

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche
scientifique

Université Saad Dahleb de Blida
Faculté des sciences de l'ingénieur
Département d'Aéronautique



Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention
du diplôme d'ingénieur en Aéronautique
Spécialité : Navigation Aérienne
Option : Installation

THEME

Détection et mitigation des multitrajets au
niveau d'un récepteur GPS

Réalisé par :

M^{elle}: Ouardi Naouel

Promoteur:

Mr: K. Benachenhou

ANNEE UNIVERSITAIRE 2007 /2008

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Résumé

Le but de ce travail est d'analyser les méthodes de détection et de réduction des multitrajets au niveau d'un récepteur GPS.

La boucle de verrouillage du code (DLL), est la responsable de maintenir la synchronisation avec le code PRN reçu tandis que la deuxième boucle (PLL) est responsable de maintenir la synchronisation avec la porteuse de ce dernier. L'étude de ces deux boucles est réalisée puis validée par des simulations Matlab, leurs performances sont évaluées et analysées.

Plusieurs méthodes de détection et de réduction de l'effet des multitrajets seront proposées et analysées. Concernant la détection nous avons analysé deux méthodes, la méthode 'Trend' et la méthode 'ELS'.

En ce qui concerne la réduction, notre travail s'articule sur trois axes. Le premier, est basé sur l'étude de la caractéristique des différents corrélateurs en présence des multitrajets, nous proposons deux types: le corrélateur étroit et le corrélateur delta double. Le deuxième axe est lié aux propriétés des codes 'prn', car dans la version GPS modernisée et aussi pour le système Galileo, des nouveaux codes seront exploités précisément le code Boc et le MBoc, ce dernier est proposé en 2007.

Finalement, un troisième axe exploré récemment est développé, sa concerne l'introduction d'un filtrage adaptatif type RLS dans le but d'éliminer les multitrajets, les résultats obtenus seront présentés et analysés.

Abstract

The purpose of this work is to analyse different methods oriented to detect and reduce multipath effect on acquisition and tracking loops used in Global Positioning System (GPS) receivers.

The Delay-Lock Loop (DLL) is responsible for maintaining synchronization with the received PN sequence. The second loop (PLL) is responsible for maintaining synchronization with the carrier signal. The performance of the two loops is investigated first separately then their performance is evaluated when operated together. Matlab simulations are developed to validate our study.

Several methods to detect and reduce multipath effect will be proposed and analysed, the first approach is based on the correlator type and at this level we propose two types: narrow correlator and double delta correlator. The second approach concern a 'prm' code, in GPS modernised version and Galileo system a higher code-epoch lengths compared to the traditional GPS signal will be used binary offset carrier (BOC). We analyze here the performance of this code and another very recent code named MBoc in presence of multipath, comparative results are presented.

In final part, we implement an adaptive algorithm to reduce multipath influence on both code tracking loop and carrier tracking loop. Also, the obtained results are presented and analysed.

SOMMAIRE

CHAPITRE I

GENERALITE

I-1. Généralités sur la navigation par satellites.....	1
I-2. Le système GPS.....	2
1. Potentiel d'utilisation	3
2. Description du système.....	3
a. Le segment spatial.....	4
b. Segment de contrôle	5
c. Segment utilisateur	6
3. Le signal GPS	6
I.3. Le système Galileo	8
1. Détermination de la position et précision attendue	10
2. les systèmes offerts par le système Galileo	11
3. Le signal Galileo	12
I.4. Les sources d'erreurs.....	14
a. Erreur d'orbite	14
b. Erreurs des horloges et bruit de mesure.....	15
c. Retard ionosphérique et troposphérique.....	16
d. Les Multitrajets	16

CHAPITRE II

Acquisition et poursuite du signal GPS

II-1. Détail du signal GPS.....	20
1. Le signal L1.....	20
2. Le signal L2.....	22
3. Le message de navigation.....	24
II-2 La densité spectrale de puissance du signal GPS.....	25

II.3. Le récepteur GPS.....	27
II.4. Traitements effectués par le récepteur.....	28
1. Acquisition du signal GPS.....	29
2. Etage de poursuite.....	31
1. Boucle de poursuite de phase (Costas).....	34
2. Boucle de poursuite de code (DLL).....	39
3. Etage de poursuite global	44

CHAPITRE III

Détection et réduction des multitrajets

III. 1. L'impact des multitrajets sur l'étage d'acquisition	50
III. 2. L'impact des multitrajets sur la boucle de poursuite.....	52
III-3. Modelisation mathématique de l'enveloppe d'erreurs.....	53
a. Simulation de l'enveloppe d'erreurs pour le code C/A.....	62
III.4. Détection.....	63
1. Early/Late slope technique (ELS).....	63
2. Trend.....	64
III-4. Réduction de l'effet des multitrajets.....	66
1. par changement de corrélateur	67
a. Corrélateur Étroit (Narrow correlator).....	68
b. Corrélateur Double Delta (Double Delta Correlator).....	68
2. par l'introduction d'un nouveau signal.....	70
1. le Boc.....	70
c. le Mboc.....	78

CHAPITRE IV

méthode adaptative RLS

IV.1. Algorithme adaptatif RLS	84
IV.2. Réduction des multitrajets par la méthode adaptative	89

1. Estimateur du multitrajet	90
2. Extracteur de la corrélation	92
3. Elimination des multitrajets	94

LA LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

Figure I-1 : principe de triangulation.....	3
Figure I-2 : Le segment spatial.....	5
Figure I-3 : Le segment de contrôle.....	6
Figure I-4 : Le segment utilisateur.....	6
Figure I-5 : le signal GPS.....	7
Figure I-6 : la modulation BPSK.....	8
Figure I-7 : Le segment spatial associé à Galileo.....	9
Figure I-8 : Le satellite Galileo.....	10
Figure I-9 : les densités spectrales de puissance aux bandes de fréquence Galileo.....	13
Figure I-10 : Les principaux postes d'erreurs.....	14
Figure I-11 : signal direct plus un multitrajet.....	17

CHAPITRE II

Figure II-1 : Génération du code C/A.....	22
Figure II-2-a : le pic d'autocorrélation.....	23
Figure II-2-b : le pic Zoomé.....	23
Figure II-3 : Intercorrélation PRN 1 et 12.....	23
Figure II-4 : format du message de navigation.....	24
Figure II-5 : la densité spectrale de puissance du signal GPS.....	25
Figure II-6-a : Autocorrélation d'un code échantillonné.....	26
Figure II-6-b : Autocorrélation Zoomée.....	26

Figure II-7: la densité spectrale de puissance du code C/A.....	27
Figure II.8 : le récepteur GPS.....	28
Figure II-9 : synoptique d'un canal.....	29
Figure II-10 : Schéma de l'acquisition parallèle sur le code phase.....	30
Figure II-11 : le pic d'acquisition.....	31
Figure II-12: Schéma de base de la démodulation.....	31
Figure II-13 : structure d'une PLL.....	34
Figure II-14 : synoptique de la boucle Costas.....	35
Figure II-15 : les différents discriminateurs de phase.....	36
Figure II-16 : Contre-réaction pour faire converger θ	39
Figure II-17 - structure d'une DLL.....	40
Figure II-18-a : les trois répliques E L P.....	41
Figure II-18-b : les trois répliques E L P.....	41
Figure II-19 : synoptique de la DLL.....	42
Figure II-20-a-b-c : les différents discriminateur de la DLL.....	43
Figure II-21 : Etage de puorsuite globale.....	45
Figure II-22: le pic de corrélation.....	46
Figure II-23 : les données récupérées.....	47
Figure II-24 : la différence doppler.....	48

CHAPITRE III

Figure III-1 : le Pic d'acquisition en présence d'un multitrajet avec un retard supérieure que 300m.....	51
Figure III-2 : le Pic d'acquisition en présence d'un multitrajet avec un retard inférieure à 300m.....	51
Figure III-3-a : Pic de corrélation déformé par le multitrajet.....	52
Figure III.3.b : le biais au niveau du discriminateur.....	53
Figure III-4 : structure de la DLL.....	54
Figure III-5 : structure d'une DLL cohérente.....	55
Figure III-6 : les fonction de corrélation de la fonction $V(e_r)$	57

Figure III-7 : décalage du zero du discriminateur.....	58
Figure III-8 : l'enveloppe d'erreurs en fonction du retard du multitrajet.....	61
Figure III-9 : enveloppe d'erreurs pour le code C/A.....	62
Figure III-10 : Early/late slope technique.....	63
Figure III-11 : la méthode de détection Trend.....	65
Figure III-12 : rejection des multitrajets venant dessous de l'antenne	66
Figure III-13 : Corrélateur étroit.....	67
Figure III-14 : corrélateur double delta $\Delta\Delta$	68
Figure III-15 : enveloppe d'erreurs pour le code C/A.....	69
Figure III-16-a : signal rectangulaire de la modulation BOC avec n pair	72
Figure III-16-b : Signal rectangulaire de la modulation BOC avec n impair	72
Figure III-17 : Générateur du signal BOC.....	73
Figure III-18 : la fonction d'autocorrelation du BOC(1,1).....	74
Figure III-19 : densité spectrale de puissance du BOC(2,2),n pair.....	75
Figure III-20 : densité spectrale de puissance pour BOC(3,1),n impair	75
Figure III-20 .a : Enveloppe d'erreurs du Boc et C/A.....	76
Figure III-20 .b : Enveloppe d'erreurs du Boc et C/A Avec corrélateur étroit.....	76
Figure III-20 .b : Enveloppe d'erreurs du Boc et C/A Avec corrélateur double delta.....	77
Figure III-21 : Implémentation du BOC (6,1).....	79
Figure III-22 : une partie du MBOC.....	79
Figure III-23 : la fonction de corrélation du MBOC et celle du BOC(1,1).....	80
Figure III-24 : la densité spectrale du MBOC et celle du BOC(1,1).....	81
Figure III-25 : l'enveloppe d'erreur du signal MBOC avec Corrélateur standard.....	82
Figure III-26 : L' enveloppe d'erreurs du MBOC avec Les corrélateur étroit et double espacement.....	82
Figure III-27 :les enveloppe d'erreurs des TROIS signaux avec corrélateur étroit...83	83

CHAPITRE IV

Figure IV.1 : Synoptique de l'algorithme RLS.....	85
Figure IV.2 : Filtre RLS.....	89
Figure IV.3 : Estimateur de multitrajet.....	92
Figure IV.4 : Séparation du retard entre le signal direct et le multitrajet.....	93
Figure IV.5 : Autocorrélation du signal GPS affecté par un multitrajet.....	94
Figure IV.6-a : le pic du signal injecté.....	95
Figure IV.7 : le message de navigation injecté.....	96
Figure IV.8 : la sortie de la boucle Costas avec la différence du doppler injecté.....	97
Figure IV.9 : le pic d'acquisition d'un signal direct plus un multitrajet.....	97
Figure IV.10 : Aucune indication de données de navigation	98
Figure IV.11 : divergence de la boucle Costas.....	99
Figure IV.12 : les données de navigation récupérées en utilisant RLS.....	100

Les tableaux

CHAPITRE I

Tableau I-1 : les différentes sources d'erreurs.....	18
--	----

CHAPITRE II

Tableau II-1 : les différents types de discriminateur costas.....	36
Table II-2 : Les différents discriminateurs de la boucle DLL.....	42

CHAPITRE III

Tableau III-1 : la fonction $V(\epsilon_r)$ en fonction de l'erreur de poursuite du code.....	55
---	----

Remerciement

Il n'est meilleur remerciement que ma reconnaissance à Dieu qui m'a donné du courage et de la volonté pour pouvoir accomplir ce modeste travail.

Je tiens tout d'abord à remercier mon promoteur Mr Benachenhou, pour son soutien sans faille, ces conseils m'ont permis de mener à bien ce travail.

Je désire remercier vivement les membres du jury, sans oublier tout le corps professoral de l'institut d'aéronautique de Blida dont je suis reconnaissante

En fin, merci à tout mes proches, famille, copains et copine qui ont également participé à leur manière à la réalisation de ce mémoire.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

Aux deux personnes les plus chers, mon père et ma mère qui m'ont aidé et soutenu tout au long de ma vie et mes études.

A mes très chères soeurs et frères sans oublier mes nièces et mes neveux

A toute la famille Chibani.

A ma tante Zahia et sa famille.

A Fares et samira .

