N} \end{aligned} \quad (\text{III.12})$$

Ce qui donne :

$$\text{Var}[Y_I(\tau, F_D)] = \text{Var}[Y_Q(\tau, F_D)] = \sigma_n^2 \quad (\text{III.13})$$

Sous l'hypothèse nulle H_0 , on a $E[S(\tau, F_D)] = 0$, nous aurons alors :

$$S(\tau, F_D) \setminus H_0 = Y_I^2(\tau, F_D) + Y_Q^2(\tau, F_D) \setminus H_0 \sim \exp\left(\frac{1}{2\sigma_n^2}\right) \quad (\text{III.14})$$

$S(\tau, F_D) \setminus H_0$ est distribuée d'une manière exponentielle avec paramètre $\frac{1}{2\sigma_n^2}$. Sa densité est donnée par :

$$f_0(s) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) \quad (\text{III.15})$$

Par conséquent, la probabilité de fausse alarme est donnée par :

$$P_{fa}(\beta) = \int_{\beta}^{+\infty} f_0(s) ds = \exp\left(-\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right) \quad (\text{III.16})$$

Pour le deuxième cas qui est sous l'hypothèse H_1 , $Y_I(\tau, F_D)$ et $Y_Q(\tau, F_D)$ ne sont plus centrées, nous devons alors calculer leurs moyennes.

$$\begin{aligned} E[Y_I(\tau, F_D)] &= E\left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n - \tau] \cos(2\pi F_D n)\right] \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} E[y(n) + \eta(n)] c[n - \tau] \cos(2\pi F_D n) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) c[n - \tau] \cos(2\pi F_D n) \end{aligned} \quad (\text{III.17})$$

Si $F_D = F_{D,0}$ et $\tau = \tau_0$:

$$\begin{aligned} E[Y_I(\tau, F_D)] &= \frac{A}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c^2[n - \tau_0] \cos(2\pi F_{D,0} n + \phi_0) \cos(2\pi F_{D,0} n) \\ &= \frac{A}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} [\cos(\phi_0) + \cos(4\pi F_{D,0} n + \phi_0)] \\ &= \frac{A}{2} \cos \phi_0 \end{aligned}$$

De même pour la composante en quadrature :

$$E[Y_Q(\tau, F_D)] = \frac{A}{2} \sin \phi_0$$

Nous avons alors la somme des carrés des deux variables gaussiennes non centrée, $Y_I(\tau, F_D)$ et $Y_Q(\tau, F_D)$;

Soit :

$$\begin{aligned} Y_I(\tau, F_D) \setminus H_1 &\sim N\left(\frac{A}{2} \cos \phi_0, \frac{\sigma_{IF}^2}{2N}\right) \\ Y_Q(\tau, F_D) \setminus H_1 &\sim N\left(\frac{A}{2} \sin \phi_0, \frac{\sigma_{IF}^2}{2N}\right) \end{aligned} \quad (\text{III.18})$$

La somme du carré de deux variables Gaussiennes indépendantes de moyenne non-nulle donne une variable χ^2 non centrée avec deux degrés de liberté, soit :

$$S(\tau, F_D) \setminus H_1 = Y_I^2(\tau, F_D) + Y_Q^2(\tau, F_D) \setminus H_1 \sim \chi_{nc,2}^2(\lambda, \sigma_n^2) \quad (\text{III.19})$$

Avec :

$$\lambda = E^2[Y_I(\tau, F_D)] + E^2[Y_Q(\tau, F_D)] = \frac{A^2}{4} \quad \text{Est le paramètre de non-centralité.}$$

Dans ce cas la distribution de $S(\tau, F_D)$ sous H_1 est donnée par :

$$f_1(s) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s+\lambda}{2\sigma_n^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{s\lambda}}{\sigma_n^2}\right) \quad (\text{III.20})$$

où : $I_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro.

Avec $Q_x(a, b)$ est la fonction de Marcum généralisée définie par :

$$Q_K(a, b) = \frac{1}{a^{K-1}} \int_b^{+\infty} x^K \exp\left\{-\frac{a^2 + x^2}{2}\right\} I_{K-1}(ax) dx$$

La probabilité de détection est alors donnée par :

$$P_d(\beta) = \int_{\beta}^{\infty} f_1(s) ds = \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s+\lambda}{2\sigma_n^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{s\lambda}}{\sigma_n^2}\right) ds$$

Après intégration, la probabilité de détection est :

$$P_d(\beta) = Q_1\left(\sqrt{\frac{\lambda}{\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{\beta}{\sigma_n^2}}\right) \quad (\text{III.21})$$

III.2.2.2. Simulation et résultats :

La figure III.3 représente la variation de la probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausse alarme pour plusieurs rapports signal a bruit, la probabilité de détection s'améliore en augmentant le rapport signal a bruit.

La figure III.4 représente la probabilité de détection en fonction du C/N_0 pour deux probabilité de fausse alarme (10^{-3} , 10^{-5}), nous constatons que la meilleure performance a été obtenu pour la probabilité de fausse alarme la plus élevée. Les résultats obtenus ont été validés par la simulation Monte Carlo.

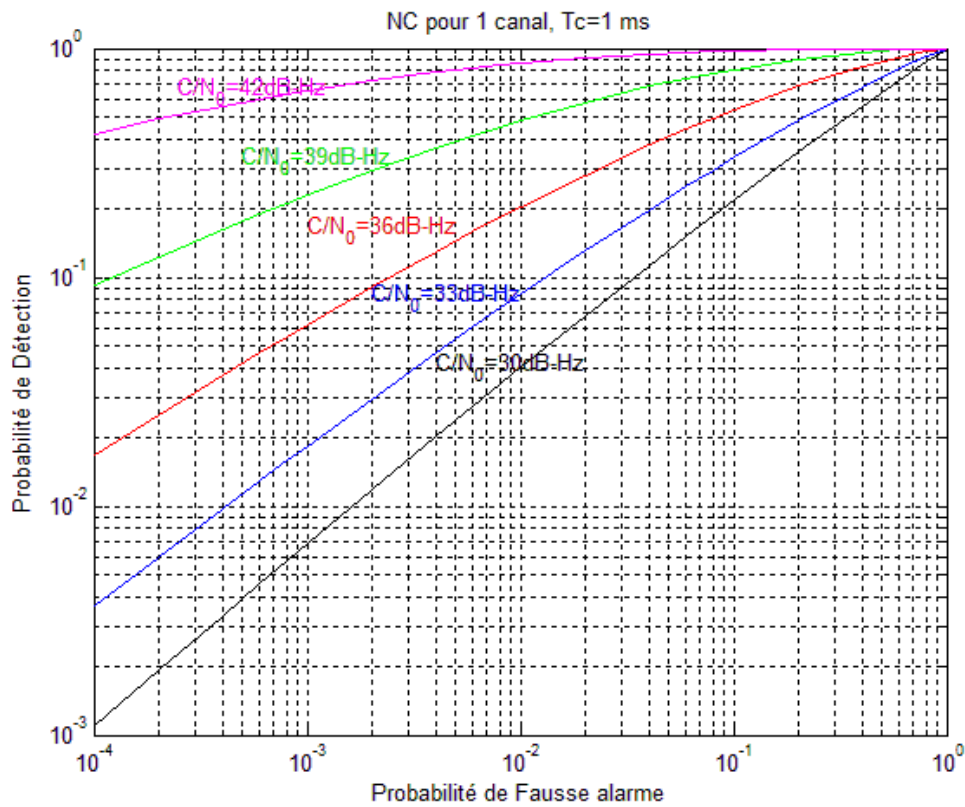


Figure III.3 : Probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausse alarme pour plusieurs C/N_0

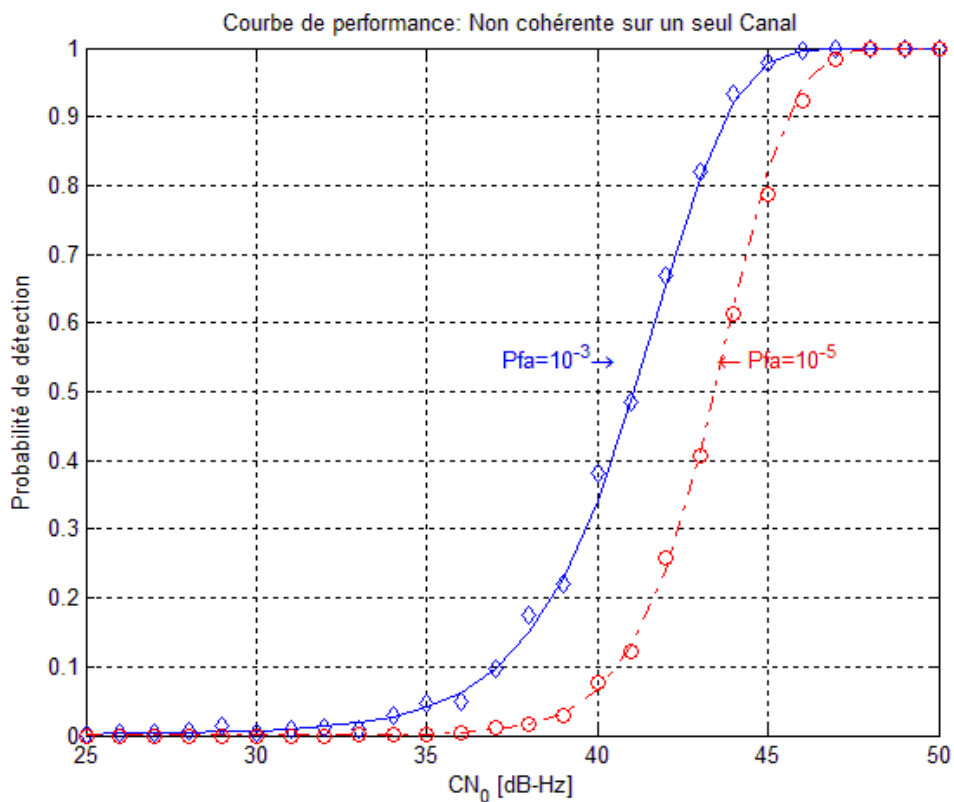


Figure III.4 : Probabilité de détection en fonction de C/N_0

La figure III.5 représente le résultat de l'acquisition non cohérente pour $C/N_0 = 50$ dB-Hz.

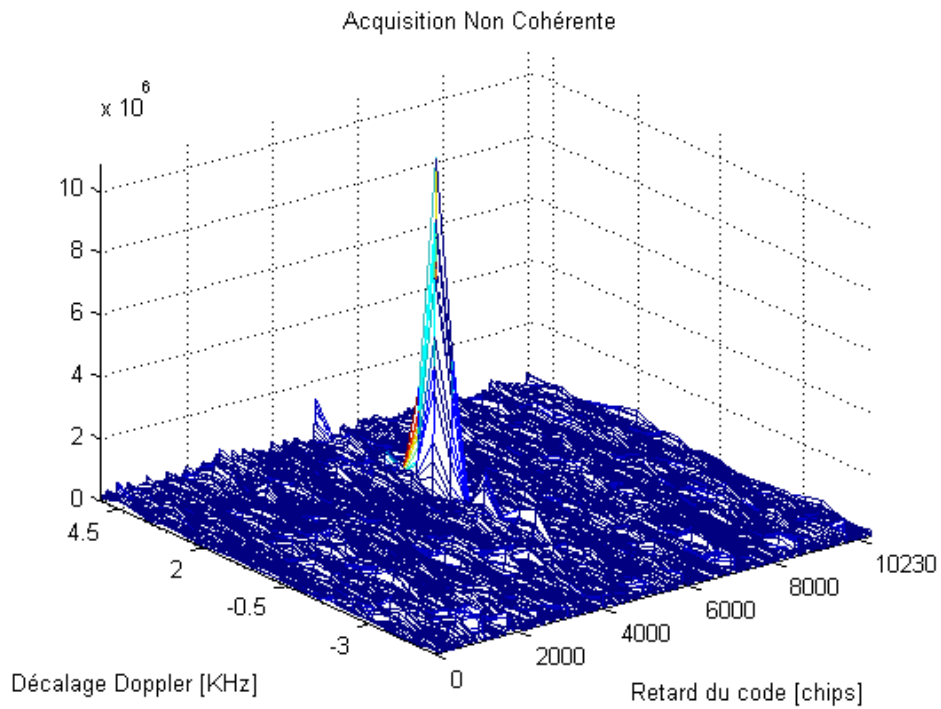


Figure III.5 : Résultat de l'acquisition non cohérente.

III.2.3. Acquisition avec intégration:

Une première technique pour améliorer la performance d'acquisition, consiste à additionner simplement K instances de la sortie du bloc de base d'acquisition non cohérente. Les blocs de puissance carrée enlèvent la dépendance de phase et les CAF's sont additionnées d'une façon non-cohérente. Sur la figure III.6 le schéma d'acquisitions avec des intégrations non cohérentes est rapporté.

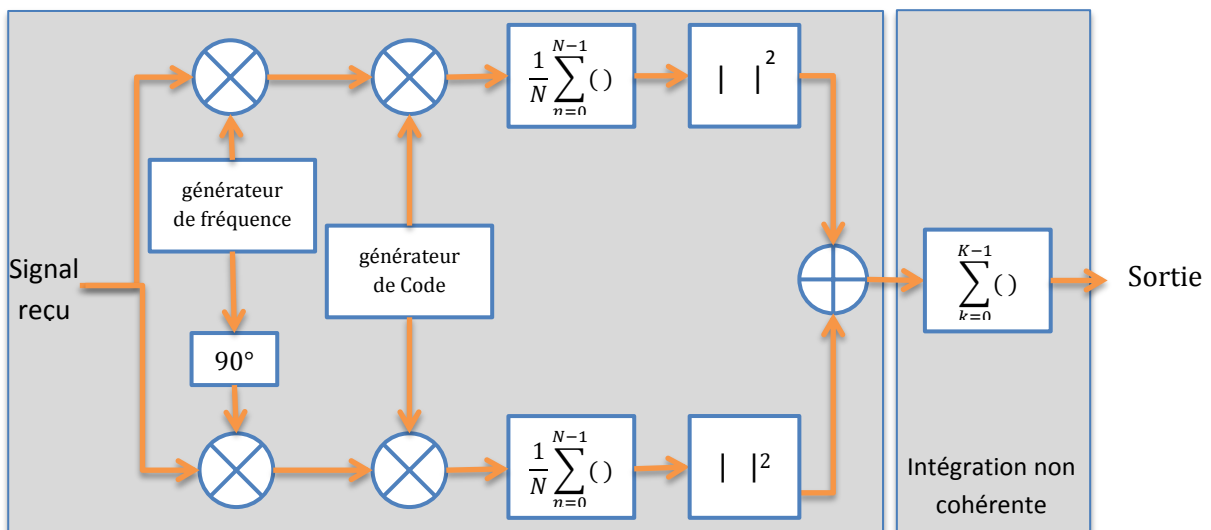


Figure III.6 : Schéma d'acquisition avec intégration non-cohérente

III.2.3.1. Modélisation analytique :

La variable de décision finale est obtenue comme suit:

$$S_K(\tau, F_D) = \sum_{k=0}^{K-1} S_k(\tau, F_D) \quad (\text{III.22})$$

L'indice K indique le nombre d'intégrations non-cohérentes réalisées.