A mes chères amies et à tous mes collègues de la promotion 5^{ème} Années Ingénieurs 2007-2008

Naouel

La liste des abréviations

- A/N : convertisseur analogique / numérique
- BOC: Binary Offset Carrier
- BPSK: Binary Phase Shift Keying
- C/A: Coarse/ Acquisition
- DLL: (Delay Lock Loop) Boucle de verrouillage de code
- DGPS : (differential Global Positioning System) système de positionnement
Globale différentiel
- DoD : (Department of Defense) Département de Défense
- ELS : Early-Late Slope technique
- FI : Fréquence Intermédiaire
- GNSS : (Global Navigation Satellite System) système de positionnement
Globale par satellite.
- GPS : (Global Positioning System) système de positionnement Globale
- OS: (OpenService) service ouvert
- P : precise Code
- PLL: (Phase Lock Loop) Boucle de verrouillage de phase
- PPS : (Precise Positioning Service) Service de positionnement précis
- PRN : (Pseudo Random Noise) séquence pseudo aléatoire
- PSD : (Power Spectral Density) densité spectrale de puissance
- SPS :(Standard Positioning Service) Service de positionnement Standard
- Trend : Triangle and difference
- WGS84 : (World Geodetic System1984)

Introduction générale

Le système GPS, "certifié comme moyen secondaire de navigation" par la FAA depuis décembre 1993, est généralement considéré comme étant l'un des éléments clés du futur système mondial de navigation par satellites devant remplacer, à plus ou moins long terme, les systèmes actuels d'approche de précision et d'aide à l'atterrissage, tels que l'ILS et le MLS. Avec la mise en place des techniques modernes de poursuite de la phase de la porteuse, - on arrive régulièrement à obtenir une précision sur l'information de position inférieure au mètre, répondant ainsi - en terme de précision aux exigences de l'atterrissage en Catégorie III. Cependant, même l'usage des corrections différentielles ne permet pas de garantir en permanence cette précision, à cause d'un problème majeur non encore résolu : la présence des trajets multiples 'Multipath'.

Les objectifs et l'originalité de ce travail sont en fait doubles puisqu'il s'agissait de modéliser, dans un premier temps, la chaîne complète d'acquisition et de poursuite du signal L1 GPS en utilisant le logiciel Matlab, puis d'étudier les erreurs induites par la présence des multitrajets sur les performances du récepteur.

Nous présenterons donc, et argumenterons en premier lieu l'architecture d'un récepteur GPS. Les modélisations effectuées seront validées par la caractérisation de la réponse des boucles mises en jeu. Nous examinons l'intégrité du message de navigation envoyé puis récupérer à la sortie de notre simulateur.

Puis, nous réaliserons une analyse complète des performances du récepteur L1 GPS en présence de multitrajets et nous étudierons les différentes solutions de traitement du signal permettant de réduire leurs effets sur l'étage de poursuite. Une modélisation des erreurs induites au niveau de la boucle de poursuite de code DLL sera développée et validée grâce aux simulations de l'enveloppe d'erreurs associée à chaque cas simulé, cette enveloppe sera utilisée en premier lieu comme un moyen essentiel de comparaison des solutions de traitement

du signal permettant de réduire les effets des multitrajets sur la performance de la boucle de poursuite de code.

Nous analyserons différentes structures de discriminateur de code qui permettent de réduire d'une manière très significative l'amplitude des erreurs causées par les multitrajets, ces erreurs possèdent une influence importante sur le processus de détermination de l'information et sur l'évaluation de la pseudo-distance.

Dans le même contexte, Une deuxième approche sera proposée, elle est basée sur l'utilisation de nouveaux signaux précisément les deux familles BOC et MBOC.

Nous montrerons, qu'en utilisant ces deux dernières techniques, nous améliorons considérablement les performances du récepteur.

Un dernier axe de recherche dans le domaine de réduction des multitrajets est lié à l'utilisation de l'approche adaptative, dans ce contexte nous proposons l'application de l'algorithme RLS au niveau de l'étage de poursuite, les résultats obtenus seront présentés et analysés.

CHAPITRE I

Généralités

I. 1. Généralités sur la navigation par satellites :

Le principe d'un système de navigation par satellites à couverture permanente et mondiale est le suivant : l'utilisateur reçoit des signaux d'un certain nombre de satellites dont la position est connue avec une grande précision, les compare et en déduit sa position géographique. Dans les systèmes américains GPS (Global Positioning System) et russe Glonass, comme bientôt dans le système européen Galileo, ce principe simple se décline de la manière suivante. Chaque satellite émet en permanence un signal comprenant une information sur sa position et sur l'heure précise de l'émission. L'utilisateur équipé d'un récepteur reçoit ces signaux, en déduit les distances le séparant des satellites par une simple mesure du temps de propagation, et par un calcul mathématique relativement aisé, qui s'apparente à la trilatération, en déduit sa position avec une précision meilleure que dix mètres.

Ce principe de navigation présente l'immense avantage que l'utilisateur n'a pas besoin d'émettre un signal : l'utilisation est donc très discrète (l'opérateur du système ne sait pas qui l'utilise, ni même combien il y a d'utilisateurs) et le système n'est pas saturable puisqu'il ne fonctionne que dans le sens satellites vers l'utilisateur et que ce dernier se contente de recevoir les signaux. Au passage, on remarquera que ce principe de détermination de la position fournit aussi un remarquable service de distribution du temps puisque chaque terminal reçoit des signaux synchronisés entre eux avec un très haut niveau de précision (quelques dizaines de nanosecondes). De surcroît, pour les terminaux montés sur des mobiles, les positions successives du terminal permettent d'en déduire facilement la vitesse et la direction du déplacement. Le système de navigation fournit donc un service de détermination de la position, de la vitesse et du temps (service PVT).

Bien entendu, pour que ce principe s'applique partout sur le globe et sans interruption de service, il faut qu'un nombre suffisant de satellites soit en orbite, bien répartis tout autour de la planète, de manière que, quel que soit l'endroit où est situé l'utilisateur, il reçoive les signaux d'un nombre suffisant de satellites pour que le calcul de la position soit possible. Pour satisfaire cette condition, il y a plusieurs solutions mais la plus élégante et la plus efficace consiste à mettre en place une constellation de vingt-quatre à

trente satellites placés sur des orbites circulaires de l'ordre de 20 000 km d'altitude, placés par groupe de huit à dix sur trois plans inclinés d'au moins cinquante degrés par rapport à l'équateur et décalés entre eux de 120 degrés. Avec cette configuration, un utilisateur, quelle que soit sa position sur la Terre, 'voit' en permanence au moins quatre satellites, ce qui est suffisant pour permettre la détermination de la position. C'est la solution qui a été retenue pour les systèmes GPS, Glonass et Galileo.

I. 2. Le système GPS :

Le système de Positionnement Global (GPS) est un système de navigation par satellites destiné à fournir la position, la vitesse et l'heure n'importe où à la surface de la terre ou dans ses environs.

La précision du positionnement par GPS va de 100 mètres à quelques mètres en temps réel. Elle peut atteindre quelques millimètres pour les applications de géodésie en temps différé. Bien qu'il y ait des milliers d'utilisateurs civils du GPS à travers le monde, le GPS a été créé et est contrôlé par le département de la défense américain (U.S. Department of Defense).

Les satellites GPS envoient des signaux codés qui peuvent être déchiffrés par des récepteurs GPS. Le récepteur mesure la distance entre la station et plusieurs satellites à l'aide des codes C/A ou P.

Les éphémérides des satellites sont transmises par le message de navigation permettant de calculer la position du satellite dans un repère terrestre. Chaque mesure de distance sur un satellite définit une sphère dont le centre est le satellite.

Trois satellites sont donc nécessaires pour déterminer la position du récepteur en trois dimensions, ceci est illustré par la **figure (I-1)**. Un quatrième satellite est nécessaire pour tenir compte de la non-synchronisation de l'horloge du récepteur et des horloges des satellites.

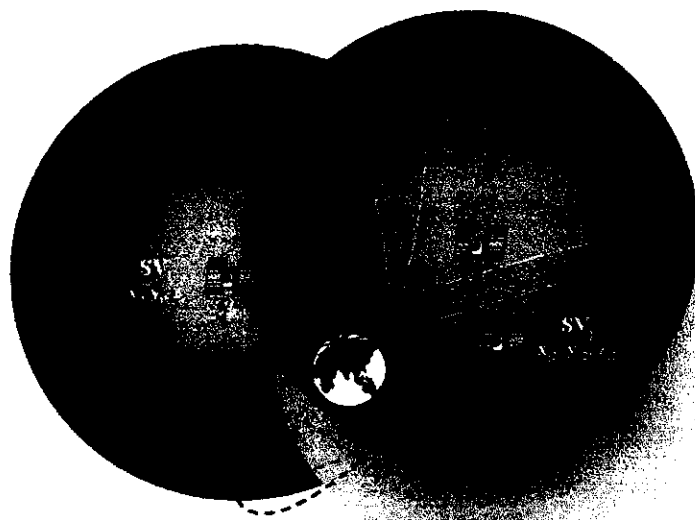


Figure I-1 : principe de triangulation

I.2.1. Potentiel d'utilisation :

Le système GPS permet de calculer la position tridimensionnelle (latitude, longitude et altitude) d'un utilisateur, de manière continue et instantanée, en tout endroit sur Terre, aussi il permet de déterminer sa vitesse et sa direction. De plus, le système GPS fournit une *information temporelle*, c'est le temps GPS.

Conçu à l'origine pour des fins de navigation militaire, le système GPS a vite été utilisé pour des fins de localisation et de positionnement tant pour les civils que les militaires.

Le système GPS est une solution potentielle à presque toutes les applications nécessitant une référence spatiale (coordonnées géoréférencées) telles que la navigation, la gestion de transport, la circulation aérienne, la géodésie, l'hydrographie, la foresterie, et bien d'autres encore.

I.2.2. Description du système :

Le GPS se compose d'une constellation de satellites de radionavigation, d'un segment de contrôle au sol qui gère le fonctionnement des satellites et, enfin, des utilisateurs avec récepteurs spécialisés qui utilisent les données des satellites pour répondre à une vaste gamme de besoins en positionnement. Le système a été mis en place

par le ministère américain de la Défense (DoD) afin de répondre à des besoins de positionnement pour la défense et à titre de sous-produit, pour servir la communauté civile.

La constellation de satellites, qui est pleinement opérationnelle depuis juillet 1995, comprend 21 satellites, en plus de 3 satellites actifs de rechange, positionnés à 20 000 km (environ trois fois le rayon terrestre) au-dessus de la surface de la Terre. Les satellites sont répartis de telle manière qu'au moins quatre d'entre eux soient visibles presque n'importe où dans le monde à tout moment.

Chaque satellite reçoit et stocke des données en provenance du segment de contrôle, tient le temps avec grande précision grâce à ses horloges atomiques précises et transmet des signaux à la Terre.

Chaque satellite GPS émet continuellement des signaux qui renferment une multitude de renseignements. Compte tenu du type de positionnement effectué et de l'exactitude souhaitée, un utilisateur peut n'être intéressé qu'à une partie des renseignements compris dans le signal GPS. De même, un récepteur GPS donné peut utiliser qu'une partie seulement des informations disponibles. Il importe donc de comprendre le contenu et l'utilisation des signaux GPS. Les signaux GPS consistent en des ondes porteuses sur lesquelles sont transmis le code C/A d'accès libre, le code P ainsi que le message du satellite.

L'ensemble du système GPS est composé de trois segments qui sont :

a. Le segment spatial:

Le segment spatial est composé d'un réseau de 28 satellites en orbite quasi-circulaire autour de la Terre. Ils se meuvent sur 6 plans orbitaux, à environ 20 000 km d'altitude et dont la période de révolution est de 12 heures sidérales.

Ces satellites sont répartis sur 6 plans orbitaux inclinés à 55° par rapport à l'équateur. La constellation GPS a été conçue de telle manière que, partout sur Terre et à tout moment, un minimum de quatre satellites soient visibles au-dessus de 10° d'élévation.

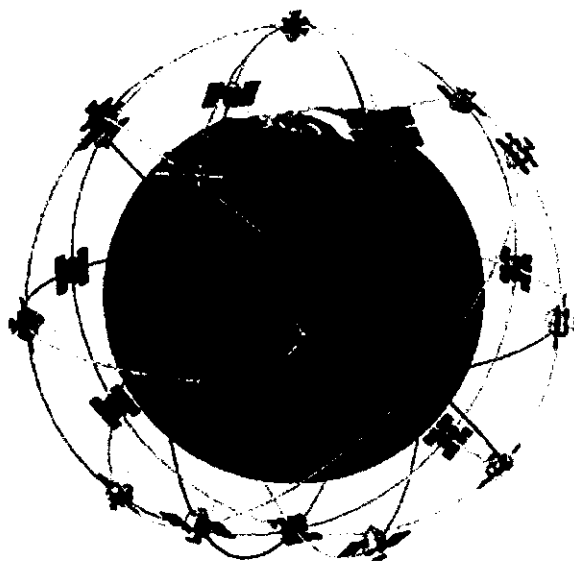


Figure I-2 : Le segment spatial

b. Segment de contrôle :

Le segment de contrôle comprend cinq stations de poursuite situées à Colorado Springs, Hawaii, Ascension Island, Diego Garcia et Kwajalein. Ces stations sont les yeux et les oreilles du système GPS, elles vérifient l'état des satellites lors de leur passage au dessus d'elles. Ces stations transmettent ensuite leurs données à la station principale de Colorado Springs. 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 également contrôlés. Cette information est alors renvoyée à trois stations de chargement qui transmettent l'information aux satellites. Grâce à la répartition uniforme des stations de contrôle, tous les satellites GPS sont captés à 92% du temps.