En examinant cette dernière formule, on observe bien que pour $K = 1$, où l'intégration est absente, les variables de sorties sont distribuées en χ^2 avec deux degrés de liberté. Ainsi pour $K > 1$, $S_K(\tau, F_D)$ est décrite par la somme de K variables χ^2 indépendantes avec 2 degrés de liberté. En employant les propriétés des variables χ^2 , $S_K(\tau, F_D)$ est une variable χ^2 avec $2K$ degrés de liberté. En présence du signal utile, $S_K(\tau, F_D)$ est une variable χ^2 non centrée où le paramètre de non centralité est :

$$\lambda_K = K\lambda = K \frac{A^2}{4} \quad (\text{III.23})$$

avec :

A est l'amplitude du signal utile.

En employant les propriétés des variables aléatoires χ^2 centrales et non centrales, il est possible de dériver les probabilités de détection et de fausse alarme liées à $S_K(\tau, F_D)$:

$$P_{fa,K}(\beta) = e^{\left\{-\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right\}} \sum_{i=0}^{K-1} \frac{1}{i!} \left(\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right)^i \quad (\text{III.24})$$

$$P_{d,K}(\beta) = Q_K\left(\sqrt{K \frac{\lambda}{\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{\beta}{\sigma_n^2}}\right) = Q_K\left(\sqrt{K \sqrt{\frac{\lambda}{\sigma_n^2}}}, \sqrt{\frac{\beta}{\sigma_n^2}}\right) \quad (\text{III.25})$$

Où $Q_K(a, b)$ est la fonction de Marcum généralisée,

III.2.3.2. Simulation et résultats :

Les deux figures III.7 et III.8 représentent la variation de la probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausse alarme pour plusieurs rapports signal a bruit respectivement pour deux et trois intégrations non cohérentes ($k = 2$, $k = 3$). Nous constatons qu'en augmentant le rapport C/N0, la probabilité de détection s'améliore pour une probabilité de fausse alarme sélectionnée.

Les deux figures III.9 et III.10 représentent la probabilité de détection en fonction du C/N0 pour deux probabilités de fausse alarme (10^{-3} , 10^{-5}). En augmentant la probabilité de fausse alarme la probabilité de détection augmente, la performance a été validée par Monte Carlo.

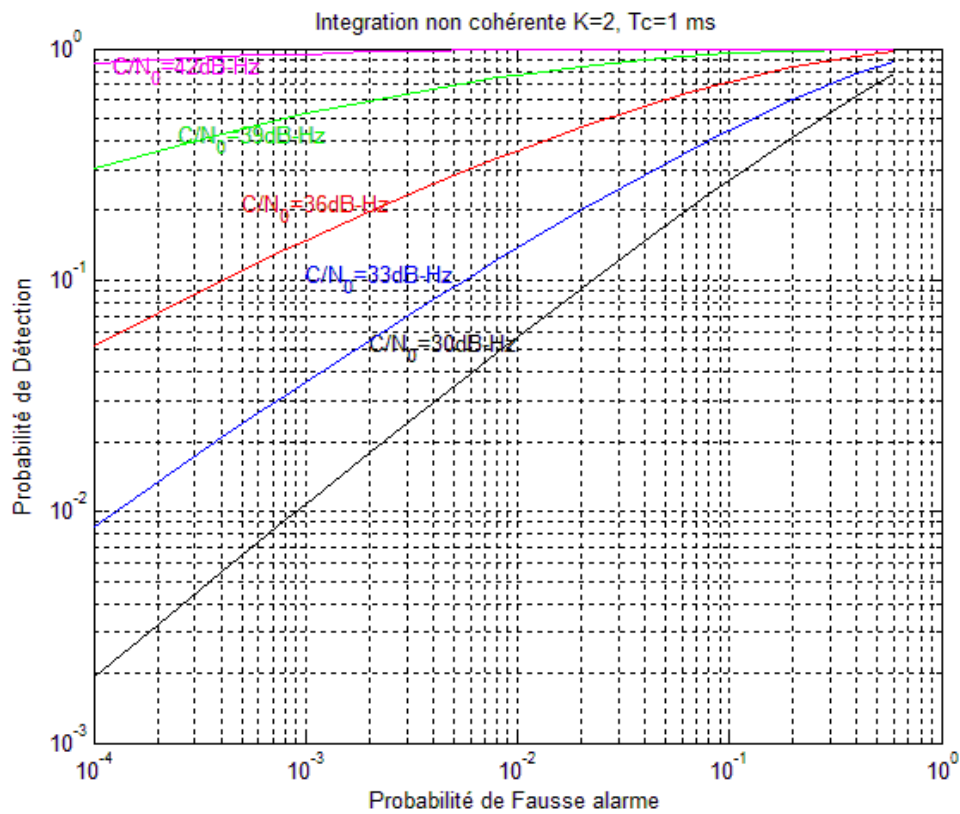


Figure III.7 : Probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausse alarme pour plusieurs C/N₀

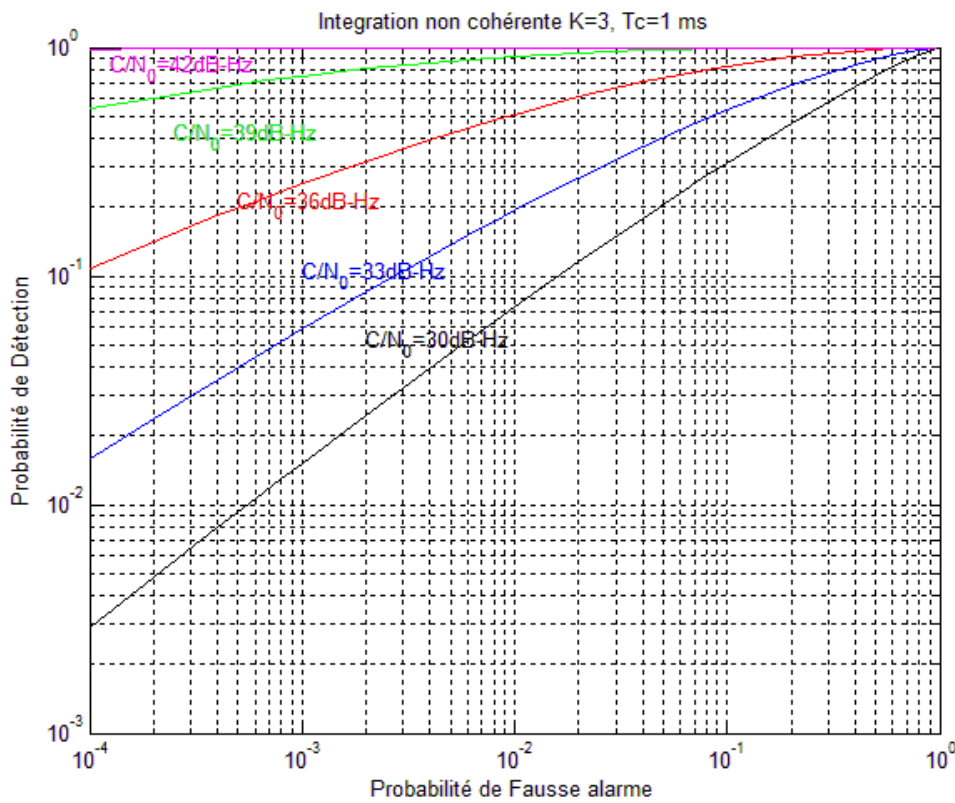


Figure III.8 : Probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausse alarme pour plusieurs C/N₀

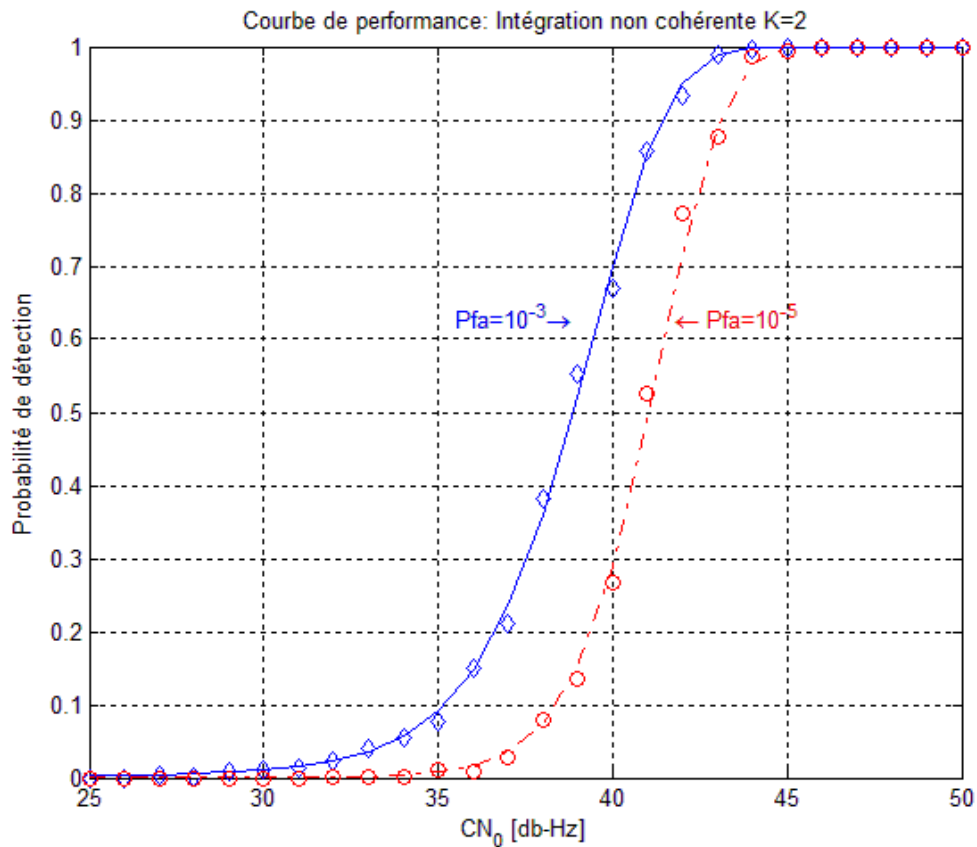


Figure III.9 : Probabilité de détection en fonction de C/N_0

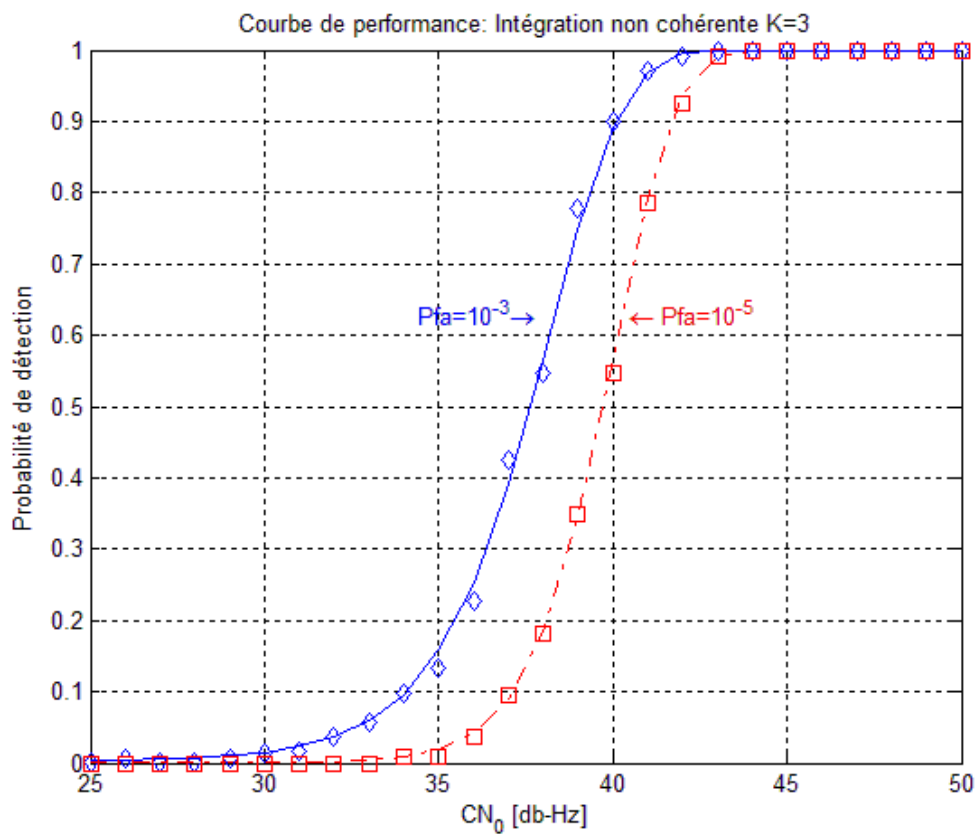


Figure III.10 : Probabilité de détection en fonction de C/N_0

Les figure III.11 et III.12 représentent les résultats de l'acquisition avec 2 et 3 intégrations non cohérentes pour $C/N_0 = 50$ dB-Hz.

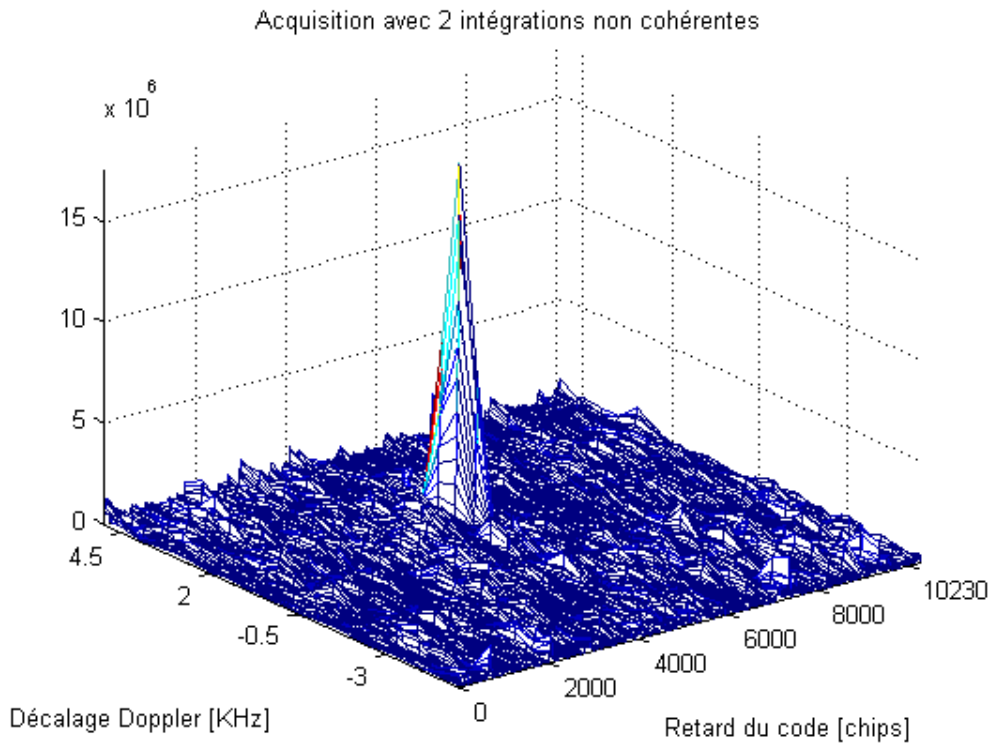


Figure III.11 : Résultat de l'acquisition avec 2 intégrations non cohérentes.