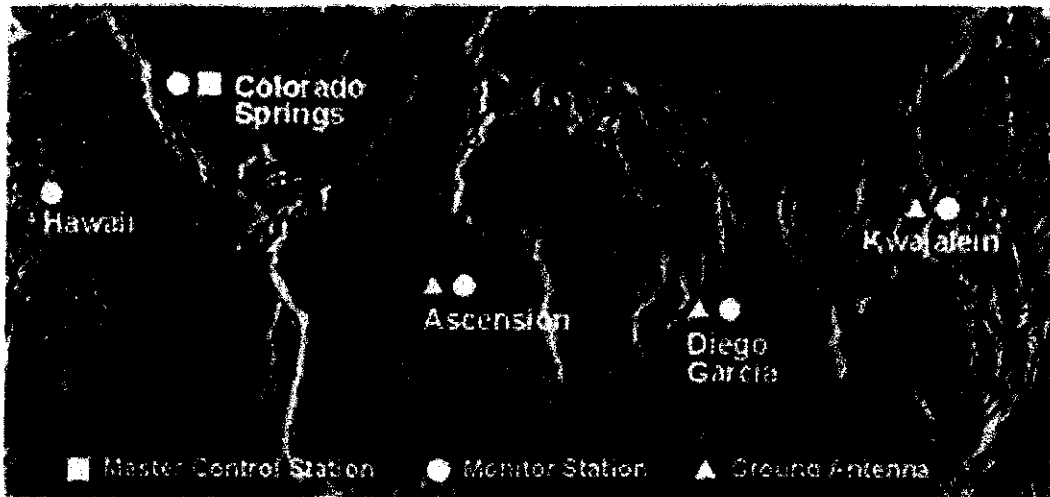


Figure I-3 : Le segment de contrôle

c. Segment utilisateur :

Le segment utilisateur 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.

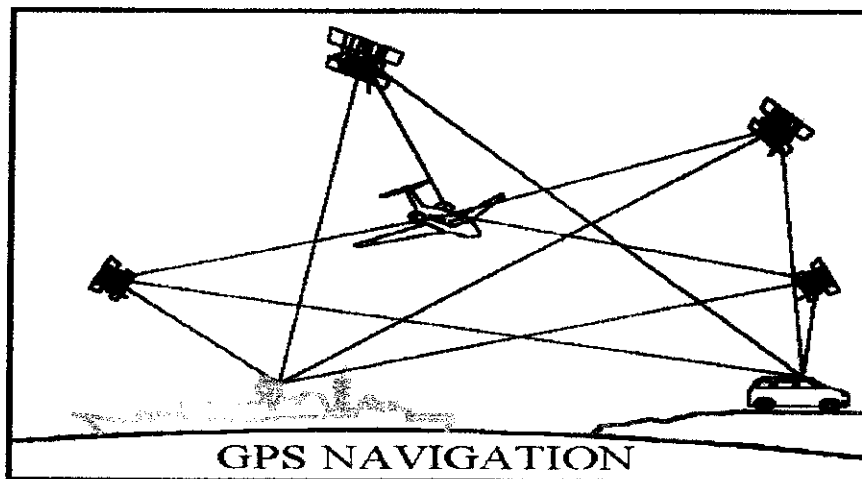


Figure I-4 : Le segment utilisateur

1.2.3. Le signal GPS :

Les satellites transmettent sur deux fréquences porteuses. La première, L1, de fréquence 1575,42 MHz, est utilisée pour le message de navigation et les code SPS, alors

que la deuxième, L2, de fréquence 1227,60 MHz, est utilisée pour mesurer le temps de retard dû à l'ionosphère pour les récepteurs travaillant en PPS.

Le signal est modulé en modulation de phase (BPSk : Binary Phase Shift Keying). Trois codes binaires modulent la phase de la porteuse :

- ✚ Le code C/A (Coarse Acquisition) module la porteuse L1. Ce code est un code pseudo aléatoire périodique de fréquence 1 MHz (Pseudo Random Noise Code). Chaque satellite possède un code pseudo aléatoire différent. Il sert de base pour le système de mesure SPS.
- ✚ Le P-Code (Precise Code) module les deux porteuses L1 et L2. C'est un long code pseudo aléatoire de 10 MHz. Il sert de base pour le système PPS. Le cryptage de ce code dépend du département de la défense et nécessite une clef.
- ✚ Le message de navigation module également le code C/A sur la porteuse L1. Ce message est un signal de 50 Hz constitué de bits de données décrivant les orbites du satellite GPS, les corrections de son horloge, ainsi que d'autres paramètres système. Le message présenté par la **figure (I-5)**.

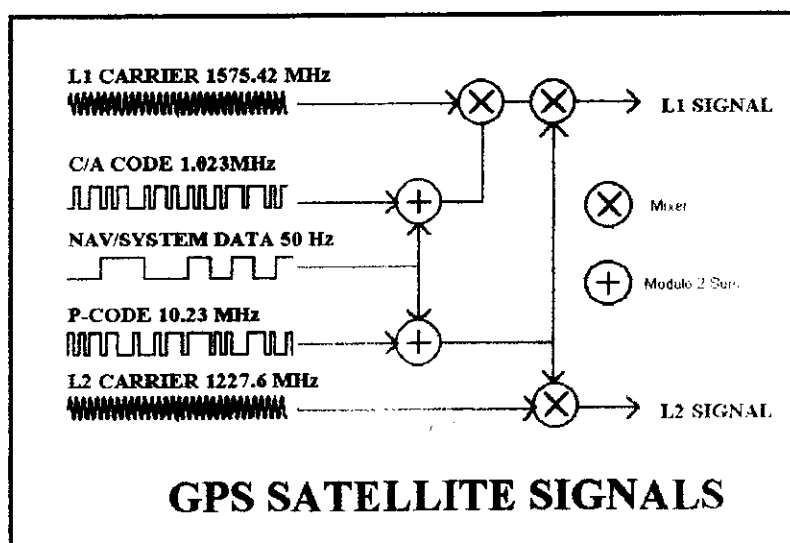


Figure I-5: le signal GPS

La figure (I-6) suivante illustre la modulation de phase utilisée par les satellites GPS pour le code C/A. On notera que l'échelle des temps n'est pas identique sur chaque axe.

La fréquence L2 est normalement modulée par le signal à cadence rapide constitué par le produit du code P et le message de navigation.

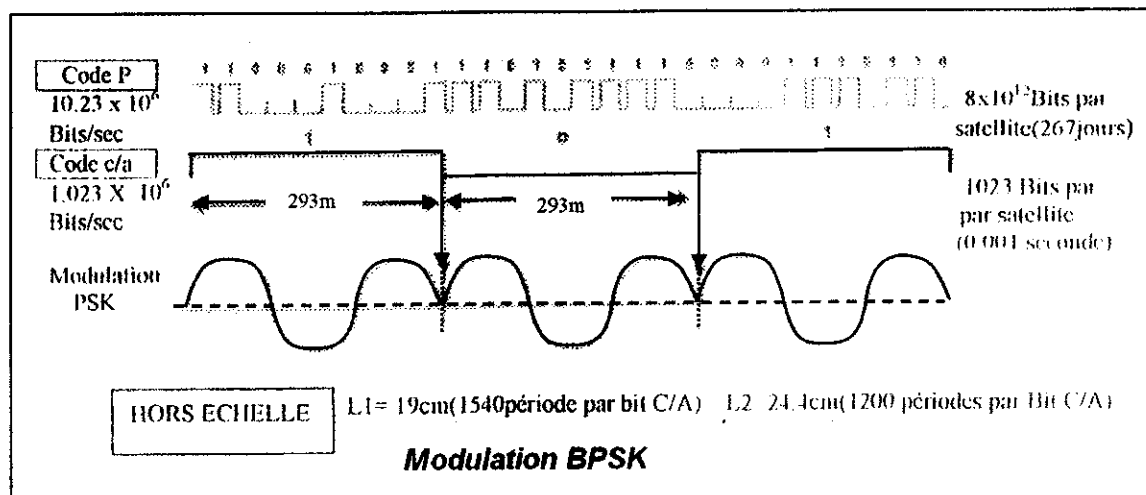


Figure I-6 : la modulation BPSK

I.3. Le système Galileo :

Le système européen Galileo dont la mise en place a été décidée par l'Union européenne en mars 2002 sera constitué d'une constellation de trente satellites placés sur des orbites circulaires à 23 616 km d'altitude, inclinées à 56 degrés sur l'équateur, permettant ainsi une couverture correcte des régions de haute latitude. Sur chacun des trois plans d'orbite, neuf satellites sont régulièrement répartis, plus un en réserve, prêt à prendre la place d'un satellite défaillant, la figure (I-7) représente cette constellation. À cette altitude, la période de révolution des satellites sur leur orbite est de 14 heures et 21 minutes.

Le contrôle de la constellation sera assuré par deux centres de contrôle redondants situés en Europe, s'appuyant sur un réseau de cinq stations de contrôle réparties sur la surface terrestre, sur un réseau de 12 stations d'orbitographie et de synchronisation

équipées d'horloges atomiques de haute précision et sur un réseau de communications sécurisé.

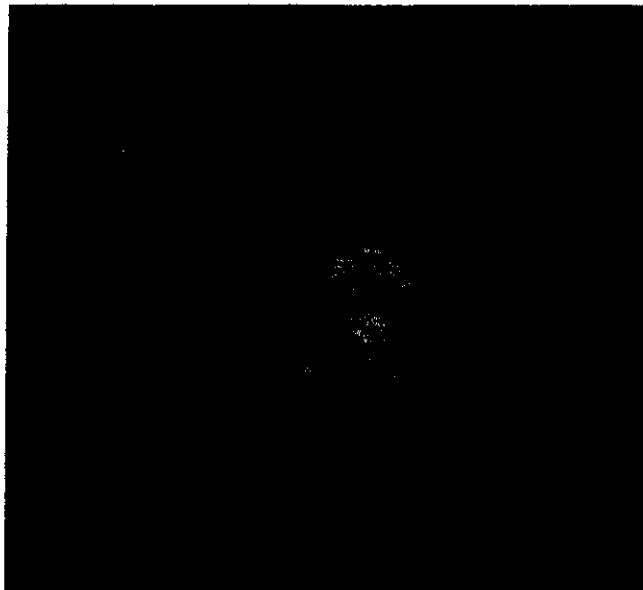


Figure I-7: Le segment spatial associé à Galileo

Chaque satellite aura une masse d'environ 700 kg et sera stabilisé suivant les trois axes grâce à un ensemble classique de gyromètres, roues à inertie et magnéto-coupleurs. Leur dimension est de 2,7 par 1,2 par 1,1 m. La puissance embarquée prévue est de 1600 watts. Ils seront équipés d'un système de contrôle d'orbite par propulsion à hydrazine qui permet de les maintenir sur leur position orbitale nominale.

La charge utile de chaque satellite comprendra un ensemble de quatre horloges atomiques, l'électronique de génération des signaux transmis par les émetteurs (codes pseudo-aléatoires orthogonaux de modulation des porteuses, signaux de navigation proprement dits), ainsi que les émetteurs radio fréquence en bande L et les antennes correspondantes.



Figure I-8 : Le satellite Galileo

Le lancement initial des satellites est prévu par grappes de quatre à dix unités pour chaque plan d'orbite de manière à assurer un déploiement rapide de la constellation. Par la suite, au fur et à mesure du vieillissement des satellites, de nouveaux satellites seront lancés en remplacement.

De manière externe au système de contrôle de la constellation, un ensemble de stations et un centre opérationnel spécialisé, formant ce qu'on appelle « le segment d'intégrité », surveillera en permanence les performances du système et aura la capacité d'informer en temps réel les utilisateurs du système de son état et de ses performances. Cette information sera fournie via les satellites de la constellation Galileo, qui remplissent là une fonction de relais de l'information d'intégrité. Cette fonction d'intégrité est essentielle pour beaucoup d'applications où la connaissance instantanée du bon état de fonctionnement du système est indispensable. (navigation aérienne par exemple). Il est important de savoir qu'elle n'est pas fournie dans le système GPS actuellement en service.

1.3.1. Détermination de la position et précision attendue :

Comme pour le GPS, la position du terminal utilisateur est calculée à partir des mesures de distance (pseudo-distances) entre le terminal et au moins quatre satellites de la

constellation dont les signaux sont reçus simultanément. Plus précisément, la différence des distances entre le terminal et deux satellites permet de placer celui-ci sur un lieu géométrique qui est une surface dans l'espace appelée hyperboloïde, et la simultanéité de mesures de ce type avec quatre satellites permet de calculer la position géographique par intersection géométrique entre ces surfaces, ainsi que l'écart entre l'échelle de temps du terminal et celle du système Galileo.

Cette méthode suppose, bien sûr, que soit connue avec une précision suffisante la position des satellites dans l'espace rapportée à un référentiel géodésique mondial commun à tous les utilisateurs. Celle-ci est calculée à partir des éphémérides contenues dans les signaux de navigation transmis par les satellites, calculées au sol et injectées périodiquement en mémoire par le réseau de stations de contrôle de la constellation.

Les éphémérides des satellites sont élaborées à partir d'un ensemble de stations d'orbitographie dont les positions sont précisément connues dans le Repère international de référence terrestre, l'ITRF ou ce qui est équivalent au mètre près, dans le repère WGS84 déjà établi pour le GPS et très utilisé aujourd'hui.

I.3.2. les systèmes offerts par le système Galileo :

Le système Galileo prévoit de fournir cinq catégories de services.

- ✚ **Le service ouvert**, « Open Access », est le service de base permettant la localisation et la datation comparable au service de base fourni par le GPS américain (Service SPS). Il est gratuit et ne comprend aucune restriction d'accès. C'est le service « grand public » qui concernera la majorité des utilisateurs.
- ✚ **Le service de sûreté de la vie** est plus connu sous son sigle anglais « Safety of Life » (SoL). Il s'agit du service ouvert complété par un signal d'intégrité indispensable pour toutes les applications où l'absence de cette information d'intégrité pourrait mettre en danger des vies humaines (transport aérien, ferroviaire et maritime).
- ✚ **Le service commercial**, ou « Commercial Service » (CS), est destiné aux applications commerciales exigeant une précision supérieure à celle que fournit le service ouvert.

Il utilise deux signaux supplémentaires, protégés par un chiffrement commercial décryptable par les terminaux équipés et disposant de la clef d'accès. Ce service sera géré par les fournisseurs d'accès au service commercial Galileo. Il se prête particulièrement bien aux services à valeur ajoutée qui seront proposés en complément de la navigation :

- ↓ **Le service public réglementé** ou « Public Regulated Service » est réservé aux applications gouvernementales (sécurité civile, transports, militaires) pour lesquelles la continuité du service doit être garantie quelles que soient les circonstances, donc particulièrement robuste vis-à-vis de brouillages éventuels ou d'interférences électromagnétiques accidentelles. Ce service PRS utilise deux signaux dédiés et chiffrés, dont un sur la même fréquence que le futur code militaire (code M) du GPS. Son accès sera contrôlé par les autorités en charge des questions de sécurité.

- ↓ **Le service de recherche et sauvetage**, « Search and Rescue » en anglais (SAR), poursuivra à l'ère de Galileo le service rendu par le système actuel. SARSAT/COSPAS mis en place par le Canada, la France, les États-Unis et la Russie depuis 1982. Il permet de recueillir et de localiser les émissions des balises de détresse opérant à 406 MHz, en service sur les avions, les bateaux et pour les expéditions terrestres.

Il comprendra en particulier un signal de retour vers la balise de détresse pour informer l'auteur de l'émission que son message a bien été reçu.

I.3.3. Le signal Galileo :

Les fréquences des porteuses émises par les satellites Galileo sont situées dans la bande L (autour de 1,2 à 1,5 GHz) avec la possibilité d'utiliser aussi la bande C (autour de 5 GHz). Ces fréquences qui ont été attribuées par les instances internationales de télécommunication sont partagées avec les systèmes de navigation par satellite GPS et GLONASS. Les puissances émises sont réglées de manière à éviter d'interférer avec

certaines émissions utilisées par des moyens terrestres consacrés à la navigation aérienne.

Galileo utilisera plusieurs porteuses dans le sens 'Espace vers Sol', qui peuvent être associées entre elles :

- Bande E6 bande étroite libre dans la bande dite L1 : 1559 à 1563 MHz.
- Bande E2, bande étroite libre dans la bande L1 : 1587 à 1591 MHz.
- Bande E6 en exclusivité : 1260 à 1300 MHz.
- Bande E5 dans la bande 1164 à 1215 MHz avec partage de la première moitié de cette bande avec le GPS.

Certaines porteuses transmettent les codes pseudo aléatoires qui permettent la mesure du temps de propagation et les signaux de navigation, tandis que d'autres ne portent que les codes. Les densités spectrales de puissance associées à ces bandes de fréquence sont représentées par la **figure I-9** suivante :

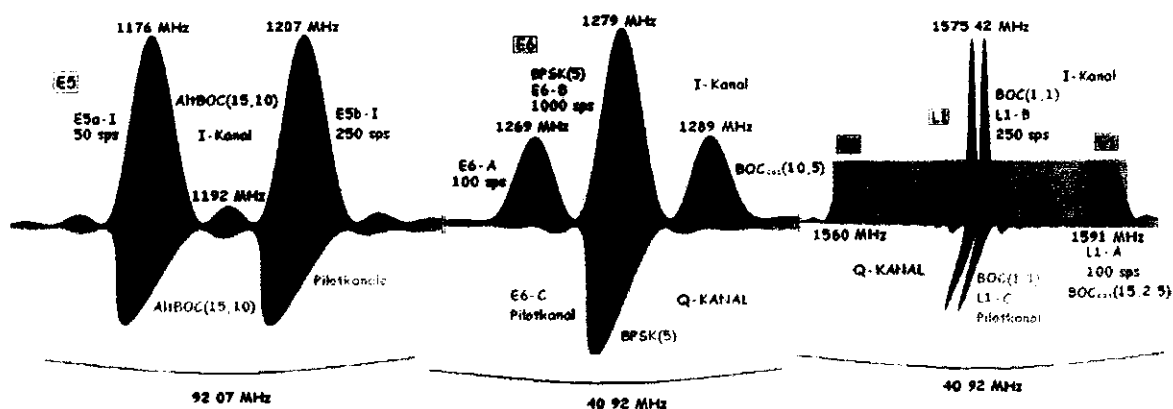


Figure I-9: les densités spectrales de puissance des bandes de fréquence Galileo

Afin d'exploiter d'une façon optimale la bande de fréquence réservée aux systèmes de navigation par satellites, une nouvelle modulation a été proposée, c'est la modulation de Porteuse à Double Décalage, repérée selon son acronyme anglo-saxon BOC (*Binary Offset Carrier*). La particularité des signaux BOC est leur définition comme étant la combinaison de deux signaux décalés en fréquence à droite et à gauche de la fréquence centrale de la porteuse. Les décalages à droite et à gauche sont obtenus en modulant la

porteuse par des sous-porteuses, le signal en bande de base étant obtenu par combinaison d'un code d'étalement de rythme F_c , et d'une sous-porteuse carrée de fréquence F_{sc} . Ce signal sera étudié en détail dans le chapitre III.

I.4. Les sources d'erreurs :

Aucune position GPS n'est parfaitement exacte et toutes sont entachées de certaines erreurs. Il y a certaines possibilités pour réduire ces erreurs selon les besoins. Avant de porter l'attention sur l'exactitude des positions GPS, on doit examiner certaines des erreurs dont sont entachées les positions obtenues par ce moyen.

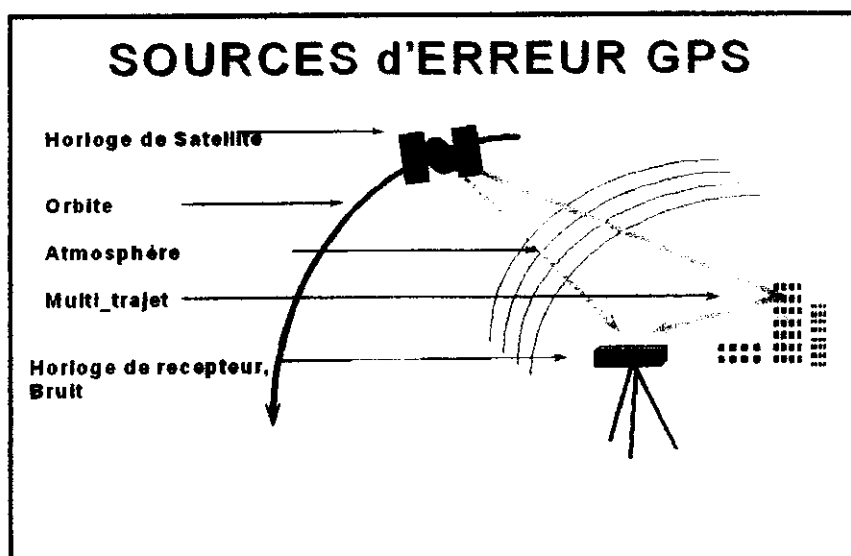


Figure I-10 : Les principaux postes d'erreurs

a. Erreur d'orbite :

La position d'un satellite obtenue dans l'information du signal diffusé est en réalité une prévision de l'emplacement qu'occupera un satellite à un moment donné et elle peut quelque peu différer de sa position réelle. Bien que des mesures soient adoptées pour prévoir au mieux les positions des satellites (ou les orbites), elles ne peuvent être prévues chaque fois à la perfection.

Il est possible de déterminer les erreurs orbitales pour une période particulière en utilisant des orbites précises. Ces orbites sont calculées en utilisant plusieurs stations de référence sur plusieurs jours avant et après cette période particulière. L'erreur de position du satellite peut être calculée en faisant la différence entre les positions générées par l'orbite radiodiffusée et celles qui viennent de l'orbite précise. L'erreur de position de satellite en double différence est calculée par la projection de l'erreur orbitale en trois dimensions sur une ligne vectorielle entre les récepteurs et les satellites.

Des orbites prédites sont disponibles en temps réel par le message du satellite. Elles étaient utilisées surtout pour des lignes de bases courtes (inférieures à 25 km) mais depuis le 2 mai 2000 (enlèvement de la SA) elles devraient être suffisamment précises pour des lignes de base dépassant la centaine de kilomètres. Or aujourd'hui la qualité de la détermination des orbites radio-diffusées est d'environ 10m, ce qui ne permet pas de garantir une détermination centimétrique pour une ligne de base de plus de 50 km. Dans ce cas il faut donc utiliser des orbites précises.

b. Erreurs des horloges et bruit de mesure:

Les satellites et les récepteurs doivent être munis de très bonnes horloges pour être performants. L'erreur la plus infime peut fausser de plusieurs dizaines, centaines ou même milliers de mètres la « mesure de la distance » entre le récepteur et le satellite. Par exemple, une erreur de 10 nanosecondes (0,00000001 s) engendrerait une erreur de 3 mètres sur la distance.

La simple différence permet d'éliminer la correction d'horloge satellite mais on peut aussi obtenir cette correction:

- en temps réel dans le message diffusé par le satellite: cette donnée pouvait être biaisée par la SA mais depuis le 1er mai 2000 ce n'est plus le cas;
- comme paramètre dans certains logiciels de calculs GPS.

Alors la correction d'horloge récepteur est toujours une inconnue qui est soit éliminée par double différence soit estimée dans les calculs.

Le bruit de mesure est tout bruit généré par le récepteur lui-même lors de la réception des mesures de code ou de phase. Le bruit peut être mesuré en utilisant le test «ligne de base nulle». Dans ce test, le signal GPS venant d'une antenne va vers deux récepteurs. En utilisant la valeur de mesures réduites de ces deux récepteurs, tous les termes d'erreurs disparaissent sauf celui de bruit.

c. Retard ionosphérique et troposphérique :

Les signaux émis par les satellites sont retardés sur leur parcours jusqu'au récepteur lorsqu'ils traversent une zone au-dessus de la Terre, appelée ionosphère, dans laquelle se trouvent des particules chargées ainsi qu'en traversant l'atmosphère, le retard ionosphérique (allongement du temps de parcours satellite - récepteur) est compris entre 0 et 50 mètres et varie en fonction de l'agitation ionosphérique. Contrairement à la troposphère, il n'est pas possible de modéliser correctement cet effet. Cette erreur peut être réduite par l'utilisation de deux fréquences.

d. Les multitrajets :

L'erreur de Multitrajet se produit quand le signal GPS arrive au récepteur après plus d'un trajet à cause des réflexions près du récepteur comme montré par exemple sur la **figure (I-11)**. Cette erreur dépend des conditions autour de l'antenne et du type d'antenne. Le multitrajet est une erreur difficile à corriger car il n'existe pas de modèle mathématique général pour les décrire.

On note l'existence de deux sortes de multitrajets:

Multitrajets de phase porteuse :

Le signal direct d'un satellite GPS vers un récepteur (SD) peut s'écrire comme :

$$S_D = A \cdot \cos \varphi \quad (I-1)$$

Puis, chaque signal réfléchi (SR) sera décalé en phase en fonction de la configuration géométrique:

$$S_R = \alpha . A . \cos(\varphi + \delta\varphi) \quad (I-2)$$

En général, les signaux réfléchis peuvent être nombreux (n) avec des facteurs d'atténuation α_j et des décalages de phase $\delta\varphi_j$. Le signal total à l'antenne du récepteur (S) est alors la superposition de tous ces signaux

$$S = A . \cos \varphi + \sum_{j=1}^n \alpha_j . A \cos(\varphi + \delta\varphi_j) \quad (I-3)$$

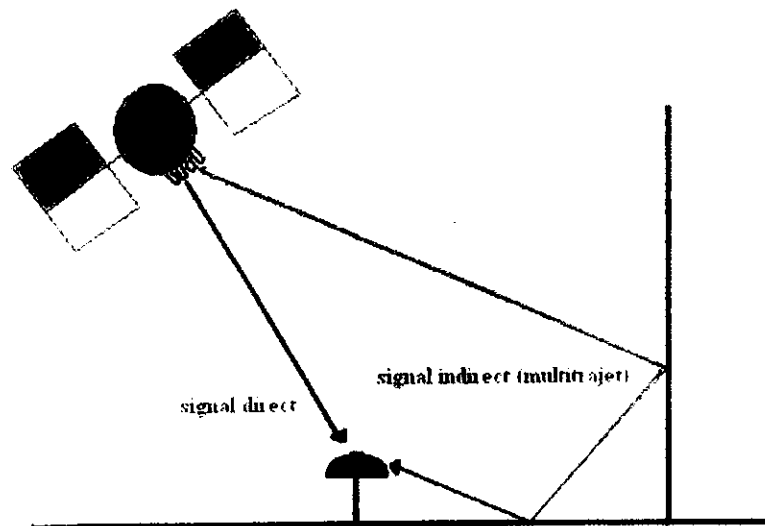


Figure I-11 : signal direct plus un multitrajet

Multitrajets de code :

Le Multitrajet de code ressemble au multitrajet de phase, mais l'effet est plus important. Le multitrajet a tendance à être plus faible pour la mesure du code P que pour la mesure du code CA. Plusieurs techniques de traitement du signal peuvent être utilisées afin de diminuer l'erreur de multitrajet.