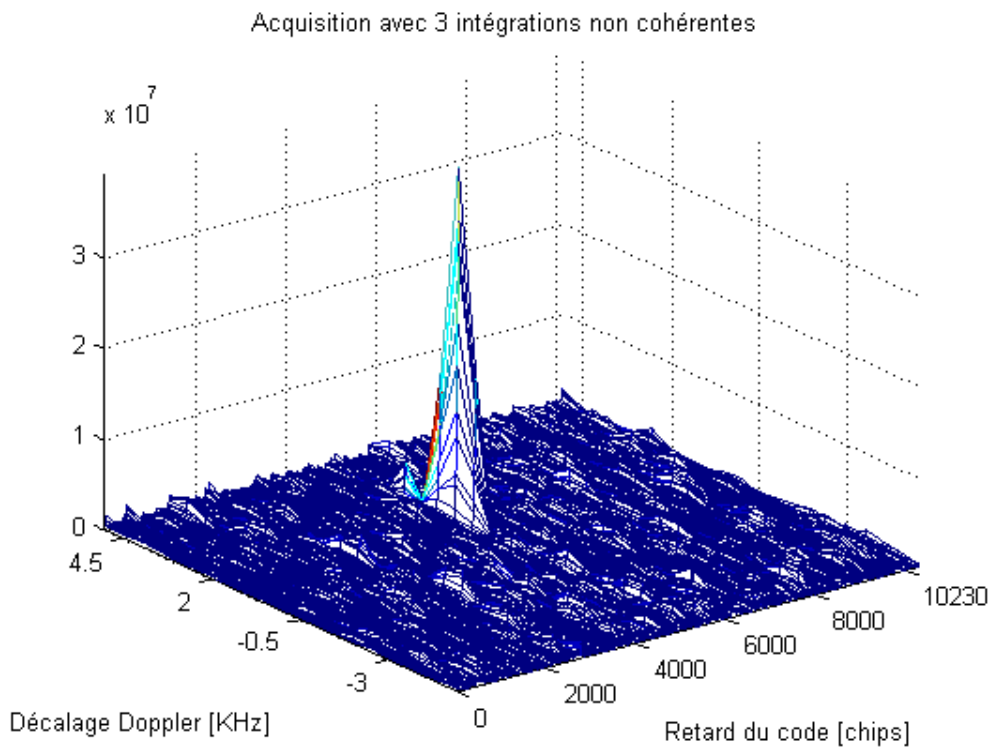


Figure III.12 : Résultat de l'acquisition avec 3 intégrations non cohérentes.

III.3.Acquisition du signal en combinant les deux canaux :

III.3.1. Combinaison non cohérente de canal:

La combinaison non cohérente des deux canaux L5_I et L5_Q consiste à réaliser deux synoptiques d'acquisition non cohérente séparément puis les additionner à la sortie. La figure III.13 représente un schéma pour la stratégie de combinaison non cohérente.

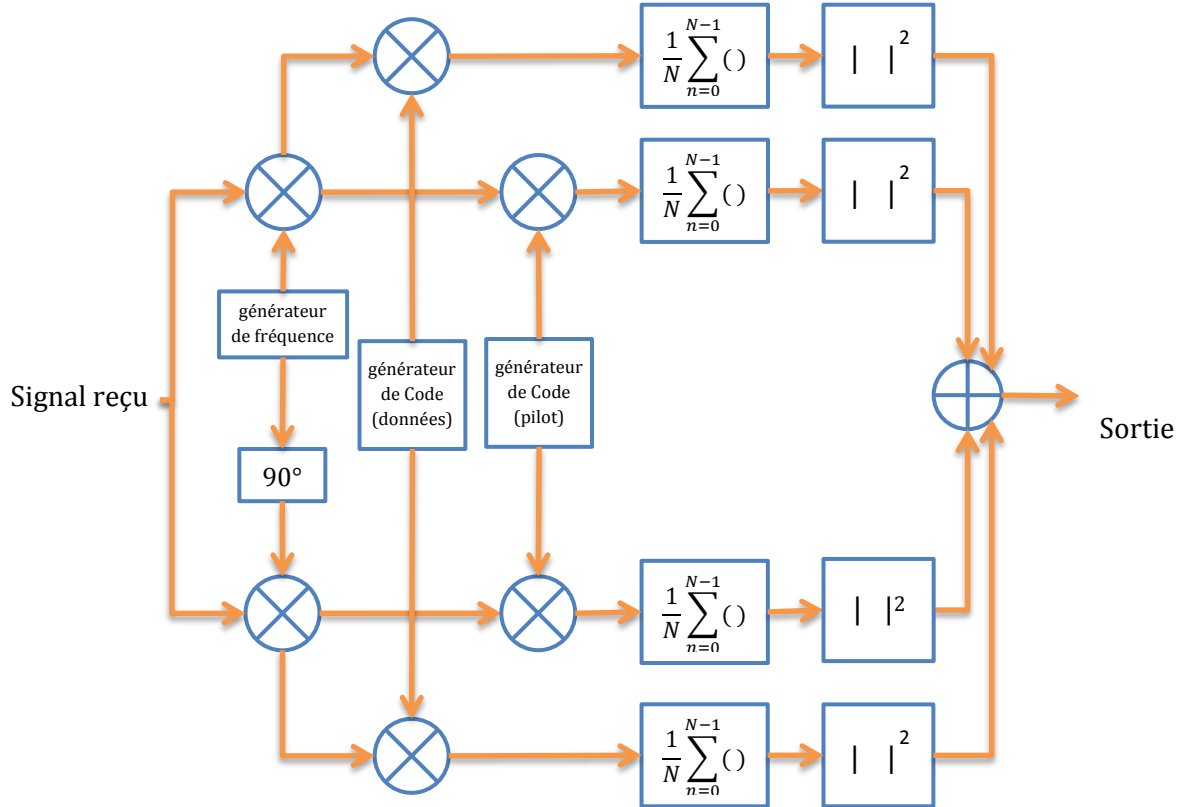


Figure III.13 : Combinaison non cohérente du canal

III.3.1.1. Modélisation mathématique :

Dans ce cas, on doit combiner les quatre sorties suivantes:

$$Y_{D,I}(\tau, F_D) = \frac{\sqrt{C}}{2} d_D \frac{\sin(\pi N \delta F)}{\pi N \delta F} R(\delta \tau) \cos(\delta \phi_D) + \eta_{D,I}$$

$$Y_{D,Q}(\tau, F_D) = \frac{\sqrt{C}}{2} d_D \frac{\sin(\pi N \delta F)}{\pi N \delta F} R(\delta \tau) \sin(\delta \phi_D) + \eta_{D,Q}$$

$$Y_{P,I}(\tau, F_D) = \frac{\sqrt{C}}{2} d_p \frac{\sin(\pi N \delta F)}{\pi N \delta F} R(\delta \tau) \cos(\delta \phi_P) + \eta_{P,I}$$

$$Y_{P,Q}(\tau, F_D) = \frac{\sqrt{C}}{2} d_p \frac{\sin(\pi N \delta F)}{\pi N \delta F} R(\delta \tau) \sin(\delta \phi_P) + \eta_{P,Q} \quad (\text{III.26})$$

Avec :

d_D et d_p sont les signes des composants donnée et pilote.

$\delta\phi_D$ et $\delta\phi_P$ des déphasages.

Comme les canaux pilote et de données sont transmis par une différence de phase de 90 degrés, on peut écrire:

$$\delta\phi_P = \delta\phi_D + \frac{\pi}{2} \quad (\text{III.27})$$

$\eta_{D,I}$, $\eta_{D,Q}$, $\eta_{P,I}$ et $\eta_{P,Q}$ sont quatre variables aléatoires gaussiennes indépendantes de moyennes nulle avec une variance donnée par :

$$\sigma_n^2 = \frac{\sigma_{IF}^2}{2N} \quad (\text{III.28})$$

La statistique de décision est formée à partir de l'addition des quatre variables aléatoires indépendantes:

$$S(\tau, F_D) = Y_{D,I}^2(\tau, F_D) + Y_{D,Q}^2(\tau, F_D) + Y_{P,I}^2(\tau, F_D) + Y_{P,Q}^2(\tau, F_D) \quad (\text{III.29})$$

Dans ce cas, la variable $S(\tau, F_D)$ est de distribution χ^2 de quatre degrés de liberté. Quand le signal reçu et le signal généré localement sont alignés, c'est-à-dire, sous l'hypothèse H_1 , $S(\tau, F_D)$ est non centrée. La fonction de densité de probabilité est donnée par :

$$f_1(s) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \sqrt{\frac{s}{\lambda}} \exp\left(-\frac{s+\lambda}{2\sigma_n^2}\right) I_1\left(\frac{\sqrt{s\lambda}}{\sigma_n^2}\right) \quad (\text{III.30})$$

Le paramètre de non centralité est égal à 2λ avec :

$$\lambda = \frac{A^2}{4} \quad (\text{III.31})$$

Sous l'hypothèse H_0 , $S(\tau, F_D)$ est une loi χ^2 centrée. La fonction de densité de probabilité est donnée par :

$$f_1(s) = \frac{1}{4\sigma_n^2} s \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) \quad (\text{III.32})$$

En considérant ces résultats les probabilités de fausse alarme et de détection sont :

$$P_{fa}(\beta) = \int_{\beta}^{\infty} f_0(s) ds = \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{4\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) ds = \exp\left(-\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right) \left(1 + \frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right) \quad (\text{III.33})$$

$$P_d(\beta) = \int_{\beta}^{\infty} f_1(s) ds = \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_n^2} \sqrt{\frac{s}{\lambda}} \exp\left(-\frac{s+\lambda}{2\sigma_n^2}\right) I_1\left(\frac{\sqrt{s\lambda}}{\sigma_n^2}\right) ds = Q_2\left(\sqrt{\frac{A}{2\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{\beta}{\sigma_n^2}}\right) \quad (\text{III.34})$$

III.3.1.2. Simulation et résultats :

La figure III.14 représente la probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausses alarmes pour plusieurs valeurs différentes du CN_0 . Plus le rapport signal à bruit est important, mieux elle est la performance.

Une autre forme de représentation de la courbe de performance est présentée dans la figure III.15, la variation probabilité de détection en fonction du CN_0 , pour deux valeurs différentes de la probabilité de fausses alarmes, pour des rapports importants la détection est meilleure, et la probabilité de détection est élevée pour une probabilité de fausse alarme plus importante. Les simulations ont été validées par la simulation de Monte Carlo.

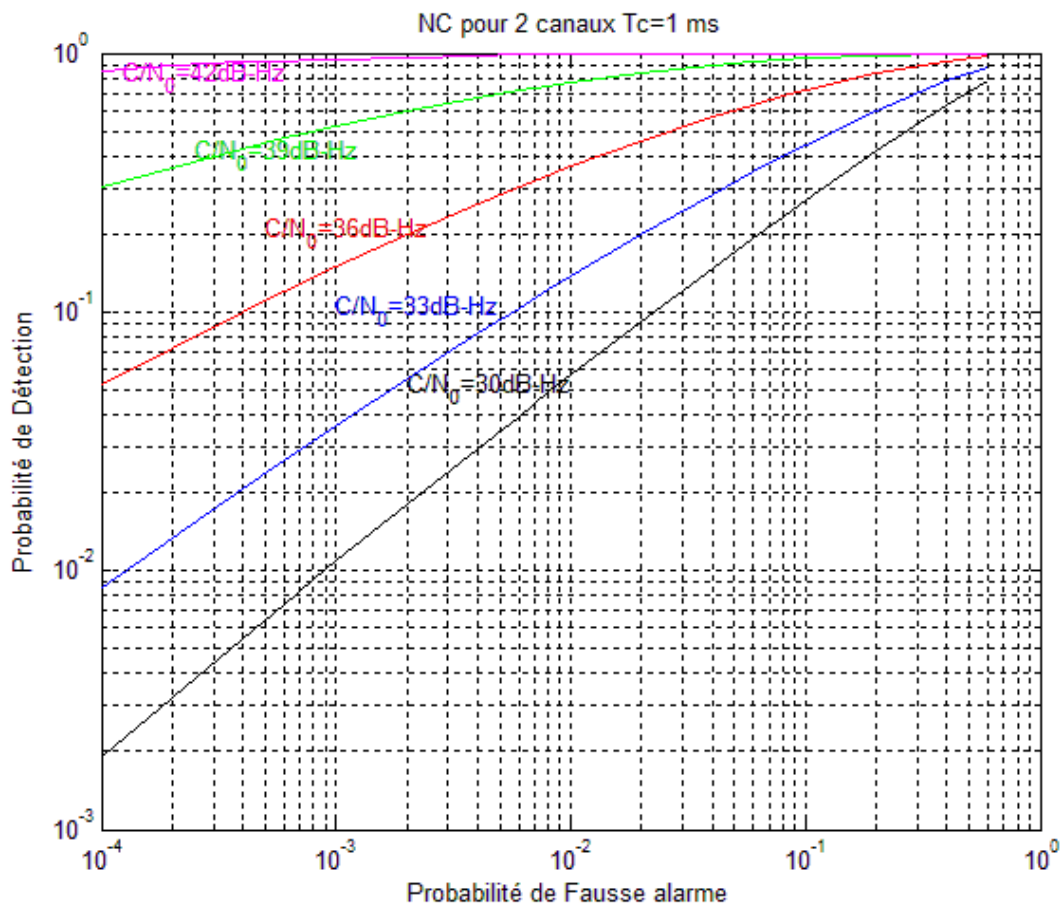


Figure III.14 : Probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausse alarme pour plusieurs C/N_0

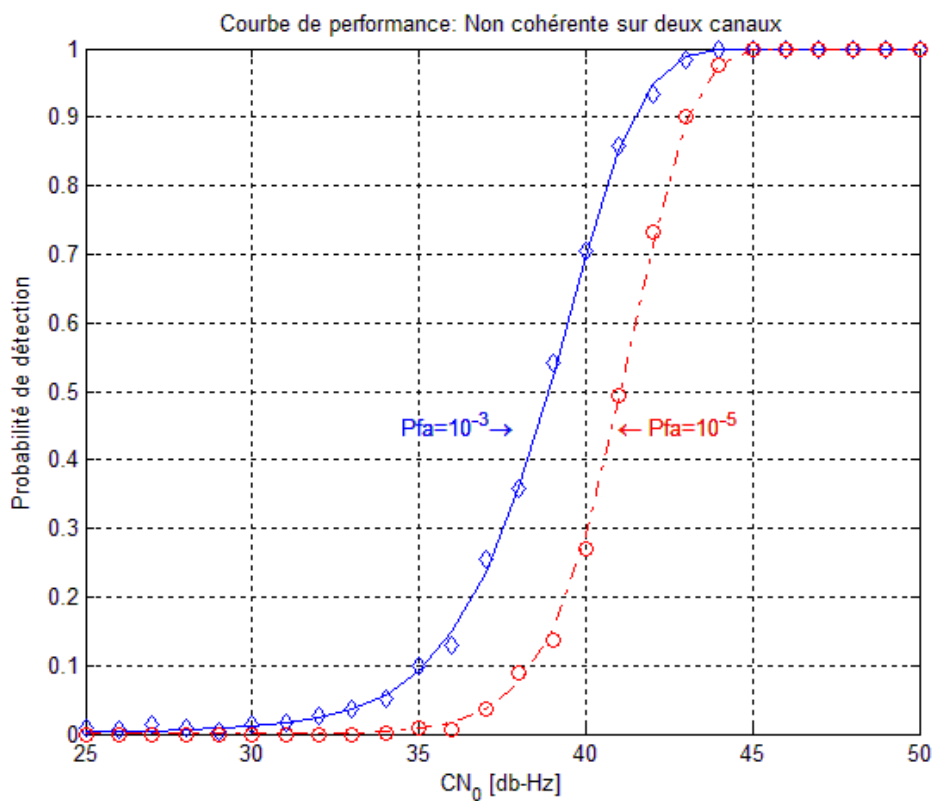


Figure III.15 : Probabilité de détection en fonction de C/N_0

Le résultat de l'acquisition avec combinaison non cohérente est représenté par la figure III.16 et ça pour $C/N_0=50$ dB-Hz.

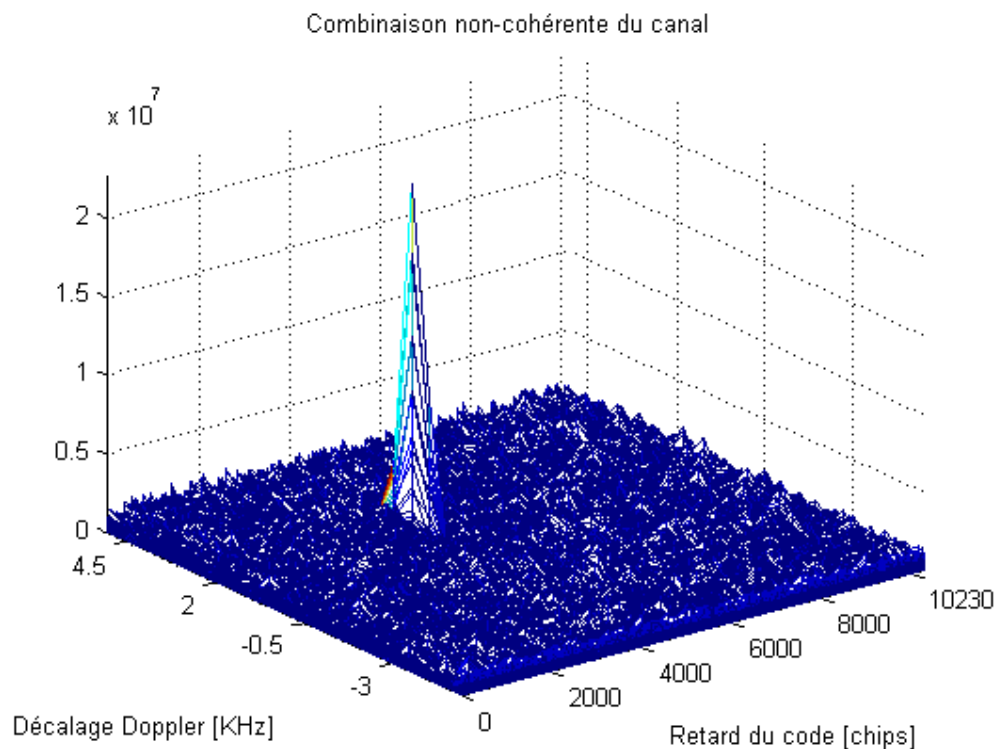


Figure III.16 : Résultat de l'acquisition avec combinaison non cohérente.

III.3.2. Combinaison cohérente des canaux avec récupération de signe :

Dans cette méthode la combinaison cohérente du canal est basée sur le fait que si le signe entre les données et le pilote était connu, toute la puissance utile du signal pourrait être récupérée en utilisant le code local composé correctement, soit:

$$\tilde{C}[n] = \begin{cases} C_D[n] + jC_P[n] \\ C_D[n] - jC_P[n] \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Le synoptique correspondant est donné par la figure suivante, où on observe qu'à la sortie on récupère le maximum entre les deux valeurs.

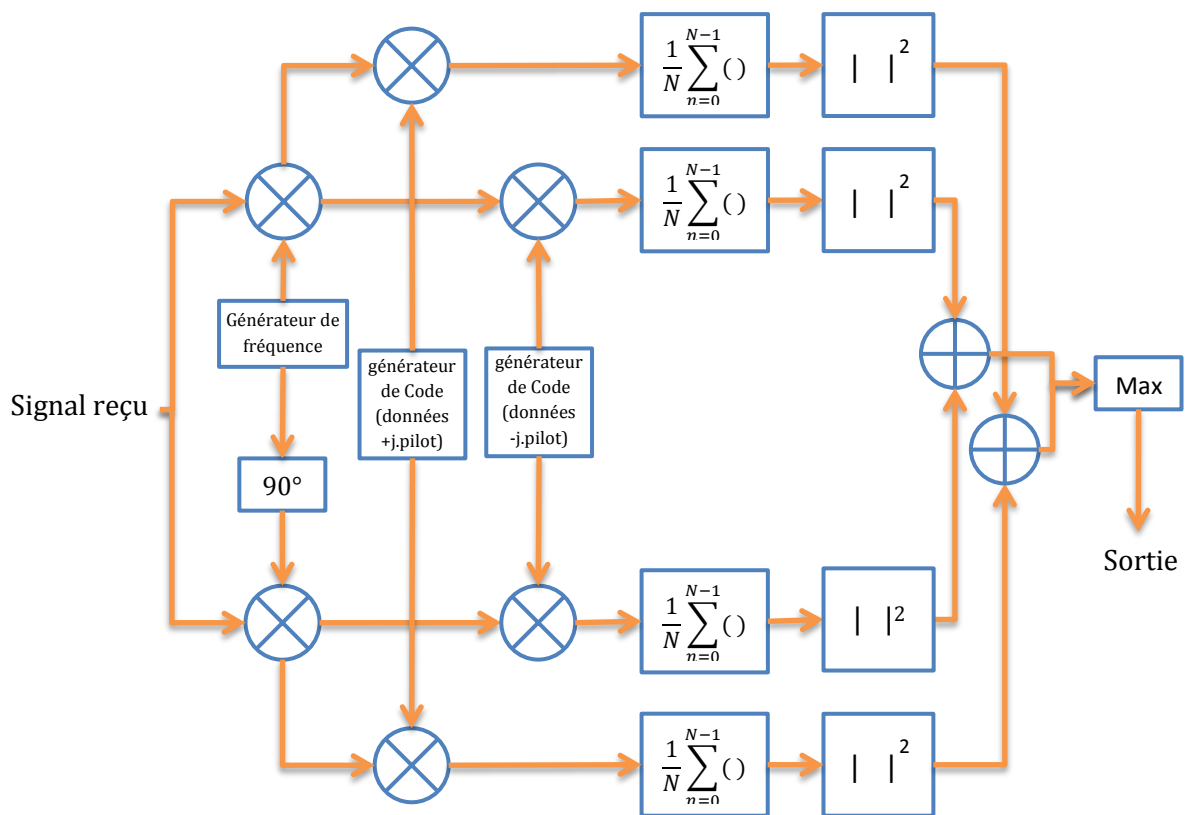


Figure III.17 : Combinaison cohérente des canaux avec récupération de signe

III.3.2.1. Modélisation mathématique :

Dans l'équation précédente, on a supposé que le message de navigation, les codes secondaires, sont tous constants sur une période du code primaire. Mais en raison du message de navigation et des codes secondaires, le signe relatif entre le canal des données et de pilote n'est pas connu, c'est au récepteur de l'estimer. Dans cette méthode d'acquisition le signe relatif est estimé en corrélant le signal d'entrée avec les deux codes locaux composés, et l'estimation du signe est celle qui fournit la corrélation la plus importante.

Dans ce cas, la variable de décision est donnée par

$$S(\tau, F_D) = \max\{|Y^+(\tau, F_D)|^2, |Y^-(\tau, F_D)|^2\} \quad (\text{III.36})$$

Où :

$$\begin{aligned} Y^+(\tau, F_D) &= Y_D(\tau, F_D) + jY_P(\tau, F_D) \\ &= [Y_{D,I}(\tau, F_D) + jY_{D,Q}(\tau, F_D)] + j[Y_{P,I}(\tau, F_D) + jY_{P,Q}(\tau, F_D)] \end{aligned}$$

et :

$$\begin{aligned} Y^-(\tau, F_D) &= Y_D(\tau, F_D) - jY_P(\tau, F_D) \\ &= [Y_{D,I}(\tau, F_D) + jY_{D,Q}(\tau, F_D)] - j[Y_{P,I}(\tau, F_D) + jY_{P,Q}(\tau, F_D)] \quad (\text{III.37}) \end{aligned}$$

L'équation (III.36) montre que la variable de décision $S(\tau, F_D)$ est donnée par le maximum entre le module carré des deux corrélations. En raison de la linéarité du processus de corrélation, les corrélations $Y^+(\tau, F_D)$ et $Y^-(\tau, F_D)$ peuvent être exprimées comme combinaison linéaire entre les corrélations avec les codes locaux des données et de pilote comme indiqué par l'équation (III.37). De cette manière, la variable de décision peut être évaluée en calculant les quatre composantes.

Les probabilités de fausse alarme et de détection peuvent être déterminées en exploitant la propriété suivante :

$$\begin{aligned} P(S(\tau, F_D) > \beta) &= P(\max\{|Y^+(\tau, F_D)|^2, |Y^-(\tau, F_D)|^2\} > \beta) \\ &= 1 - P(\max\{|Y^+(\tau, F_D)|^2, |Y^-(\tau, F_D)|^2\} < \beta) \\ &= 1 - P(|Y^+(\tau, F_D)|^2 < \beta, |Y^-(\tau, F_D)|^2 < \beta) \\ &= 1 - P(|Y^+(\tau, F_D)|^2 < \beta) \cdot P(|Y^-(\tau, F_D)|^2 < \beta) \quad (\text{III.38}) \end{aligned}$$

La dernière ligne dans l'équation (III.38) a été obtenu en exploitant l'indépendance entre $|Y^+(\tau, F_D)|^2$ et $|Y^-(\tau, F_D)|^2$ qui dérive de l'indépendance de $Y^+(\tau, F_D)$ et $Y^-(\tau, F_D)$.

En fait on a :

$$\begin{aligned}
E\{Y^+(\tau, F_D)[Y^-(\tau, F_D)]^*\} &= E\{[Y_D(\tau, F_D) + jY_P(\tau, F_D)][Y_D(\tau, F_D) - jY_P(\tau, F_D)]^*\} \\
&= E\{[Y_D(\tau, F_D) + jY_P(\tau, F_D)][Y_D^*(\tau, F_D) + jY_P^*(\tau, F_D)]\} \\
&= E\{|Y_D(\tau, F_D)|^2 - |Y_P(\tau, F_D)|^2\} \\
&\quad + jE\{Y_D(\tau, F_D)Y_P^*(\tau, F_D)\} + jE\{Y_D^*(\tau, F_D)Y_P(\tau, F_D)\} \\
&= 0 \tag{III.39}
\end{aligned}$$

Dans l'équation (III.39), le fait que $E\{|Y_D(\tau, F_D)|^2\} + E\{|Y_P(\tau, F_D)|^2\}$ a été exploité tant que les canaux des données et pilote ont la même puissance et $Y_D(\tau, F_D)$ et $Y_P(\tau, F_D)$ sont des variables aléatoires indépendantes de moyenne nulle. L'équation (III.39) démontre que $Y^+(\tau, F_D)$ et $Y^-(\tau, F_D)$ sont non corrélées, par conséquent indépendants tant que, $Y^+(\tau, F_D)$ et $Y^-(\tau, F_D)$ sont des variables aléatoires gaussiennes.

$|Y^+(\tau, F_D)|^2$ et $|Y^-(\tau, F_D)|^2$ sont distribués en χ^2 avec deux degrés de liberté et, quand le signal est absent, ou les reproductions locales ne sont pas alignées avec le signal reçu, $|Y^+(\tau, F_D)|^2$ et $|Y^-(\tau, F_D)|^2$ sont χ^2 centrée. Puisque les codes équivalents ont deux fois la puissance des codes simples, pilote et données, la variance de $Y^+(\tau, F_D)$ et $Y^-(\tau, F_D)$ est $2\sigma_n^2$, ce qui donne la probabilité de fausse alarme :

$$P_{fa}^{ch}(\beta) = 1 - \left[1 - \exp\left\{-\frac{\beta}{4\sigma_n^2}\right\}\right]^2 \tag{III.40}$$

Si le signal est présent et correctement aligné, $|Y^+(\tau, F_D)|^2$ et $|Y^-(\tau, F_D)|^2$ sont des variables aléatoires χ^2 non centrée, et les paramètres respectifs de non-centralité doivent être déterminés, on a :

$$\begin{aligned}
E\{Y^+(\tau, F_D)\} &= E\{[Y_{D,I}(\tau, F_D) + jY_{D,Q}(\tau, F_D)] + j[Y_{P,I}(\tau, F_D) + jY_{P,Q}(\tau, F_D)]\} \\
&= \begin{cases} \sqrt{C}R(\delta\tau)\exp(j\delta\phi_D) & \text{signe}\left(\frac{\text{donnée}}{\text{pilote}}\right) = 1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{III.41}
\end{aligned}$$

Et de même :

$$= \begin{cases} 0 & \text{signe}\left(\frac{\text{donnée}}{\text{pilote}}\right) = 1 \\ \sqrt{C}R(\delta\tau)\exp(j\delta\phi_D) & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{III.42}$$

De ces considérations, la variable de décision $S(\tau, F_D)$, sous H1, donnée par le maximum entre les variables aléatoires est χ^2 non-centrée avec deux degrés de liberté. Le paramètre de non-centralité est donné par :

$$C R^2(\delta\tau) \approx C = 4\lambda \tag{III.43}$$

Par conséquent et après intégration, il est possible d'exprimer la probabilité de détection comme suit:

$$P_d^{ch}(\beta) = 1 - \left[1 - \exp\left\{-\frac{\beta}{4\sigma_n^2}\right\} \right] \left[1 - Q_1\left(\sqrt{\frac{4\lambda}{2\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{\beta}{2\sigma_n^2}}\right) \right] \quad (\text{III.44})$$

III.3.2.2. Simulations et résultats :

La figure III.18 représente la probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausses alarmes pour différentes valeurs du C/N_0 . Plus le rapport signal à bruit est important, mieux elle est la performance

La figure III.19 illustre la variation de la probabilité de détection en fonction du rapport signal à bruit, pour deux valeurs différentes probabilité de fausses alarmes, la meilleure performance est obtenue pour des valeurs élevées du rapport signal à bruit, à laquelle s'ajoute une probabilité de fausses alarmes plus importante.