On peut essayer de s'affranchir des trajets multiples en prenant quelques dispositions au niveau des observations :

- par le choix de la station en évitant les surfaces réfléchissantes proches,

- par le choix d'antennes munies d'un plan absorbant, ou d'antennes choke ring,
- par filtrage des ondes reçues,
- par le choix des satellites, les plus bas étant les plus sensibles au multitrajet.

L'erreur de multitrajet de phase est plus petite par rapport à ce du code elle dépend de la fréquence de la porteuse qui est à l'ordre de GHz, par conséquent l'erreur correspond à la longueur d'onde porteuse : $\lambda = C/f_c = 19 \text{ cm}$. Tandis que l'erreur associée un la durée d'un seule chip est :

$$c.T_C = 3 \times 10^8 \times 10^{-3} / 1023 = 293 \text{ mètres}$$

Le retard du code qui est couramment utilisé pour déterminer la pseudo-distance pour chaque satellite, l'erreur dans son estimation est la principale cause d'erreur dans la solution finale.

Les multitrajets sont considérés comme l'une des grandes sources d'erreur dans la navigation par satellite, cette erreur ne peut pas être éliminée même par un système DGPS car elle est n'est pas corrélée dans l'espace et dans le temps, Le tableau ci-dessous présente une quantification des erreurs pour un récepteur GPS et un autre DGPS :

Sources d'erreurs	GPS seulement	DGPS
Erreur d'horloge	1.1	0
Retard du groupe L1	0.3	0
Erreur d'éphémérides	0.8	0.0006
Retard ionosphérique	07	0.04
Retard troposphérique	0.2	0.04
Bruit du récepteur	0.1	0.1
Multitrajet	02	03
σURER totale	11.4	3.148

Tableau I-1 : les différentes sources d'erreurs

On constate que l'erreur causée par les multitrajets est non pas seulement importante mais aussi elle est amplifiée par une correction différentielle DGPS.

Au cours des dix dernières années, plusieurs techniques ont été développées afin de réduire ou éliminer l'influence des multitrajets sur le calcul de position, on note l'utilisation d'un corrélateur étroit « Narrow correlator » au niveau de la boucle de poursuite de code, aussi la méthode « MEDLL » (multipath estimating delay lock loop), on note l'utilisation des 'discriminateurs double différence' et les méthodes adaptatives, or la majorité de ces techniques ont été proposées pour le récepteur GPS fonctionnant en code C/A, ce dernier caractérisé par une fonction de corrélation et une densité spectrale bien spécifiques présente des caractéristiques en présence des multitrajets bien différentes de la version modernisée du système GPS ainsi que du système Galileo.

Le GPS modernisé et le futur système Galileo vont introduire des nouveaux signaux, BOC, AltBoc et le MBoc. Particulièrement AltBoc sera utilisé dans la bande E5 du Galileo et le MBoc sera utilisé par le GPS et le Galileo sur la bande L1. Dans ce qui suit on s'intéresse à l'étude des performances de ces codes vis-à-vis les multitrajets dans un premier temps, puis on simulera les deux étages d'acquisition et de poursuite en présence des multitrajets afin de valider nos résultats. Vers la fin on proposera aussi une méthode adaptative basée sur l'algorithme RLS pour éliminer les multitrajets.

CHAPITRE II

Acquisition et poursuite du signal GPS

Dans ce chapitre, on fait une évaluation complète validée par des simulations des deux étages d'acquisition et de poursuite au niveau du récepteur GPS. Pour se faire on doit présenter en premier temps l'essentiel sur le signal GPS.

II.1. Détail du signal GPS :

Le signal GPS est transmis sur deux ondes porteuses L1 et L2, les fréquences de ces deux ondes sont respectivement 1557,25 MHz et 1227,60 MHz

II.1.1. Le signal L1 :

Le signal L1 est modulé en phase et en quadrature. Le signal transmis par le satellite a pour expression:

$$S_1 = A_p \cdot d(t) \cdot p(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot L_1 t + \phi) + A_c \cdot d(t) \cdot C(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot L_1 t + \phi) \quad (\text{II-1})$$

Où :

L1 : est la fréquence définie précédemment.

Φ : représente les imperfections de l'oscillateur (dérive et bruit de phase).

d(t) : est le message de navigation. Le message de navigation (± 1) a une fréquence de 50 Hz (bits par seconde).

➤ Le code C/A est un code de GOLD spécifique à chaque satellite, de période égale à une milliseconde ou 1023 chip. Il est généré par une horloge de 1.023 MHz (Les codes de GOLD ont été choisis pour leurs propriétés d'Intercorrélation).

➤ Le code P est une séquence pseudo-aléatoire (± 1) générée à une cadence de 1.023 MHz. Sa période est une semaine.

➤ Chaque satellite émet un code unique. A_p et A_c sont les niveaux des deux composantes du signal à l'émission.

a. Le code P :

Le code P (Précis) est le produit de deux séquences pseudo-aléatoires $X_1(t)$ et $X_2(t)$ cadencées à 1.023 MHz.

$$P = X_1(t) \cdot X_2(t + 3 \cdot ni \cdot T) \quad (\text{II-2})$$

Où :

➤ X_1 a une période de 1,5 s soit 15345000 moments. X_2 est plus long que 37 moments. Les deux séquences sont initialisées au début de semaine, soit le dimanche 0h 00 mn.

➤ $n_i.T$ est le retard entre les deux séquences ou n_i est compris entre 0 et 36. Chaque satellite a un retard propre ce qui rend chaque code unique. La différence de longueur des séquences permet les 37 décalages sans avoir de coïncidence entre les différents satellites quel que soit l'instant dans la semaine, Le générateur de code P est identique quel que soit le satellite, mais une tranche temporelle différente de 7 jours est affectée à chacun d'entre eux.

Le code P est protégé par un autre code de cryptage appelé 'Y' (anti-spoofing) contre les émissions délibérées d'un signal GPS erroné.

b. Le code C/A :

Le code C/A (Coarse/Acquisition) est un code relativement court de 1023 chips et d'une milliseconde de période, il est généré à 1,023 MHz. C'est un code de GOLD, Ce type de code a été retenu pour ses propriétés d'intercorrélation, ce qui autorise le multiple accès sur une seule fréquence (**technique CDMA**). Chaque satellite émet sur les fréquences L1 et la sélection se fait uniquement par le code.

Ce code est le produit de deux séquences de 1023 moments:

$$C = G_1(t).G_2(t + n_i.f_0.T) \quad (\text{II-3})$$

Où :

$n_i.f_0.T$: est le retard entre les deux séquences. Il existe 1023 retards différents. Les 36 retards présentant les meilleurs produits d'intercorrélations sont attribués aux satellites.

La figure (I-1) montre un synoptique simplifié de la génération du code C/A. Les deux registres à décalage de 10 étages sont cadencés à 1.023 MHz, Pratiquement le décalage est réalisé par deux multiplexeurs sélectionnant deux sorties du registre G_2 . Ces deux sorties sont additionnées modulées 2 avant d'être à leur tour additionnées à la sortie du registre G_1 .

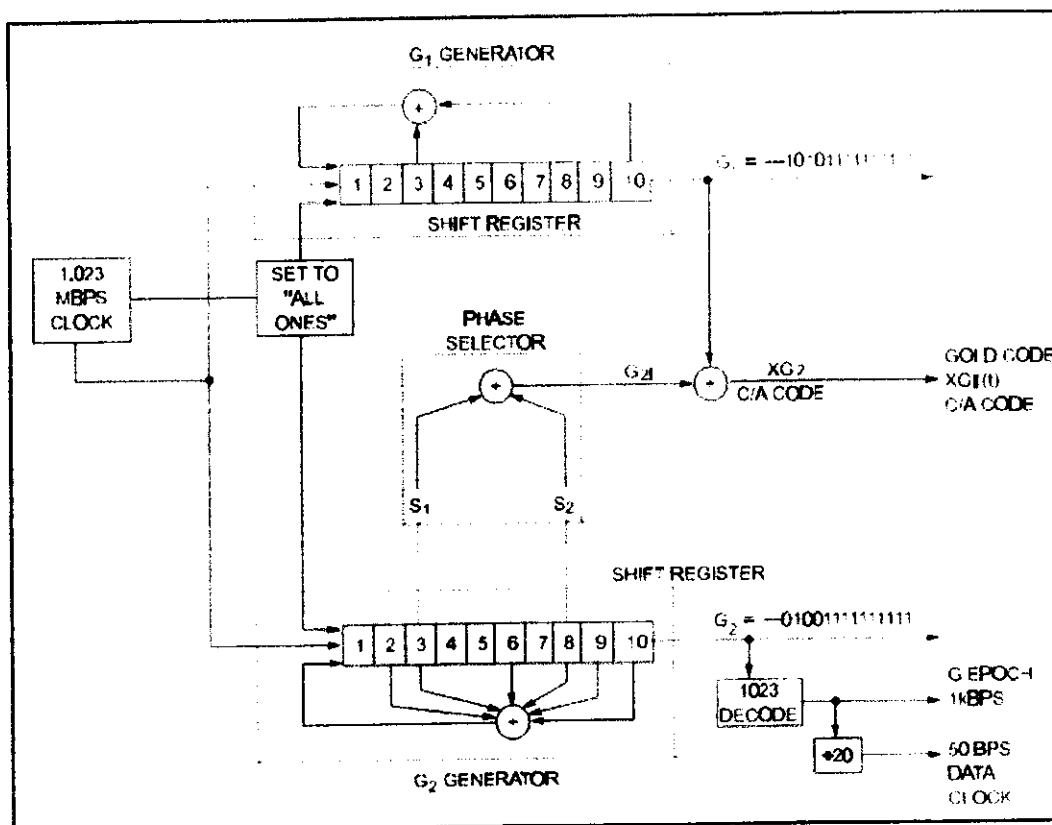


Figure II-1 : Génération du code C/A

La périodicité du code C/A d'une milliseconde fait que les mesures brutes de pseudo-distance avec ce code sont spatialement ambiguës à 300 km. Le code P n'a pas cette caractéristique car sa durée excède le temps de propagation du signal qui est d'environ 70 ms.

Chaque bit du message de navigation dure 20 périodes C/A soit 20 ms. Le débit du message de navigation est de 50 Hz et il est synchrone des codes C/A et P.

II.1.2. Le signal L2 :

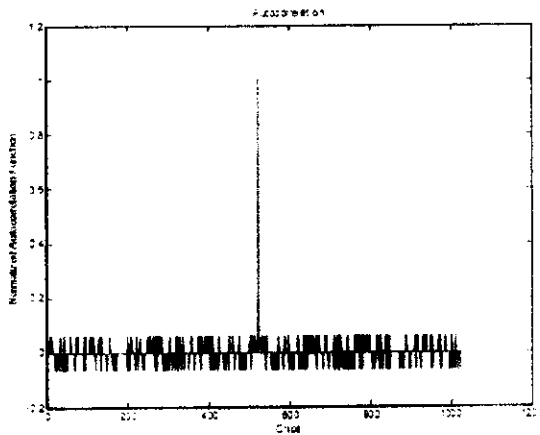
La porteuse L2 est modulée par le code P, le message de navigation est identique à celui transmis sur la fréquence L1. Nous avons alors:

$$S_2 = B_p \cdot m(t) \cdot P(t) \cdot \cos(2\pi \cdot L_2 \cdot t + \Phi) \quad (II-4)$$

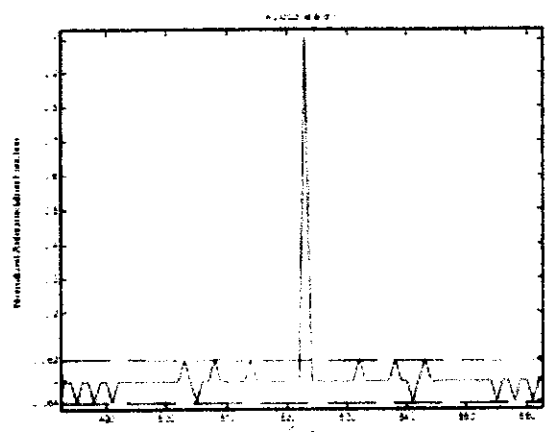
Où :

- B_p représente l'amplitude du signal à l'émission.
- P est le code du satellite synchrone à l'émission de la voie L1. Tous les signaux que ce soient les deux porteuses, les codes ou le message de navigation sont parfaitement synchrones car ils sont issus de la même horloge.