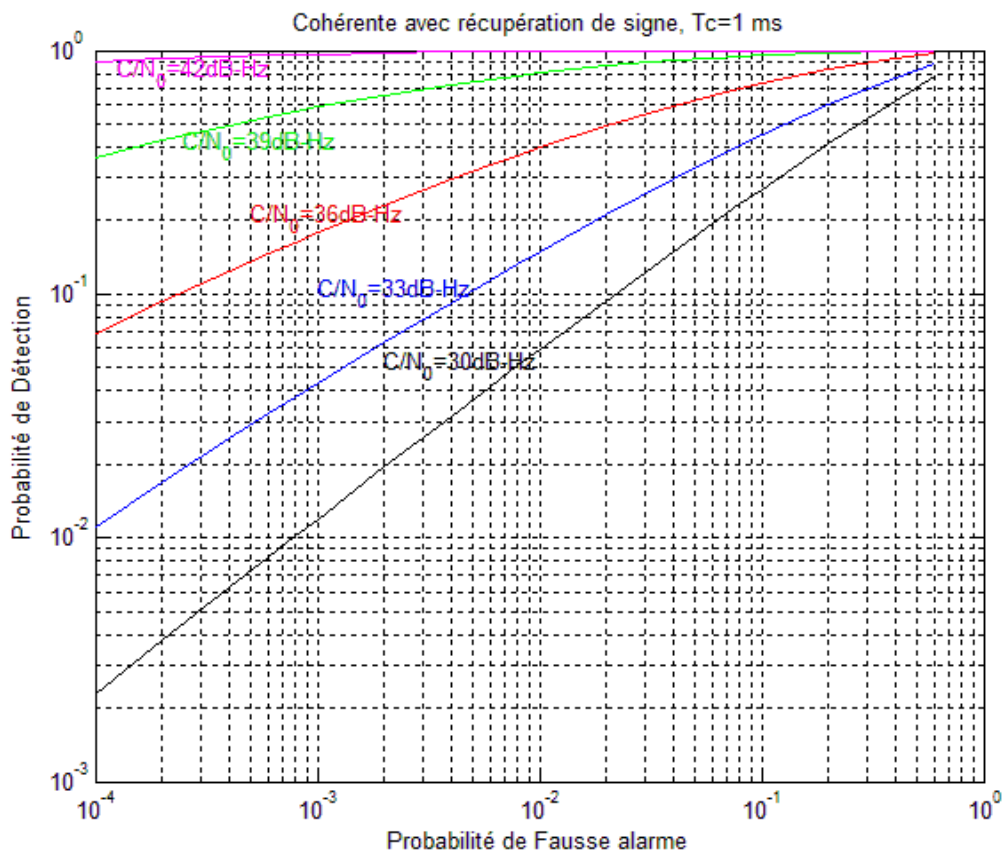


Figure III.18 : Probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausse alarme pour plusieurs C/N_0

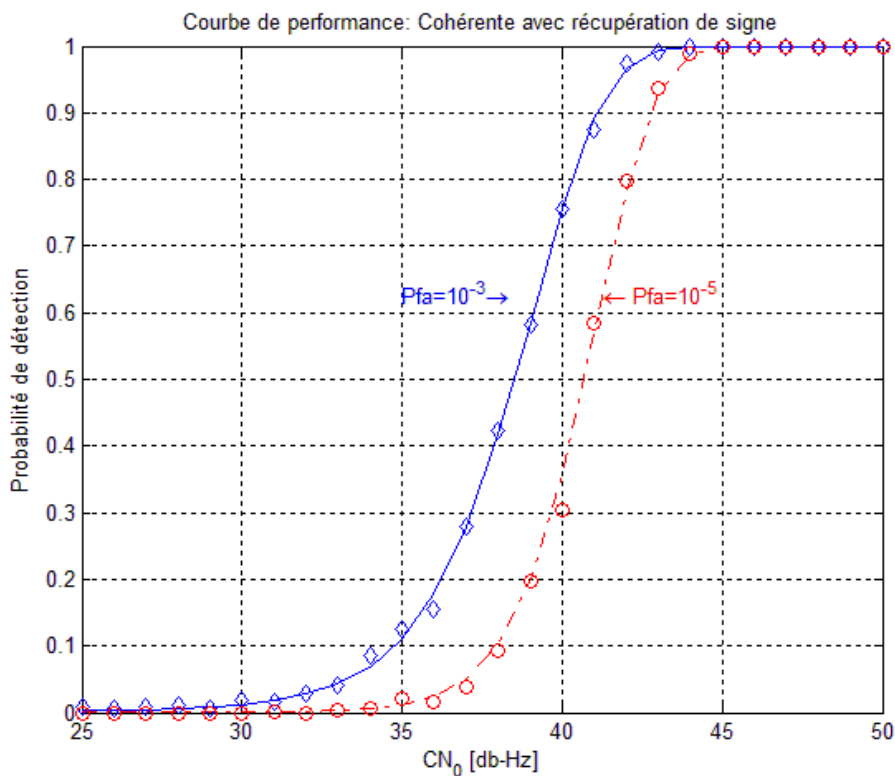


Figure III.19 : Probabilité de détection en fonction de C/N_0

La figure III.20 représente le résultat de la combinaison cohérente avec récupération des signes pour $C/N_0=45$ dB-Hz.

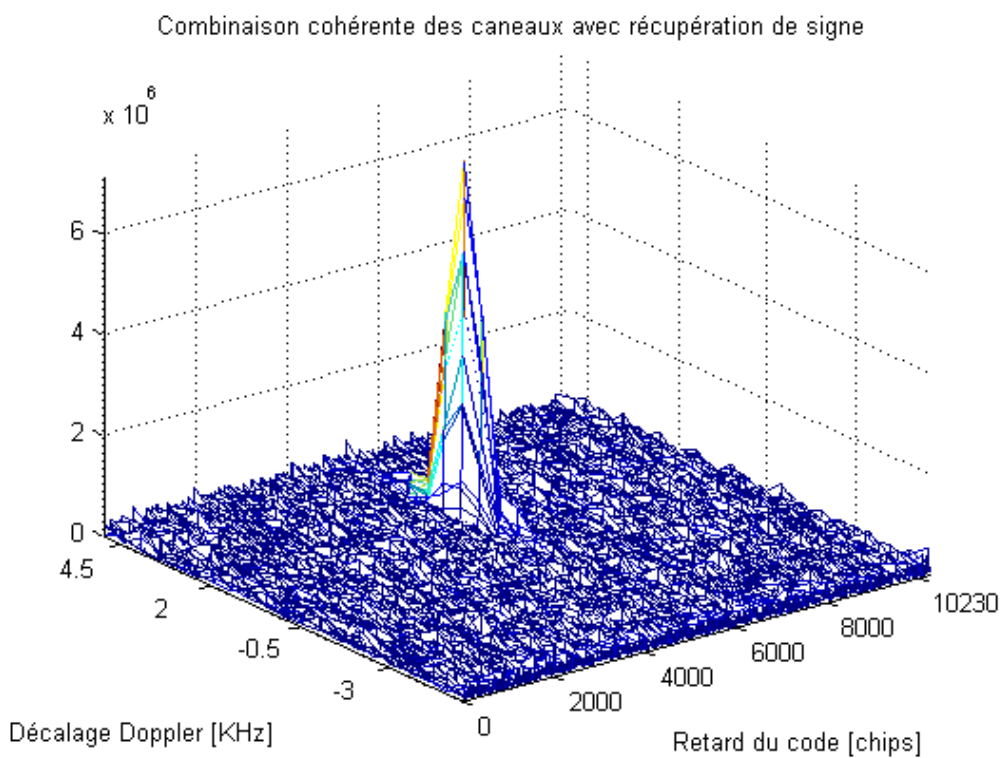


Figure III.20 : Résultat de l'acquisition cohérente avec récupération des signes.

III.4. Comparaison générale entre les méthodes réalisées :

Les deux figures III.21 et III.22 permettent de réaliser une comparaison entre les différentes méthodes étudiées. En analysant ces deux figures on peut tirer les conclusions suivantes :

- La performance la plus faible correspond à l'acquisition non cohérente sur un canal unique ceci est dû à l'exploitation de la moitié de la puissance seulement du signal reçu.
 - On observe que les deux méthodes d'acquisition, non cohérente sur deux canaux (pilote et données) et intégration non cohérente pour $k=2$ sont bien meilleurs que celle du canal unique. Ces deux méthodes possèdent la même performance car il s'agit dans les deux cas d'une combinaison non cohérente de même distribution.
 - En augmentant le nombre d'intégrations non cohérentes, à titre d'exemple $k=3$, la performance en terme de détection s'améliore considérablement d'environ 1.5 dB ce qui correspond d'un gain linéaire de $\sqrt{2}$, on peut dire la performance de l'intégration non cohérente s'améliore en augmentant le nombre d'intégrations k , mais ceci est au détriment de l'augmentation du temps d'acquisition.
 - Finalement, la méthode d'acquisition cohérente avec récupération du signe offre la meilleure performance en combinant deux canaux, elle présente un gain de 0.35 dB par rapport au cas de l'intégration non cohérente avec $k=2$ tout en gardant la même charge de calcul, de plus elle permet d'éliminer l'influence des transitions des bits de données ce qui présente un avantage très important en traitant les signaux GNSS.
-

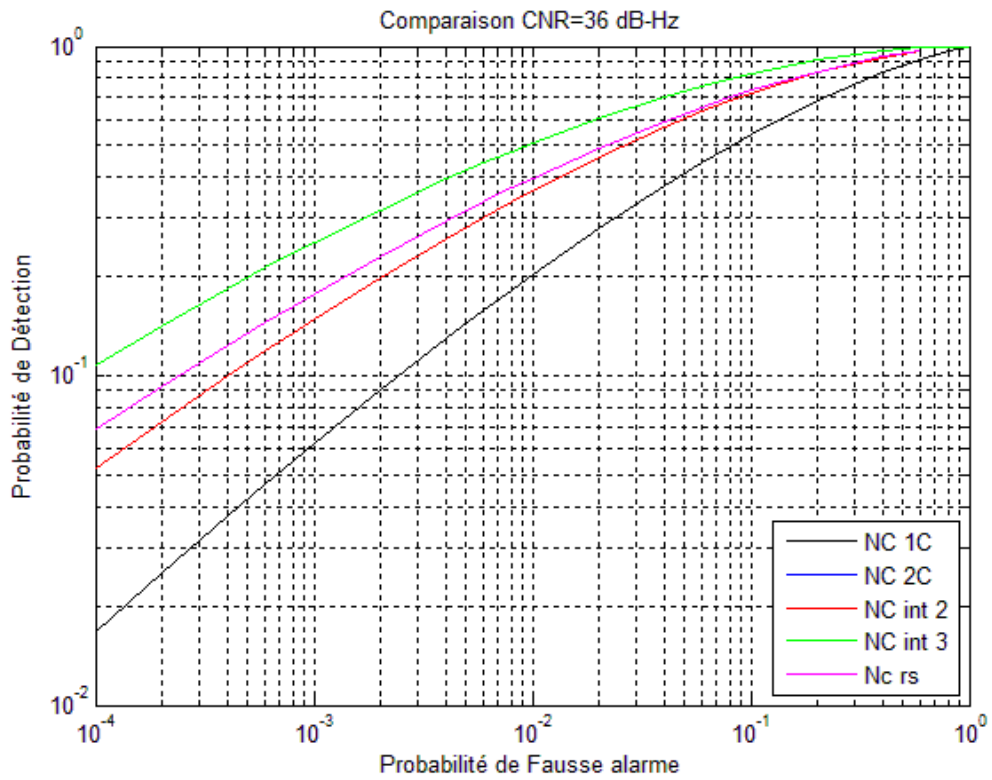


Figure III.21 : Comparaison des probabilités de détection en fonction de la probabilité de fausse alarme à un $CN_0 = 36$ dB-Hz

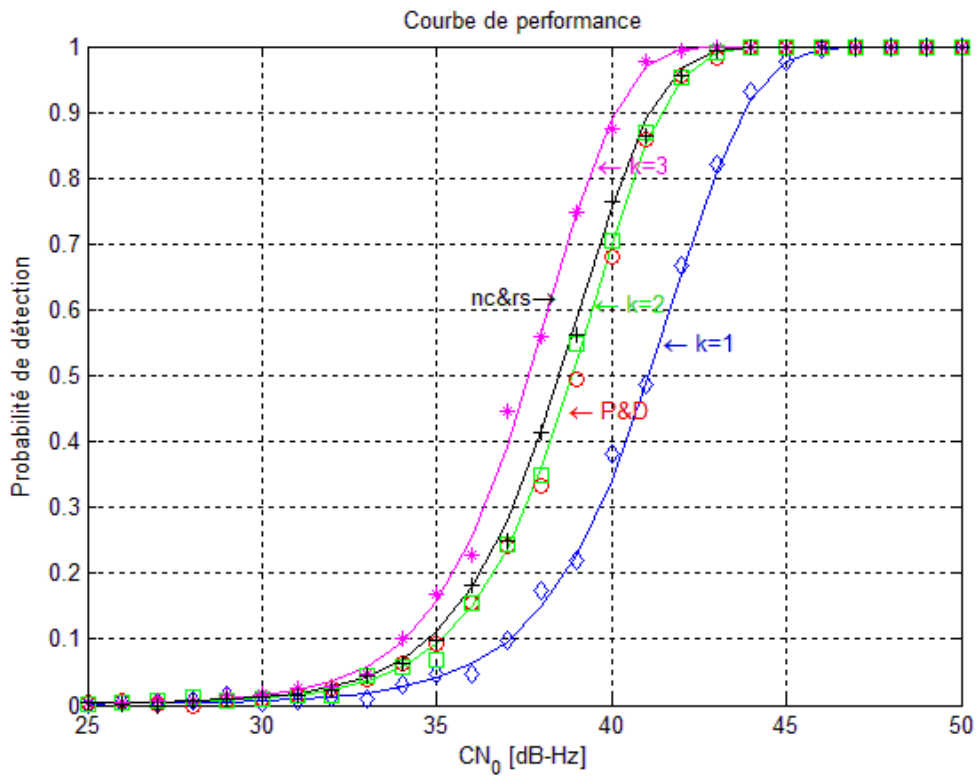


Figure III.22 : Comparaison des probabilités de détection e fonction de CN_0



III.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons exploité l'existence des canaux pilote et données sur le signal GPS L5 pour évaluer plusieurs méthodes d'acquisition.

En évoluant la probabilité de détection pour ces différentes méthodes d'acquisition, nous avons pu différencier entre ces derniers, remarquons que l'acquisition non cohérente est celle avec la performance la plus faible, nous avons pu constater que sa performance augmente en augmentant le nombre d'intégration, mais aussi en augmentant le temps d'acquisition.

Finalement, nous avons constaté que la méthode d'acquisition cohérente avec récupération des signes offre une meilleure performance, tout en gardant la même charge de travail.



Chapitre IV :

Modélisation de l'enveloppe d'erreurs du signal L5



IV.1. Introduction

Aucune position GPS n'est parfaitement exacte et toutes sont entachées de certaines erreurs. Parmi ces erreurs celles de Multi trajets, elle se produit quand le signal GPS arrive au récepteur après plus d'un trajet à cause des réflexions près du récepteur. Cette erreur dépend des conditions autour de l'antenne et du type d'antenne. Le multi trajet est une erreur difficile à corriger car il n'existe pas de modèle mathématique général pour les décrire.

Le multi trajet a un effet non désiré à la réception du signal GPS, il déforme la fonction de corrélation à l'acquisition au niveau du récepteur et risque de fausser le positionnement.

Dans ce chapitre, nous allons parler de l'effet de multi trajet sur l'étage de poursuite, ensuite nous allons tracer le discriminateur « early – late » pour faire la modélisation mathématique et la simulation de l'enveloppe d'erreurs du code L1 et L5, nous finissons avec une comparaison entre les deux enveloppes

IV.2 l'effet des multi trajets à l'étage de poursuite :

Les multi trajets ont une influence directe sur la précision du positionnement car leur présence influe sur le retard du code reçu utilisé pour calculer la pseudo distance, le but de cette section est d'examiner leurs effets sur la boucle de poursuite DLL.

La figure (IV.1) explique l'influence du multi trajet sur la fonction de corrélation, on remarque que cette dernière subie une déformation :

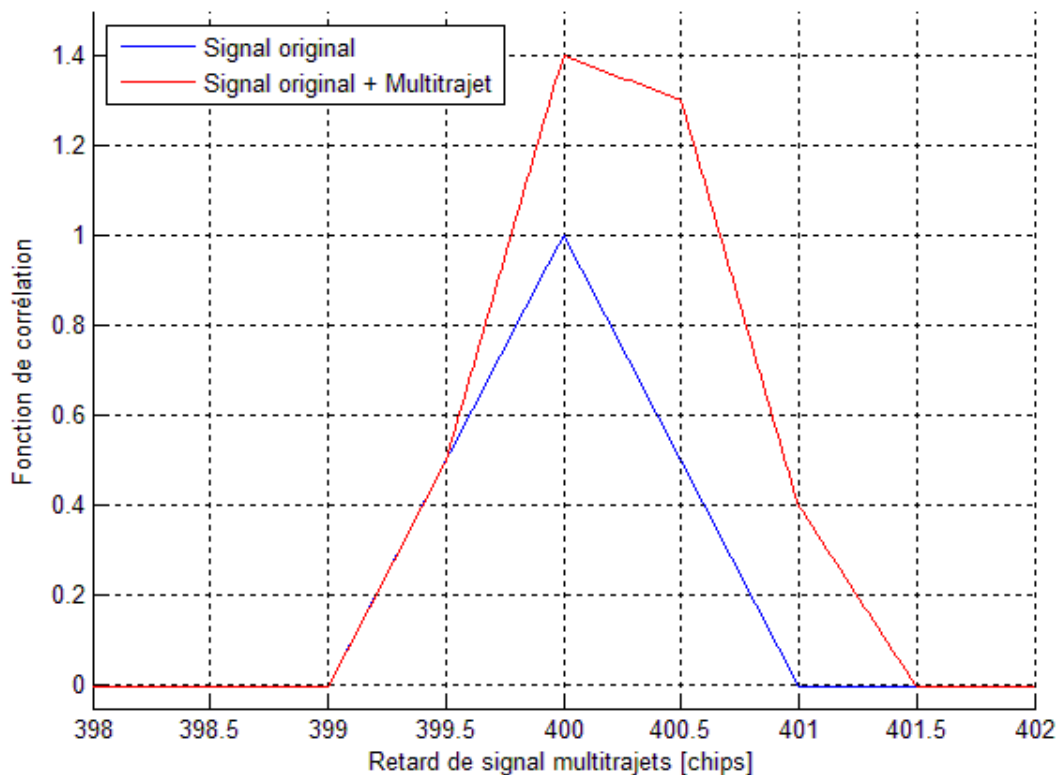


Figure IV.1 : Pic de corrélation du code C/A déformé par le multi trajet

Afin d'analyser les erreurs induites par la présence des multi trajets on peut tracer une courbe caractéristique appelée enveloppe d'erreurs, cette courbe présente l'erreur produite au niveau de la DLL en fonction du retard de multi trajet.

IV.3. Modélisation mathématique de l'enveloppe d'erreurs

Dans ce contexte plusieurs modélisations mathématiques ont été proposées, elles dépendent du discriminateur utilisé ainsi que des simplifications adoptées. En ce qui concerne notre cas, on a considéré le discriminateur « Early - Late ».

Le rôle de la boucle de poursuite de code « DLL » est de poursuivre le zéro du discriminateur or en présence d'un multi trajet ce zéro décale dans le sens de déformation de la fonction de corrélation. Dans ce cas le pic de corrélation de la réplique « Early » possède une valeur différente que celle en absence du multi trajet, par conséquent la caractéristique du discriminateur ne passe plus par zéro, cette situation est clarifiée par la figure (IV.2) :

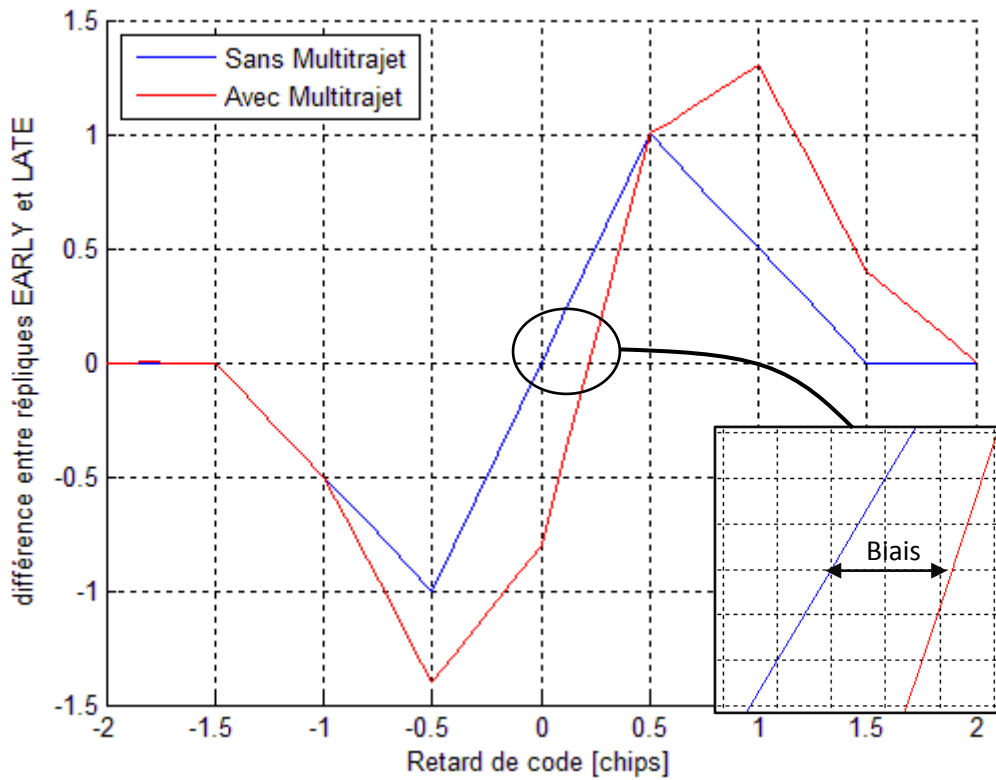


Figure. IV.2 : *Le biais au niveau du discriminateur*

Afin de modéliser l'effet des multi trajets, on considère la structure de la DLL présentée par la figure suivante ci-dessous. L'expression du signal à la sortie du filtre sélectif en absence des multi trajets peut être exprimée par :

$$r(t) = A_0 \cdot d(t - \tau) \cdot c_f(t - \tau) \cos(2\pi f_1 t - \theta) + b(t) \quad (\text{IV.1})$$

Si on considère la présence d'un seul multi trajet, on peut écrire :

$$r(t) = \underbrace{A_0 \cdot d(t - \tau_0) \cdot c_f(t - \tau_0) \cos(2\pi f_1 t - \theta_0)}_{\text{Signal direct}} + \underbrace{A_1 \cdot d(t - \tau_1) \cdot c_f(t - \tau_1) \cos(2\pi f_1 t - \theta_1)}_{\text{Signal réfléchi}} + b(t) \quad (\text{IV.2})$$

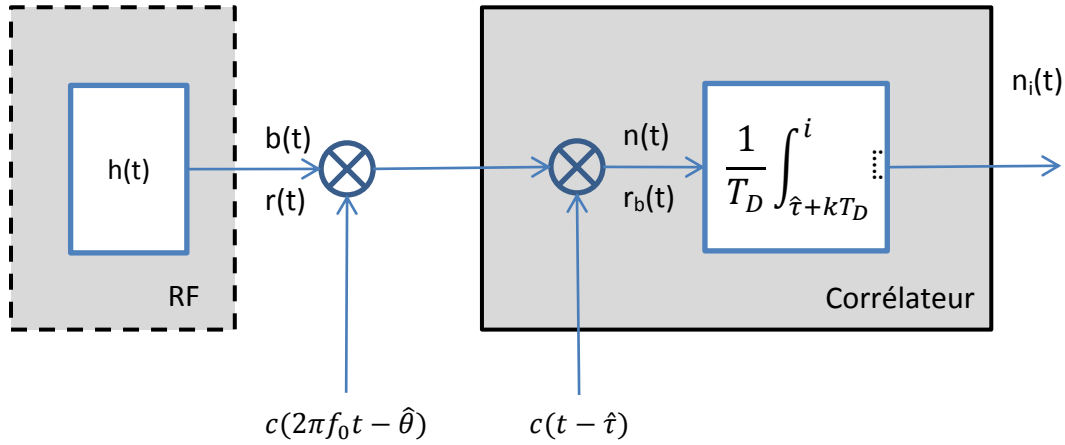


Figure IV.3 : Structure de la DLL

A la sortie du corrélateur :

$$\begin{aligned}
 r(\hat{\tau} + (k + 1)T_D) &= \frac{A_0}{2} \cdot d(k) \cdot K_{c_f.c}(\tau_0 - \hat{\tau}) \cdot \cos(\theta_0 - \hat{\theta}) \\
 &+ \frac{A_1}{2} \cdot d(k) \cdot K_{c_f.c}(\tau_1 - \hat{\tau}) \cdot \cos(\theta_1 - \hat{\theta}) + n_i(\hat{\tau} + (k + 1)T_D) \quad (IV.3)
 \end{aligned}$$

Sachant que cette expression est valide seulement sous les suppositions suivantes:

- $|\tau_1 - \tau_0| \ll T_D$ donc on peut supposer que $d(v - \tau_0 + \hat{\tau})$ et $d(v - \tau_1 + \hat{\tau})$ est la mêmes constante au-dessus de $[kT_D, (k + 1)T_D]$, c'est le bit de donnée $d(k)$.
- Le Doppler du signal direct et du signal réfléchi est presque identique.

On considère pour la suite de notre démonstration les notations suivantes:

$\varepsilon_\tau = \tau_0 - \hat{\tau}$: Erreur de poursuite du code direct au niveau de la boucle de code DLL.

$\varepsilon_\theta = \theta_0 - \hat{\theta}$: Erreur de poursuite de phase du signal direct au niveau de la boucle PLL.

$\Delta\tau = \tau_1 - \tau_0$: Différence entre le décalage du signal direct et celui du multi trajet.

$\Delta\theta = \theta_1 - \theta_0$: Différence de phase entre le signal direct et celui du multi trajet.

Par conséquent, on peut écrire :

$$\begin{aligned}
 r(\hat{\tau} + (k + 1)T_D) &= \frac{A_0}{2} \cdot d(k) \cdot K_{c_f.c}(\varepsilon_\tau) \cdot \cos(\varepsilon_\theta) + \\
 &\frac{A_1}{2} \cdot d(k) \cdot K_{c_f.c}(\varepsilon_\tau + \Delta\tau) \cdot \cos(\varepsilon_\theta + \Delta\theta) + n_i(\hat{\tau} + (k + 1)T_D) \quad (IV.4)
 \end{aligned}$$

D'après cette dernière expression, on constate que si $\varepsilon_r \neq 0$ et $\Delta\tau$ est assez grand ($\Delta\tau > T_c$), la fonction de corrélation $K_{c_f.c}(\varepsilon_r)$ sera presque nulle, par conséquent l'effet des multi trajets dans ce cas est négligeable.

Maintenant, on va déterminer la plus grande valeur positive et la plus petite négative de l'erreur du code pendant la poursuite en présence d'un multi trajet en fonction de $\Delta\tau$, ceci en considérant les deux répliques de la DLL « Early » et « Late » selon la structure suivante :

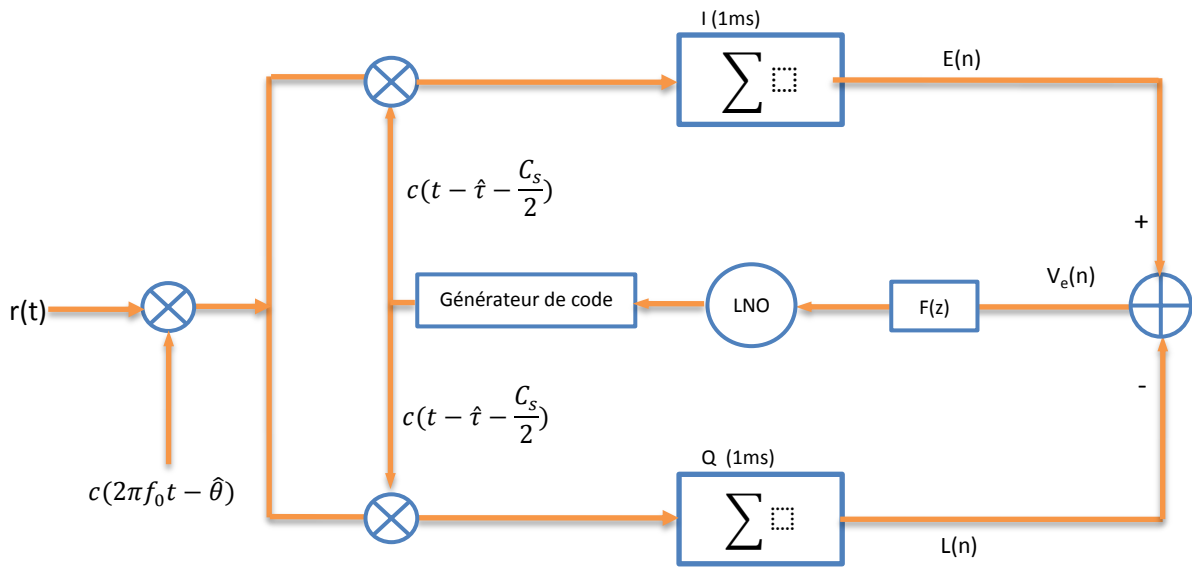


Figure IV.4 : Structure d'une DLL cohérente

En respectant les suppositions précédentes, on peut écrire :

$$r(t) = A_0 \cdot c_f(t - \tau_0) \cos(2\pi f_I t - \theta_0) + A_1 \cdot c_f(t - \tau_1) \cos(2\pi f_I t - \theta_1)$$

Ce qui donne en sortie des corrélateurs, les deux répliques « Early » et « Late » définies par :

$$\begin{cases} E(n) = \frac{A_0}{2} \cdot K_{c_f.c} \left(\varepsilon_r + \frac{C_s}{2} \right) + \frac{A_1}{2} \cdot K_{c_f.c} \left(\varepsilon_r + \frac{C_s}{2} + \Delta\tau \right) \cdot \cos(\Delta\theta) \\ L(n) = \frac{A_0}{2} \cdot K_{c_f.c} \left(\varepsilon_r - \frac{C_s}{2} \right) + \frac{A_1}{2} \cdot K_{c_f.c} \left(\varepsilon_r - \frac{C_s}{2} + \Delta\tau \right) \cdot \sin(\Delta\theta) \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