Les codes de Gold ont été choisis pour leurs fonctions de corrélation, l'autocorrélation du code donne un seul et unique pic, or que l'Intercorrélation entre deux code ne donne aucun pic quelque soit les codes utilisés, sous cette propriété se déroule l'acquisition. La figure (I-2-a) présente un pic d'autocorrélation et la figure (I-2-b) présente l'autocorrélation zoomé ; la (figure II-3) présente l'Intercorrélation entre les PRN1 et PRN12.



La figure II-2-a : le pic d'autocorrélation



La figure II-2-b: le pic Zoomé

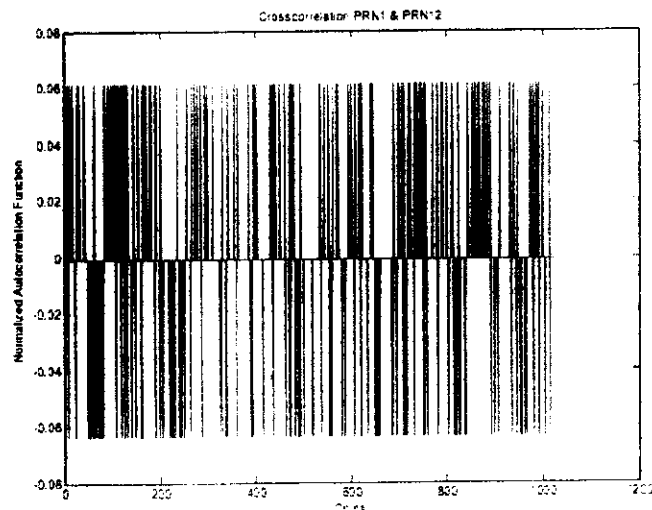


Figure II-3 : Intercorrélation PRN 1 et 12

II.1.3. Le message de navigation :

Chaque satellite GPS émet un message de navigation qui contient toutes les données nécessaires au récepteur pour effectuer les calculs de navigation (Orbite du satellite, correction d'horloges, etc...).

Ce message est une suite de données binaires transmises en mode série à 50 bits/s (50 Hz, soit 0.02s /bit). Il est composé de 5 sous-trame de 300 bits chacune. Donc pour chaque sous trame il faut (300*0.02 = 6s). Une trame comporte donc 1500 bits et il faut 30 secondes au récepteur pour l'acquérir entièrement. Ces données comprennent :

- une information de l'état de santé du satellite
- les informations nécessaires à l'acquisition du code du message
- les informations de précision du satellite
- une information concernant le retard de propagation dû à la ionosphère
- les éphémérides du satellite

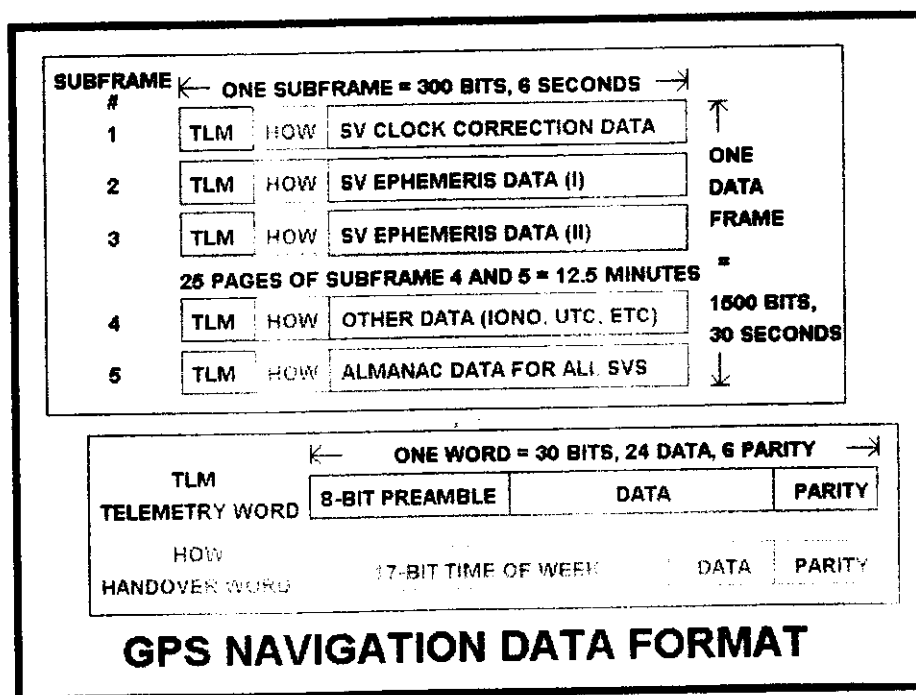


Figure II-4 : format du message de navigation

- Clock data : décrit l'horloge du satellite et sa relation avec le temps GPS.
- Ephemeris : data décrit l'orbite du satellite. Les données sont mises à jour toutes les heures et restent valides pour 4 heures sans trop d'erreurs.
- Almanacs : data décrit les orbites de tous les satellites.
- Chaque message délivre les données sur la ionosphère qui permettent de calculer les délais à travers cette dernière depuis n'importe où et à n'importe qu'elle heure.
- L'heure GPS est calée sur l'heure universelle (UTC, Universal Coordinated Time).

II.2. La densité spectrale de puissance du signal GPS:

La densité spectrale de puissance correspondante à ce signal est représentée par la figure (II-5) suivante :

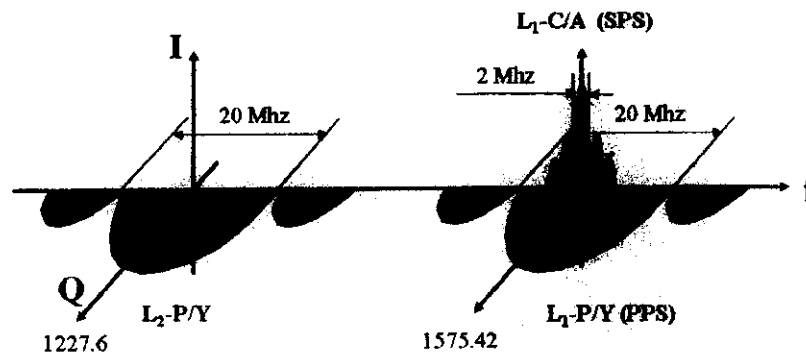


Figure II-5 : la densité spectrale de puissance du signal GPS

Maintenant on va voir les résultats de la simulation Matlab, pour cela on va échantillonner le signal par une fréquence $f_e = 11,25$ MHz pour avoir plus de résolution. Le code PRN possèdera donc une longueur égale à 11253 échantillons. Dans ce cas la fonction d'autocorrelation est présentée par la figure (II-6-a). Un zoom sur la même figure est effectué afin de clarifier le résultat trouvé, ceci est donné par la figure (II-6-b). La densité spectrale de puissance est présentée par la figure (II-7).

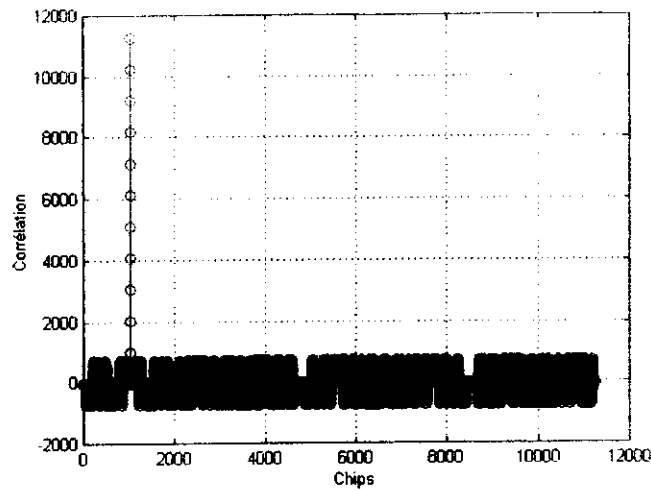


Figure II-6-a : Autocorrélation d'un code échantillonné

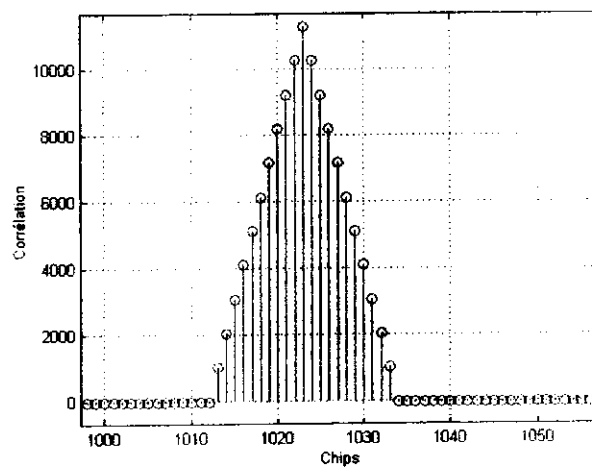


Figure II-6-b : Autocorrélation Zoomée

D'après ces deux figures on remarque que le pic atteint une valeur maximale de 11253, les autres valeurs sont de : 10230, 9207, 8184, 7161,..... 1023.

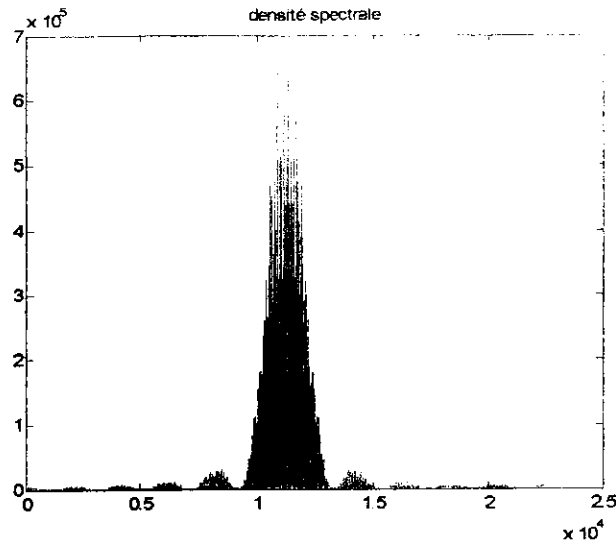


Figure II-7: la densité spectrale de puissance du code C/A

II.3. Le récepteur GPS

L'expression complète du signal reçu à la sortie de la tête HF est la suivante :

$$r(t) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=0}^{M-1} A_k^i d^i(t - \tau_k^i) c(t - \tau_k^i) \cos(2\pi f_0 t - \theta_k^i) + j(t) + n(t) \quad (\text{II.5})$$

où :

- N est le nombre de signaux satellite reçus
- M est le nombre de répliques du signal pour chaque code PRN
- $j(t)$ est la somme des signaux brouillés
- $n(t)$ est le bruit thermique additionnel

La structure d'un récepteur GPS est donnée par la figure (II-8) :

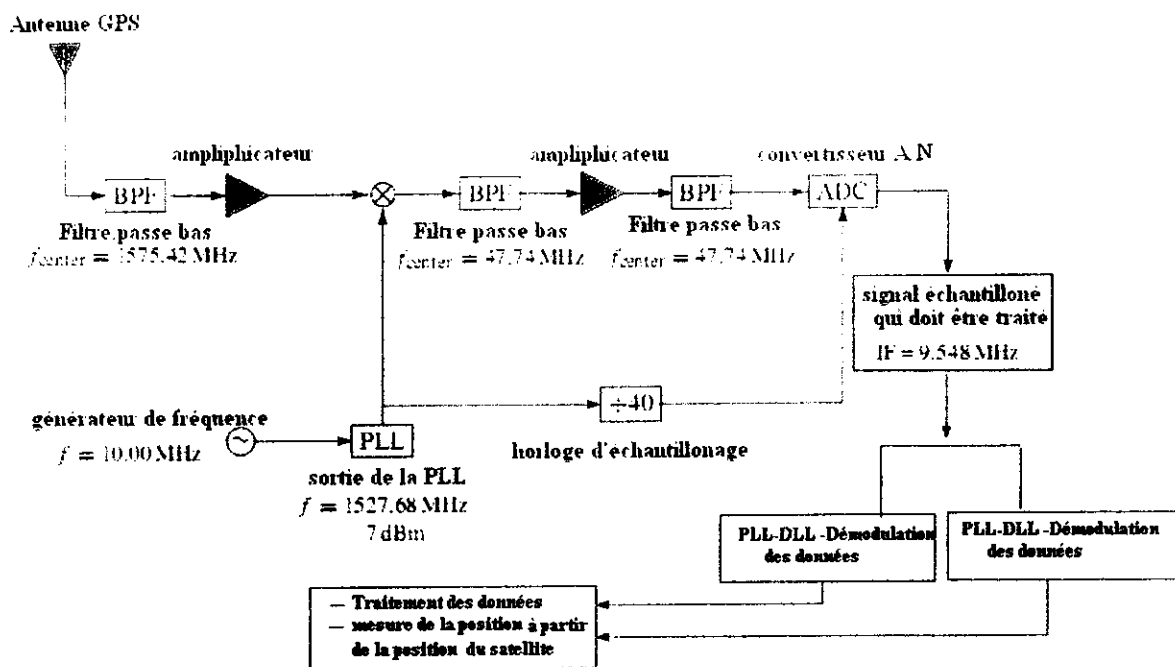


Figure II.8 : le récepteur GPS

Le récepteur est constitué de plusieurs **canaux de poursuite** qui traiteront de manière indépendante et simultanée les signaux émis par les différents satellites. En général, un récepteur poursuit au maximum 12 satellites. Chaque canal effectuera les acquisitions et les boucles de poursuite relatives aux données d'un satellite. Les données ainsi extraites, seront comparées et traitées dans le module suivant.

II.4. Traitements effectués par le récepteur :

Afin de poursuivre et de décoder l'information disponible au niveau du signal GPS, on procède en premier temps à une opération d'acquisition qui sert à détecter la présence d'un satellite donné, son code phase et sa fréquence associés. Ces résultats seront exploités pour initialiser la phase suivante, c'est l'opération de poursuite. Cette dernière permettra de se synchroniser en temps et en fréquence avec le signal reçu d'une façon permanente, cette synchronisation se réalise à travers deux boucles de verrouillage l'une de phase, c'est la PLL, l'autre pour le code, c'est la DLL.

Une boucle de poursuite de porteuse reconstitue la fréquence porteuse et une boucle de code asservit le maximum de la fonction d'autocorrélation en contrôlant le

code généré localement. Chacune de ces boucles poursuit le signal d'entrée qui évolue avec la dynamique du porteur et du satellite. Un jeu de boucles (code et porteuse) est capable de poursuivre un seul satellite à la fois.

Le fonctionnement simultané de ces deux boucles permettra de récupérer l'information transmise dans le signal c'est le message de navigation, qui sera par la suite exploité pour calculer la position des satellites, par conséquent la position du récepteur.

Dans ce chapitre, nous présentons une étude détaillée des deux étages d'acquisition et de poursuite suivie de quelques simulations Matlab dans le but de présenter les résultats obtenus.

Considérons le synoptique correspondant au traitement numérique réalisé au niveau d'un canal donné du récepteur GPS, ce canal représenté par la figure (II-9) suivante :

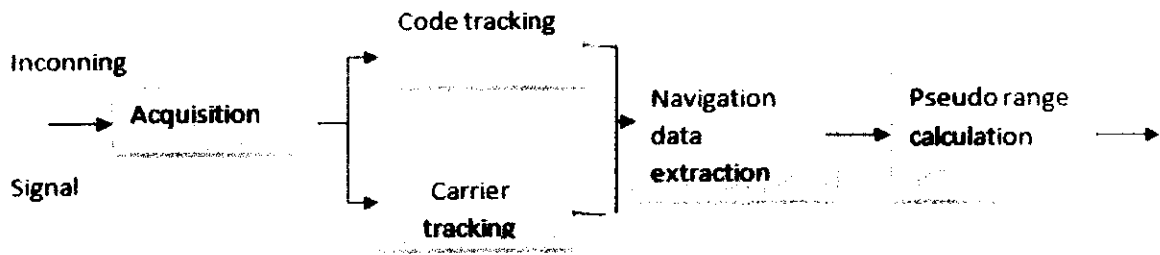


Figure II-9 : synoptique d'un canal

II.4.1.Acquisition du signal GPS :

L'acquisition est une opération qui permet d'identifier les satellites présents ainsi que leur code phase et fréquence porteuse associés. Elle consiste en une recherche bidimensionnelle en temps et en fréquence, pour l'acquisition circulaire elle est réalisée selon le synoptique de la figure (II-10) suivant :

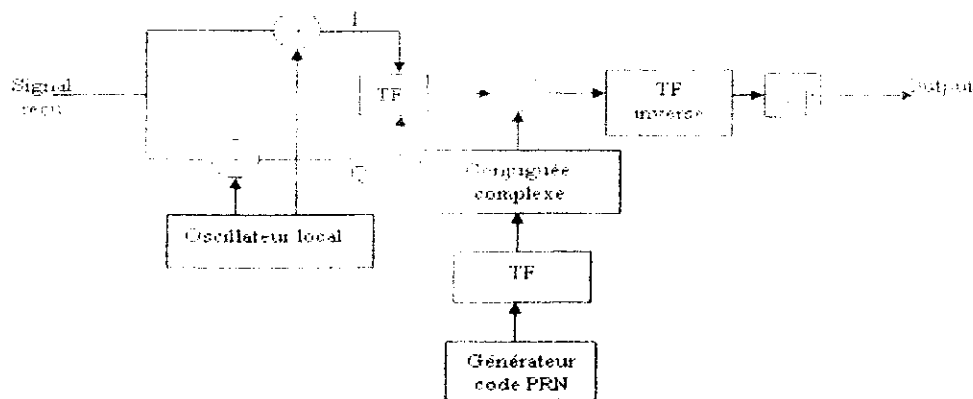


Figure II-10 : Schéma de l'acquisition parallèle sur le code phase

D'après ce synoptique le signal reçu est multiplié par une porteuse générée localement selon deux voies l'une phase notée I l'autre en quadrature de phase notée Q, ces deux voies seront combinées comme suit :

$$X(n) = I(n) + j \times Q(n) \tag{II-6}$$

Puis on appliquera la DFT sur ce signal résultant. Au même temps un code PRN est généré localement puis transformé en domaine fréquentiel par « fft » et on calcul son complexe conjugué. Le code résultant sera multiplié avec le signal d'entrée déjà réalisé. Le résultat de cette multiplication est transformé en espace temporel via la transformée de Fourier inverse. Le module de cette dernière correspond à la corrélation entre le signal d'entrée et le code PRN.

Une fois ce calcul est réalisé, on observe le résultat en fonction du temps et de fréquence si on constate l'apparition d'un pic de corrélation alors son index correspond au code phase du PRN sur l'axe du temps et sa fréquence sur l'axe de fréquence.

La résolution de cette méthode que nous avons choisie est de 500 Hz pour la fréquence, ce qui correspond au balayage de 21 fréquences différentes dans le cas d'un récepteur fixe. Tandis que pour le code on a utilisé une fréquence d'échantillonnage de 11.253MHz, ce qui fourni 11253 échantillons pour un seul code C/A, par conséquent résolution de 0.1 us.

a. Simulation :

Nous avons simulé l'acquisition circulaire d'un signal GPS dont le code phase est décalé de 3333 us et de fréquence porteuse après conversion de fréquence égalé à 5MHz. Le résultat trouvé est donné par la **figure (II-11)** ci-dessous. On constate l'apparition d'un pic étroit placé exactement sur le code phase et la fréquence considérée.

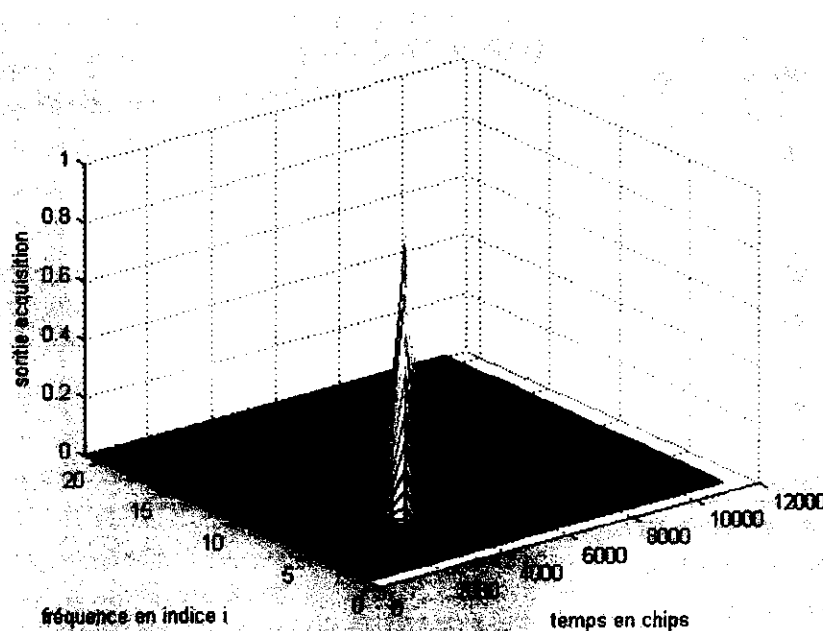


Figure II-11 : le pic d'acquisition

II.4.2. Etage de poursuite :

Afin d'exploiter les informations envoyées dans le signal GPS reçu il est nécessaire de réaliser une démodulation, cette opération peut être réalisée en considérant le synoptique présenté par la **figure (II-12)** suivant :

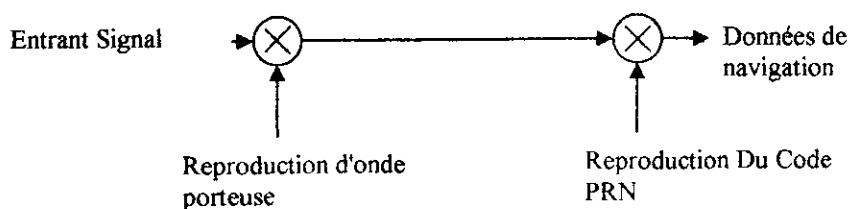


Figure II-12: Schéma de base de la démodulation.

Selon le synoptique, le signal d'entrée est multiplié avec une réplique locale de la porteuse dans le but d'éliminer la porteuse du signal, puis nous réalisons une multiplication avec une réplique locale du code. Le résultat de ces deux multiplications successives donne le message de navigation. Ainsi le module de poursuite doit produire deux répliques locales, une pour la porteuse et l'autre pour le code afin de démoduler correctement le signal satellite reçu. Analytiquement ce signal peut être décrit par:

$$s^k(t) = \sqrt{2P_C} (C^K(t)D^K(t))\cos(2\pi f_{L1}t) + \sqrt{2P_{PL1}} (P^K(t)D^K(t))\sin(2\pi f_{L1}t) \quad (II-7)$$

$$+ \sqrt{2P_{PL2}} (P^K(t)D^K(t))\cos(2\pi f_{L2}t)$$

Où : P_C , P_{PL1} , et P_{PL2} sont les puissances du signal C/A ou P, $C^K(t)$ est l'ordre du code C/A assigné au nombre satellite K , $P^K(t)$ est l'ordre du code P(Y) assigné au nombre satellite K , $D^K(t)$ est l'ordre de données de navigation, f_{L1} et f_{L2} sont les fréquences porteuses de L1 et de L2 respectivement. En raison du filtre et à la bas conversion dans l'étage RF, la sortie peut être décrit comme :

$$s^k(t) = \sqrt{2P_C} (C^K(t)D^K(t))\cos(\omega_{IF}t) + \sqrt{2P_{PL1}} (P^K(t)D^K(t))\sin(\omega_{IF}t) \quad (II-8)$$

Où : ω_{IF} est la fréquence intermédiaire.

Après conversion analogique/numérique réalisée par un filtre passe-bande étroit autour du code C/A, le code de P sera détruit, on le considère par conséquent comme bruit et on peut écrire :

$$s^k(n) = (C^K(t)D^K(t))\cos(\omega_{IF}t) + e(n) \quad (II-9)$$

Où : n indique que le signal résultant est discret ; $e(n)$: un bruit blanc.

Afin d'obtenir les données de navigation $D^k(n)$ du signal ci-dessus, le signal doit être converti en bande de base ceci en multipliant le signal d'entrée avec une

réplique de la porteuse comme montré sur la **figure II-12**. Si cette réplique est exacte, le produit donne:

$$\begin{aligned}
 s^K(n) \cos(\omega_{1f}n) &= (C^K(n)D^K(n)) \cos(\omega_{1f}n) \cos(\omega_{1f}n) \\
 &= \frac{1}{2}(C^K(n)D^K(n)) - \frac{1}{2} \cos(2\omega_{1f})(C^K(n)D^K(n))
 \end{aligned}
 \tag{II-10}$$

Où le premier terme est le message de navigation multiplié par le code PRN tandis que le deuxième correspond à une porteuse avec double fréquence intermédiaire qui sera éliminée en appliquant un filtre passe-bas.

Donc le signal après le filtrage est:

$$\frac{1}{2}(C^K(n)D^K(n))
 \tag{II-11}$$

En multipliant ce résultat par une réplique exacte du code $C^K(n)$, opération réalisée par corrélation, on écrit:

$$\sum_{n=0}^{N-1} C^K(n)(C^K(n)D^K(n)) = ND^K(n)
 \tag{II-12}$$

Où : $ND^K(n)$ est le message de navigation multiplié par le nombre de points dans le signal « N ».