On suppose pour l'instant que ε_θ est très proche de zéro, notre discriminateur fourni la sortie suivante:

$$V_e(n) = E(n) - L(n)$$

Qui peut être développée selon:

$$V_e(n) = \frac{A_0}{2} \cdot \left[K_{c_f.c} \left(\varepsilon_\tau + \frac{C_s}{2} \right) - K_{c_f.c} \left(\varepsilon_\tau - \frac{C_s}{2} \right) \right] + \frac{A_1}{2} \cdot \left[K_{c_f.c} \left(\varepsilon_\tau + \frac{C_s}{2} + \Delta\tau \right) - K_{c_f.c} \left(\varepsilon_\tau - \frac{C_s}{2} + \Delta\tau \right) \right] \cdot \cos(\Delta\theta) \quad (IV.6)$$

On note :

$$V(\varepsilon_\tau) = K_{c_f.c} \left(\varepsilon_\tau + \frac{C_s}{2} \right) - K_{c_f.c} \left(\varepsilon_\tau - \frac{C_s}{2} \right)$$

Par conséquent, on peut écrire :

$$V_e(n) = \frac{A_0}{2} \cdot V(\varepsilon_\tau) + \frac{A_1}{2} \cdot V(\varepsilon_\tau + \Delta\tau) \cdot \cos(\Delta\theta) \quad (IV.7)$$

On note que le point de verrouillage de la DLL est atteint quand $V_e(n) = 0$, afin de récupérer ce point nous sommes ramenés à étudier la fonction $V(\varepsilon_\tau)$ suivante :

$$V(\varepsilon_\tau) = K_{c_f.c} \left(\varepsilon_\tau + \frac{C_s}{2} \right) - K_{c_f.c} \left(\varepsilon_\tau - \frac{C_s}{2} \right) \quad (IV.8)$$

Pour la dérivation analytique, nous supposons que :

$$K_{c_f.c}(\tau) \neq K_c(\tau)$$

et :

$$K_c(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\varepsilon|}{T_c} & , |\varepsilon| < T_c \\ 0 & \end{cases} \quad (IV.9)$$

Dans ce cas les deux fonctions de corrélation de l'équation (IV.8) peuvent être représentées par la figure (IV.5) ci-dessous.

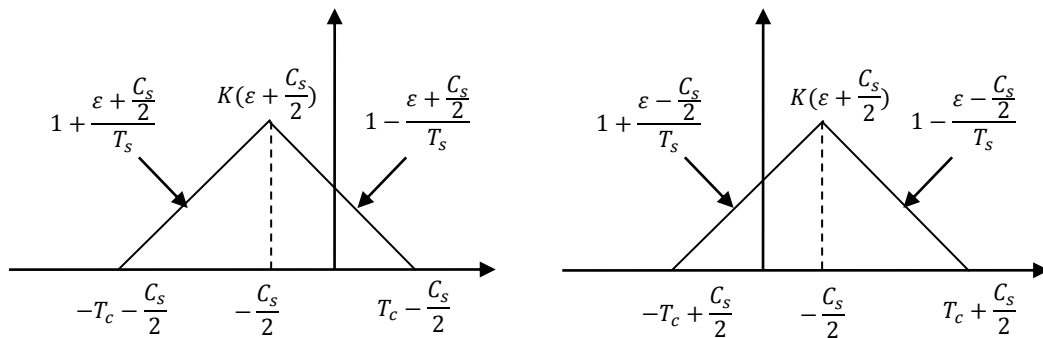


Figure IV.5 : Les fonctions de corrélation

Et à partir de cette figure, on peut dériver facilement le tableau IV.1 qui présente les deux fonctions $K_{c_{f,c}}(\varepsilon_\tau + \frac{C_s}{2})$ et $K_{c_{f,c}}(\varepsilon_\tau - \frac{C_s}{2})$ puis leur différence $V(\varepsilon_\tau)$ en fonction de l'erreur de poursuite du code :

ε	$-T_c - \frac{C_s}{2}$	$-T_c + \frac{C_s}{2}$	$-\frac{C_s}{2}$	$\frac{C_s}{2}$	$T_c - \frac{C_s}{2}$	$T_c + \frac{C_s}{2}$
$K(\varepsilon + \frac{C_s}{2})$	0	$1 + \frac{\varepsilon + \frac{C_s}{2}}{T_s}$	$1 + \frac{\varepsilon + \frac{C_s}{2}}{T_s}$	$1 - \frac{\varepsilon + \frac{C_s}{2}}{T_s}$	$1 - \frac{\varepsilon + \frac{C_s}{2}}{T_s}$	0
$K(\varepsilon - \frac{C_s}{2})$	0	0	$1 + \frac{\varepsilon - \frac{C_s}{2}}{T_s}$	$1 + \frac{\varepsilon - \frac{C_s}{2}}{T_s}$	$1 - \frac{\varepsilon - \frac{C_s}{2}}{T_s}$	$1 - \frac{\varepsilon - \frac{C_s}{2}}{T_s}$
$V(\varepsilon)$	0	$1 + \frac{\varepsilon + \frac{C_s}{2}}{T_s}$	$\frac{C_s}{T_c}$	$-\frac{2\varepsilon}{T_c}$	$-\frac{C_s}{T_c}$	$-1 + \frac{\varepsilon - \frac{C_s}{2}}{T_s}$

Tableau IV.1 : Les différentes plages du retard du multi trajet associées a la fonction de corrélation

En examinant l'équation (IV.7), et la figure (IV.6), on conclut que si $C_s = T_c$, il n'y aura plus de point stable, mais si $|C_s| < T_c$ l'équation (IV.7) possèdera les mêmes zéros que la formule suivante:

$$V(\varepsilon_\tau) + \alpha \cdot V(\varepsilon_\tau + \Delta\tau) \cdot \cos(\Delta\theta) \quad (IV.10)$$

Avec : $\alpha = \frac{A_1}{A_0} \leq 1$.

Ainsi on peut écrire :

$$V_e(n) = 0 \Leftrightarrow V(\varepsilon_\tau) = -\alpha \cdot \cos(\Delta\theta) \cdot V(\varepsilon_\tau + \Delta\tau) \quad (IV.11)$$

Par conséquent, la détermination des solutions de (IV.11) est équivalente à la recherche de l'intersection de $V(\varepsilon_\tau)$ avec $W(\varepsilon_\tau) = -\alpha \cdot \cos(\Delta\theta) \cdot V(\varepsilon_\tau + \Delta\tau)$ ce qui est clarifié par la figure (IV.7) ci-dessous.

On note que $\Delta\tau$ doit être positif, car le trajet le plus court est le trajet direct, donc :

$$\tau_1 \geq \tau_0 \Rightarrow \Delta\tau \geq 0$$

Et le point de verrouillage de la boucle de poursuite du code DLL est stable seulement si :

$$\varepsilon_\tau \in \left[-\frac{C_s}{2}, \frac{C_s}{2} \right]$$

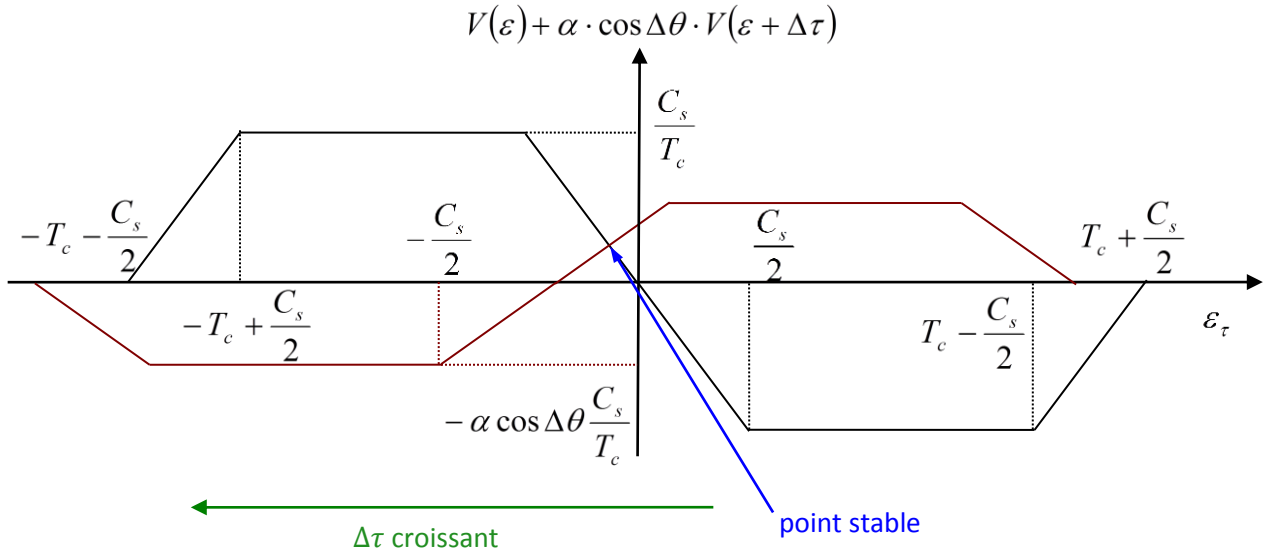


Figure IV.6 : Décalage du zéro du discriminateur

On peut analyser les solutions de $V_e(\varepsilon_\tau) = 0$ en introduisant une fonction « g » tel que :

$$V_e(\varepsilon_\tau) = 0 \Rightarrow \varepsilon_\tau = g_{\Delta\theta}(\Delta\tau). \quad (\text{IV.12})$$

Selon les valeurs de $\Delta\tau$ nous avons quatre possibilités:

- $V_e(\varepsilon_\tau) = -\frac{2\varepsilon_\tau}{T_c} = (-\alpha \cos \Delta\theta) \cdot \left(-\frac{2(\varepsilon_\tau + \Delta\tau)}{T_c} \right)$ (IV.13)

Ce qui donne:

$$\varepsilon_\tau = -\Delta\tau \cdot \left(\frac{\alpha \cos \Delta\theta}{1 + \alpha \cos \Delta\theta} \right) \quad (\text{IV.14})$$

- $V_e(\varepsilon_\tau) = -\frac{2\varepsilon_\tau}{T_c} = (\alpha \cos \Delta\theta) \cdot \frac{C_s}{T_c}$ (IV.15)

Ce qui donne:

$$\varepsilon_\tau = -\alpha \cos \Delta\theta \cdot \frac{C_s}{2} \quad (\text{IV.16})$$

$$\bullet \quad V_e(\varepsilon_\tau) = -\frac{2\varepsilon_\tau}{T_c} = (-\alpha \cos \Delta\theta) \cdot \left(-1 + \frac{(\varepsilon_\tau + \Delta\tau) - \frac{C_s}{2}}{T_c} \right) \quad (\text{IV.17})$$

après quelques manipulations mathématiques, on donne:

$$\varepsilon_\tau = \frac{(\alpha \cos \Delta\theta) \cdot \left(-T_c + \Delta\tau - \frac{C_s}{2} \right)}{2 - \alpha \cos \Delta\theta} \quad (\text{IV.18})$$

$$\bullet \quad \varepsilon_\tau = 0 \quad (\text{IV.19})$$

On note que ces quatre solutions sont continues d'une possibilité à l'autre, afin de trouver les points communs on fixe $\Delta\tau$ à zéro et on augmente $\Delta\tau$. Le changement entre la première partie et la deuxième sera :

$$\Delta\tau_{1 \rightarrow 2} = (1 + \alpha \cos \Delta\theta) \cdot \frac{C_s}{2} \quad (\text{IV.20})$$

En augmentant encore une fois $\Delta\tau$ de sa dernière valeur, le prochain point liant la partie deux à la troisième sera :

$$\Delta\tau_{2 \rightarrow 3} = T_c - (1 - \alpha \cos \Delta\theta) \cdot \frac{C_s}{2} \quad (\text{IV.21})$$

Finalement, le troisième point est donné par:

$$\frac{(\alpha \cos \Delta\theta) \cdot \left(-T_c + \Delta\tau - \frac{C_s}{2} \right)}{2 - \alpha \cos \Delta\theta} = 0 \Rightarrow \Delta\tau = T_c + \frac{C_s}{2} \quad (\text{IV.22})$$

Par conséquent, on peut tracer ε_τ en fonction de $\Delta\tau$.

On note que si $V_e(\varepsilon_\tau) = 0$ pour $\varepsilon_\tau = 0$, la DLL fonctionne parfaitement et elle est verrouillée sur le bon signal retardé de τ_0 , mais en présence de multi trajets la DLL est verrouillée pour une valeur $\varepsilon_\tau \neq 0$, ce qui ne correspond pas au signal reçu directement.

On s'intéresse maintenant à deux cas limites pour tracer la fonction $g_{\Delta\theta}$, le premier cas correspond à $\Delta\theta = 0$, le deuxième à $\Delta\theta = \pi$, ces deux fonctions sont notées g_0 et g_π :

$$\bullet \quad g_0 = g_{\Delta\theta=0} \Rightarrow \begin{cases} \Delta\tau_{1\rightarrow 2} = (1 + \alpha) \frac{C_s}{2} \\ \Delta\tau_{2\rightarrow 3} = T_c - (1 - \alpha) \frac{C_s}{2} \\ \Delta\tau_{3\rightarrow 4} = T_c + \frac{C_s}{2} \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

$$\bullet \quad g_\pi = g_{\Delta\theta=\pi} \Rightarrow \begin{cases} \Delta\tau_{1\rightarrow 2} = (1 - \alpha) \frac{C_s}{2} \\ \Delta\tau_{2\rightarrow 3} = T_c - (1 + \alpha) \frac{C_s}{2} \\ \Delta\tau_{3\rightarrow 4} = T_c + \frac{C_s}{2} \end{cases} \quad (\text{IV.24})$$

Finalement, on obtient la figure (IV.8), on observe qu'elle possède la forme d'une enveloppe d'où son nom :

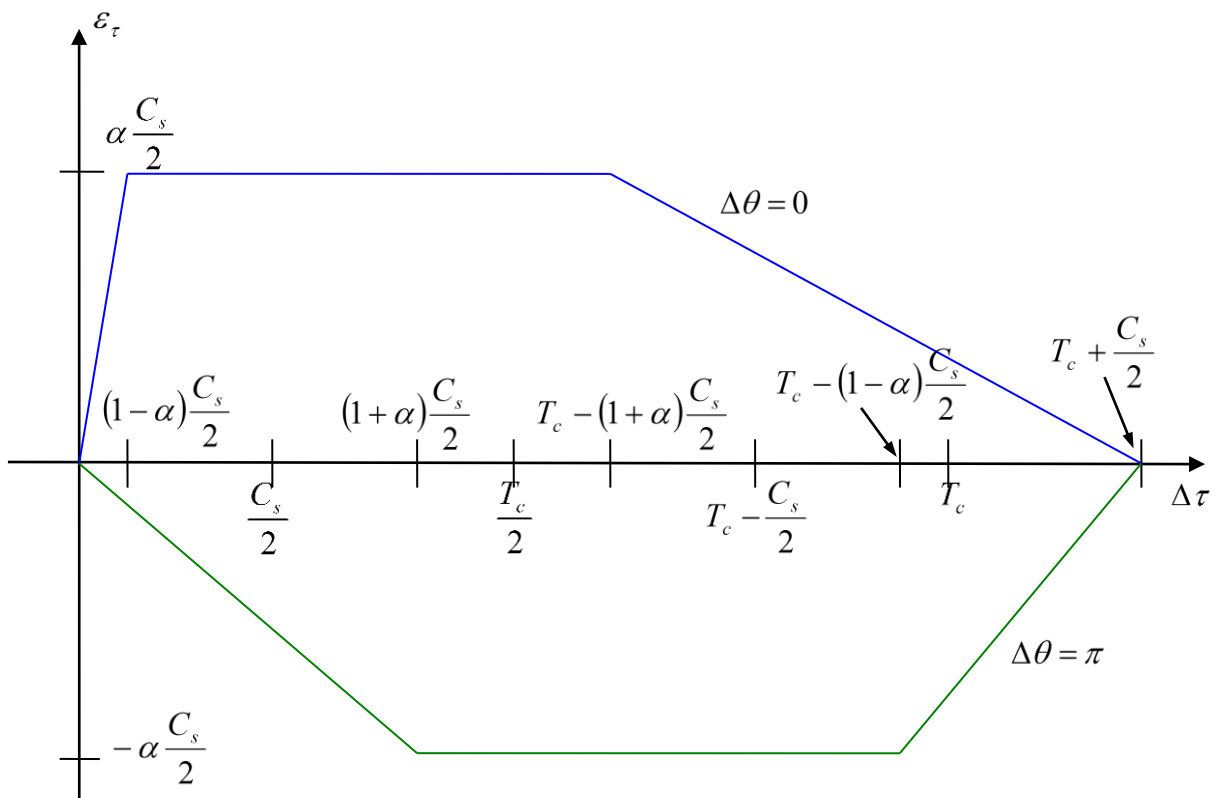


Figure IV.7 : L'enveloppe d'erreurs en fonction du retard associé au multi trajet

IV.4 Simulation de l'enveloppe d'erreurs

Afin de valider notre modélisation mathématique, on simulera dans ce qui suit l'enveloppe d'erreurs associée au code « C/A » en utilisant le discriminateur « Early – Late » avec un espacement d'un chip, nous considérons plusieurs valeurs d'atténuations α pour le signal multi trajet.

Nous avons obtenu la figure (IV.8) ci-dessous, elle correspond bien à celle donnée par la figure (IV.7). On note que le retard temporel et l'erreur en distance exprimés en chip sont transformés en distance (mètres) sur cette figure. On observe que l'erreur multi trajet s'étale entre -60 m à 60 m sur une distance allant jusqu'à 450 m, en augmentant le coefficient α correspondant au rapport d'amplitude entre signal et multi trajet, l'erreur augmente proportionnellement.

La figure IV.9 correspond à l'enveloppe d'erreur du code L5, comme prévu puisque ce code est cadencé sur une fréquence très importante que celle du code C/A l'enveloppe d'erreurs associée est bien réduite, elle s'étale entre -6 m à 6 m pour une distance allant jusqu'à 45 mètres. La comparaison réalisée est présentée sur la figure IV.10, on peut conclure que le code L5 est plus robuste face au multi trajet comparant avec le code C/A.

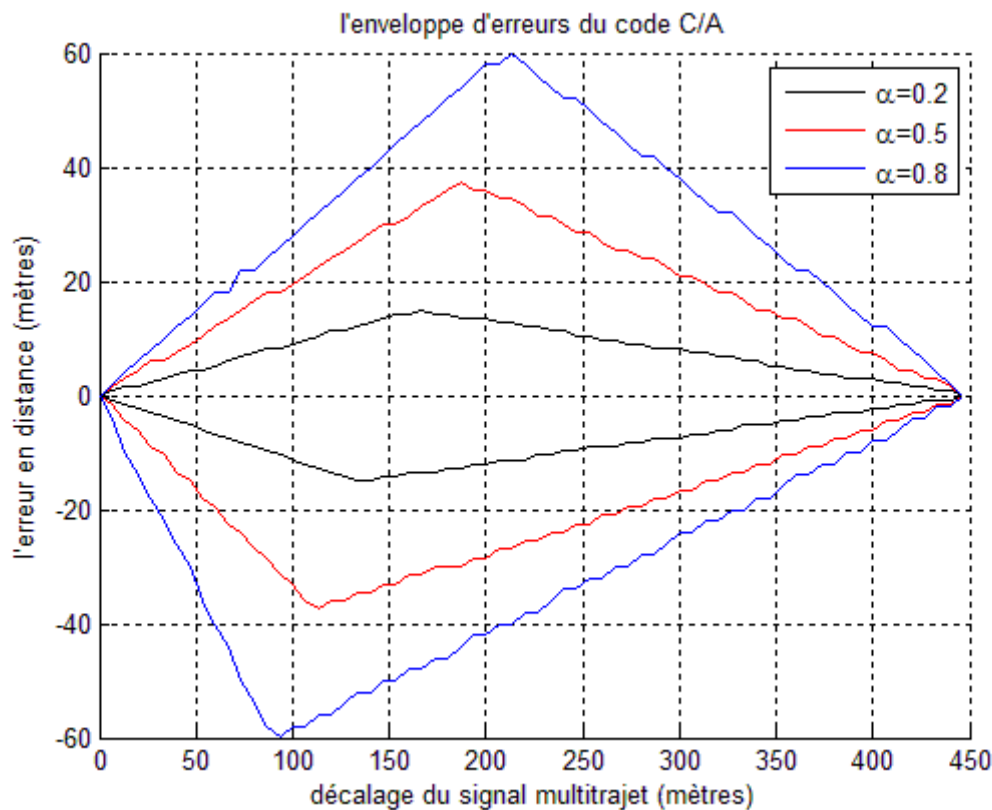


Figure IV.8 : L'enveloppe d'erreurs pour le code C/A

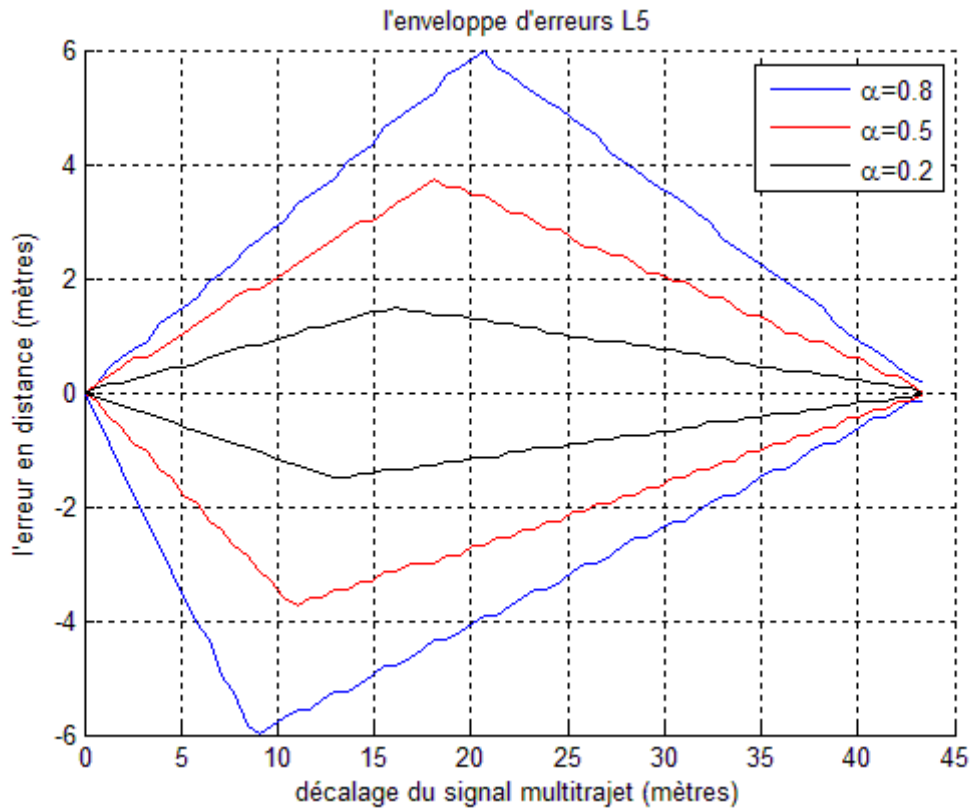


Figure IV.9 : L'enveloppe d'erreurs pour le code L5

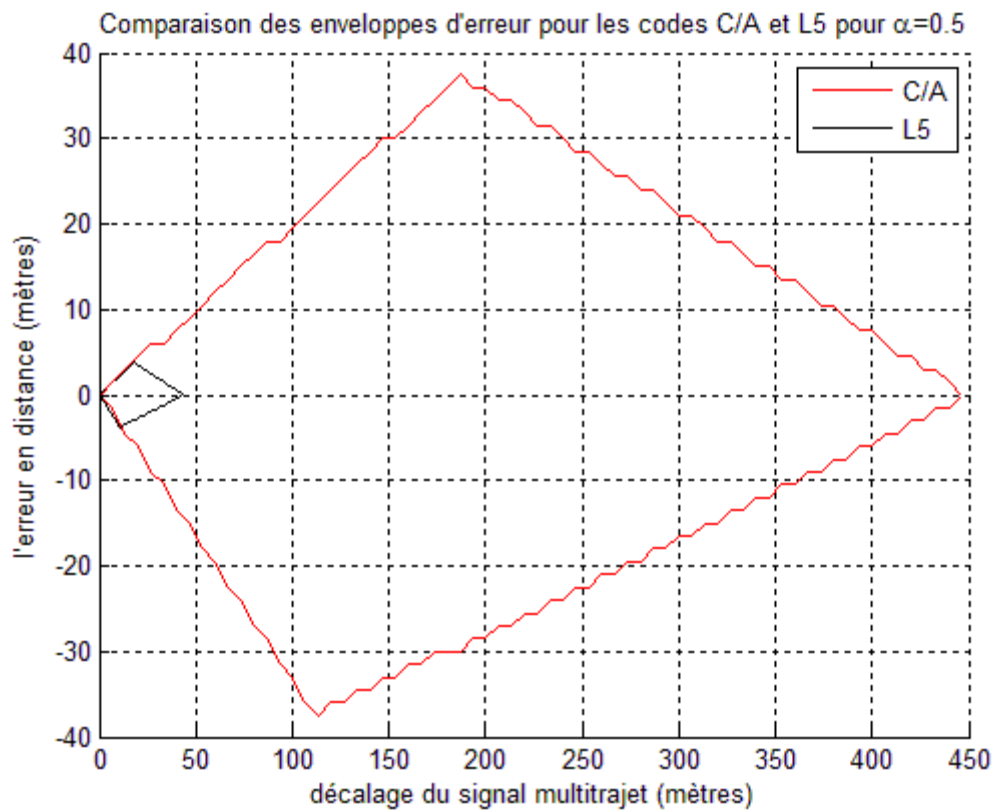


Figure IV.10 : Comparaison des enveloppe d'erreur pour les codes C.A et L5



IV.5 Conclusion :

Après la simulation des enveloppes d'erreurs des codes C/A et L5, la comparaison des deux résultats nous montre que le code L5 est plus robuste par rapport au code C/A, le code L5 avec sa structure bien différente et bien améliorée du code C/A, augmente la précision en cas de présence des multi trajets, ce qui lui rend en position favorable pour une navigation bien précise et sans erreurs.

Conclusion générale

Le signal L5 a été conçu pour répondre aux besoins de l'utilisation civile en termes de précision et de performance, la présence des deux canaux de données et pilote présente une amélioration au niveau de la boucle de poursuite. Le signal L5 a été introduit pour compenser la faiblesse du signal L1 et supporter l'application « safety of life » comme pour la navigation aérienne.

Nous avons étudié différentes méthodes d'acquisition pour le signal L5 en précisant deux types ; l'acquisition du signal L5 sur canal unique, nous avons étudié l'acquisition non cohérente qui propose l'évaluation au carré pour supprimer les transitions des bits de données, c'est la méthode avec la performance la plus faible puisque la puissance était déjà divisée par deux. Puis nous avons procédé avec l'acquisition avec intégration non cohérente, qui consiste à additionner K instances à la sortie de l'acquisition non cohérente, la performance de cette méthode augmente en augmentant l'indice d'intégration K , mais tout en augmentant aussi le temps d'acquisition. En deuxième lieu, nous avons traité l'acquisition du signal en combinant les deux canaux, ce qui inclut les deux voix du signal en phase et en quadrature de phase, nous avons commencé avec la combinaison non cohérente des deux canaux qui consiste à additionner à la sortie deux synoptiques d'acquisition non cohérente réalisés séparément, la performance de cette méthode convient à celle de l'acquisition avec deux intégrations non cohérente sur canal unique. Par la suite, nous avons terminé avec la combinaison cohérente des deux canaux avec récupération des signes, c'est la méthode qui offre un meilleur rapport performance/charge de travail, elle peut se réaliser avec le même temps d'acquisition tout en obtenant une performance bien meilleure.

La simulation de l'enveloppe d'erreur du code L5 nous donne une enveloppe bien réduite, et ce grâce à la cadence de ce code sur une fréquence très importante que celle du code C/A, elle s'étale entre -6 et 6 mètre sur une distance de 45 mètres, tandis que celle du code L1 s'étale entre -60 et 60 mètres sur une distance de 450 mètres (10 fois plus grande), nous pouvons conclure que le signal L5 est plus robuste que le signal L1 face aux multi trajets.

Nous espérons que notre travail sera bénéfique pour les générations à venir, et comme perspectives nous proposons l'étude des performances du signal L2C proposé pour les civils sur la bande de fréquence L2.

Références

- [1]: Albert H. Nuttall, "Some Integrals Involving the Q.Function", Naval Underwater Systems Center, 1972.
- [2]: Barkat.M, "Signal detection and estimation, second edition", Artech House, 2005.
- [3]: Borio. D, O'driscoll.C, Lachapelle.G, "Composite GNSS Signal Acquisition over Multiple Code Periods", IEEE transactions on aerospace and electronic systems vol. 46, No. 1, January 2010.
- [4]: Borio.D, "A Statistical Theory for GNSS Signal Acquisition", Polytechnique de Turin, Mars 2008.
- [5]: Borre.K, Akos.D, Bertelsen.N, Rinder.P and Jensen.S, "A SoftWare- Defined GPS and Galileo Receiver: *A Single Frequency Approach*", Birkhäuser Boston, 2007.
- [6]: Cécile Mongrédien, 'GPS L5 Software Receiver Development for High-Accuracy Applications', UNIVERSITY OF CALGARY, MAY, 2008
- [7]: Daniele Borio, 'Cillian O'Driscoll, G'érard Lachapelle, Coherent, Non-Coherent and Differentially Coherent Combining Techniques for the Acquisition of New Composite GNSS Signals', MAY 2008
- [8]: DAVID B. GOLDSTEIN, Col, INTERFACE SPECIFICATION IS-GPS-705 Revision A, 8 June 2010
- [9]: El-Rabbany.A, "Introduction to GPS: *The Global Positioning System*", Artech House, 2002
-