On note qu'on a considéré dans la description ci-dessus un signal provenant d'un seul satellite seulement. Ceci est fait dans le contexte de réduire la complexité des équations en donnant une idée générale sur la démodulation. Réellement il y a une contribution de plusieurs satellites visibles dans le signal reçu ayant pour influence des limites plus large de bruit.

Afin de réaliser la démodulation présentée ci-dessus, le récepteur doit réaliser un asservissement des signaux générés localement (code et porteuse) par rapport au signal reçu, il s'agit de fixer la convergence de $\hat{\theta}$ et $\hat{\tau}$. Cet asservissement peut être

réalisé par deux étages fonctionnant en parallèle, l'une de poursuite de phase PLL, l'autre de poursuite de code DLL. Ces deux boucles seront détaillées dans ce qui suit :

1. Boucle de poursuite de phase (PLL):

La PLL est une boucle ayant pour but de déterminer précisément le déphasage de la porteuse, sa structure est donnée par le synoptique présenté par la **figure (II-13)** suivant :

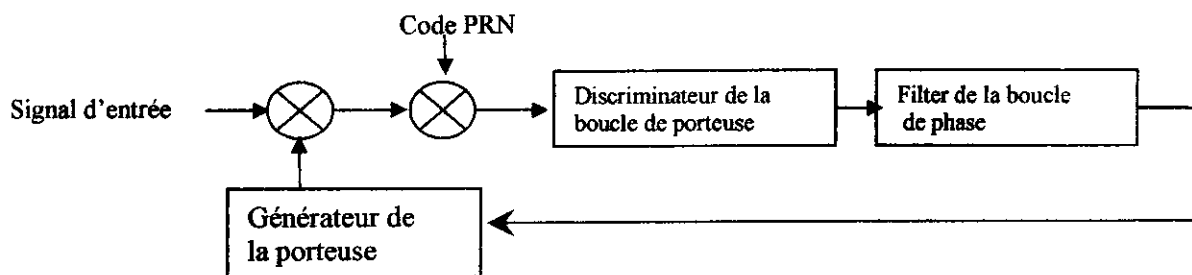
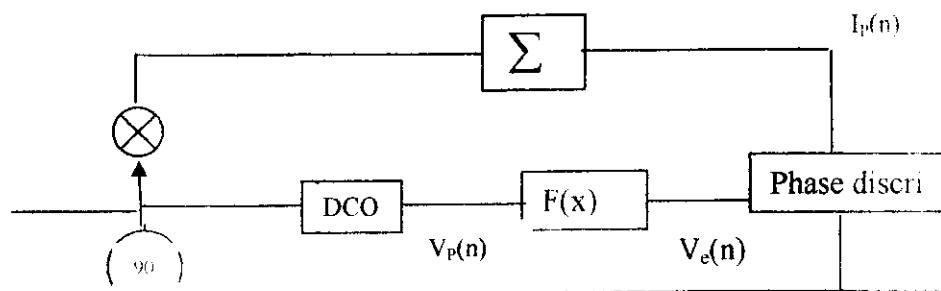


Figure II-13 : structure d'une PLL

Dans cette boucle, on n'utilise qu'une porteuse locale afin de poursuivre la variation de phase θ . Cette porteuse nous permettra de démoduler le signal une fois le verrouillage effectué ;

a. Boucle Costas :

On note que la boucle PLL est sensible au déphasage causé par la transition d'un bit de donnée, c'est la raison pour laquelle on préfère une autre structure de poursuite de phase, c'est la boucle Costas qui est représentée par le synoptique de la **figure II-14**, on va détailler par la suite les différents composants de ce synoptique.



$D = \text{sign}(I^k)Q^k$	Discriminateur signe	La sortie du discriminateur est proportionnelle à $\sin(2\varepsilon_\theta)$
$D = I^kQ^k$	Discriminateur produit	La sortie du discriminateur est proportionnelle à $\sin(2\varepsilon_\theta)$
$D = \tan^{-1}(Q^k/I^k)$	Discriminateur arc tangent	La sortie du discriminateur est l'erreur de phase ε_θ

Tableau II-1: Les différents types de discriminateur de phase

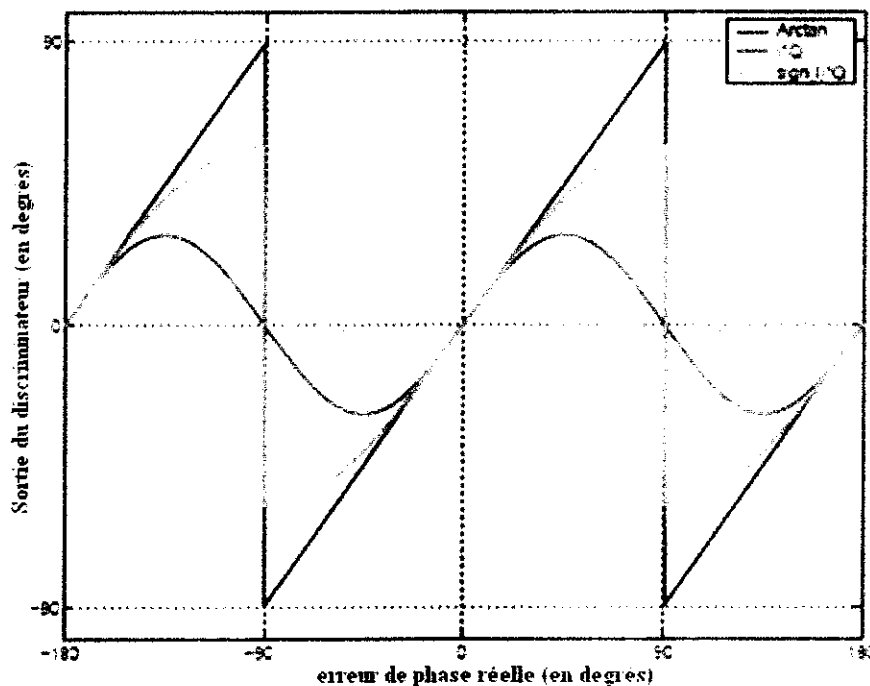


Figure II-15 : Caractéristique de chaque discriminateur

La figure (II-15) ci-dessus, présente la caractéristique de chaque discriminateur cité dans le tableau précédent. En utilisant ces discriminateurs, on en déduit l'erreur de poursuite de phase, Pour par exemple un discriminateur produit on écrit après quelques manipulations mathématiques:

$$V_e(n) = I_p(n)Q_p(n) = \frac{A^2}{8} K^2(\varepsilon_\tau) \sin 2\varepsilon_\theta + n_e(n).$$

Avec : $n_e(n)$ regroupant tous les termes de bruit et 'K' la fonction de corrélation.

Soit, après normalisation :

$$\begin{aligned}
 V_e(n) &= \frac{I_P(n)Q_P(n)}{I_P^2(n) + Q_P^2(n)} \\
 &= \frac{\frac{A^2}{8} K^2(\varepsilon_r) \sin 2\varepsilon_\theta + n_e(n)}{\frac{A^2}{4} K^2(\varepsilon_r) + n_{IQ}(n)} \\
 &= \frac{1}{2} \sin 2\varepsilon_\theta + n_e(n)
 \end{aligned}
 \tag{II-13}$$

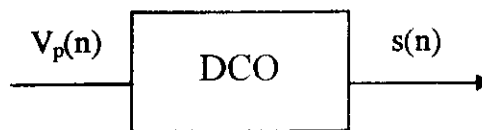
L'erreur de poursuite de phase est par la suite filtrée par $F(z)$ qui fournira ensuite au DCO une valeur de fréquence afin de modifier $\hat{\theta}$. On note que le discriminateur reçoit six valeurs en parallèle toutes les T ms et présente en sortie une tension d'erreur $V_p(n)$.

Les filtres de boucle $F(z)$:

filtreront $V_p(n)$ pour fournir en sortie une tension de commande $V_{pc}(n)$, et fixent la convergence de la boucle. Pour notre simulation on a utilisé un filtre du premier ordre.

Le Digital Control Oscillator (DCO):

On se place ici dans le cas de la correction de la phase de la porteuse locale. Le DCO fonctionne selon le schéma suivant :



Avec : $s(n) = \cos(2\pi f_0 kTe - \hat{\theta}(n))$
 $V_p(n)$ « tension » de commande

Et :

$$\hat{\theta}(n) - \hat{\theta}(0) = K_{phase} \sum_{k=0}^n V_p(k)$$

D'où la relation de récurrence suivante:

$$\hat{\theta}(n) = \hat{\theta}(n-1) + K_{phase} V_p(n)
 \tag{II-14}$$

On note que le DCO ne reçoit des données que toutes les 20ms mais envoi tous les T_e une valeur de sortie afin de corriger la phase de la porteuse locale. Le DCO se comporte alors comme un intégrateur, on aura entre $2V_p(n)$ successifs une variation linéaire de $\hat{\theta}$ ce qui nous permet de poursuivre constamment le signal.

En prenant la transformée en Z de la relation (2-13), on obtient :

$$\hat{\theta}(z) = z^{-1}\hat{\theta}(z) + K_{phase}V_p(z)$$

D'où la fonction de transfert associée :

$$\hat{\theta}(z) = \frac{K_{phase}}{1-z^{-1}}V_p(z) \quad (II-15)$$

Après traitement de discriminateur, on peut écrire :

$$V_e(n) = \varepsilon_\theta(n) + n_e(n)$$

Avec :

$$\varepsilon_\theta(n) = \theta(n) - \hat{\theta}(n) \quad (II-16)$$

Or :

$$V_p(n) = (f * V_e)(n) \quad (II-17)$$

avec 'f' filtre de boucle, soit :

$$V_p(z) = F(z) \times V_e(z) \quad (II-18)$$

D'où en utilisant (II-14) et (II-16) :

$$\hat{\theta}(z) = \frac{K_{phase}}{1-z^{-1}} F(z) (\theta(z) - \hat{\theta}(z) + n_e(z)) \quad (II-19)$$

Finalement, la fonction de transfert liant $\hat{\theta}$ estimée à θ est donnée par :

$$\hat{\theta}(z) = \frac{\frac{K_{phase}}{1-z^{-1}} F(z)}{1 + \frac{K_{phase}}{1-z^{-1}} F(z)} \theta(z) + \frac{\frac{K_{phase}}{1-z^{-1}} F(z)}{1 + \frac{K_{phase}}{1-z^{-1}} F(z)} n_e(z) \quad (II-20)$$

$$\underbrace{\frac{K_{phase}}{1-z^{-1}} F(z)}_{G(z)}$$

Cette dernière expression peut être représentée par le synoptique de la figure (II-16) suivante :

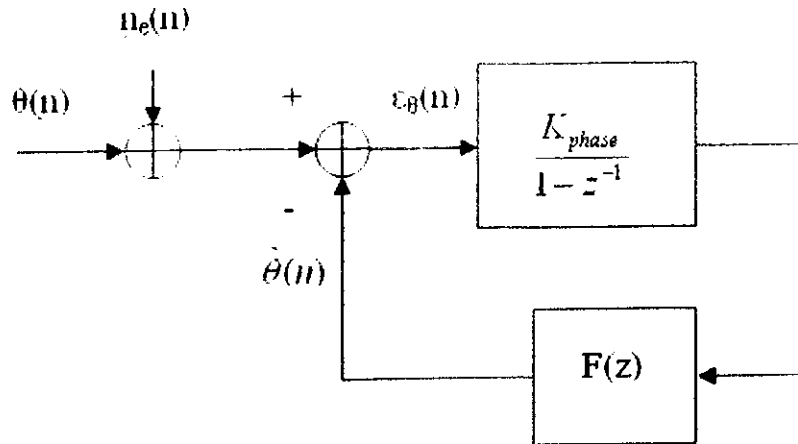


Figure II-16: Contre-réaction pour faire converger θ

On peut écrire :

$$\hat{\theta}(z) = G(z) \times \theta(z) + G(z) \times n_e(z) \tag{II-21}$$

Or, on veut que $\hat{\theta}$ ait le même type d'évolution que θ au retard près. Mais si ce retard est trop important, $\hat{\theta}$ décrochera de θ , d'où l'importance de $F(z)$ qui fixera la convergence. Afin de simplifier les calculs on donne la fonction de transfert précédente en absence du bruit :

$$H(z) = \frac{1}{1 + \frac{K_{phase}}{1 - z^{-1}} f(z)} \tag{II-22}$$

On constate donc que, pour un $H(z)$ fixé, l'erreur évolue différemment selon la phase en entrée.

2. Boucle de poursuite de code (DLL):

La DLL est une boucle ayant pour but de déterminer précisément le retard du code, elle basée sur la génération des répliques locales du code. En premier lieu nous allons utiliser deux répliques l'une étant en avance, elle est appelée « Early » et la seconde en retard, appelée « Late », ces deux répliques sont évidemment en retard et en avance par rapport à une réplique de référence appelée « Prompt ». On note L'avance/retard est typiquement d'un demi chip de manière avoir un niveau du signal suffisant. Le synoptique correspondant à ce traitement est donné par la figure II-17.

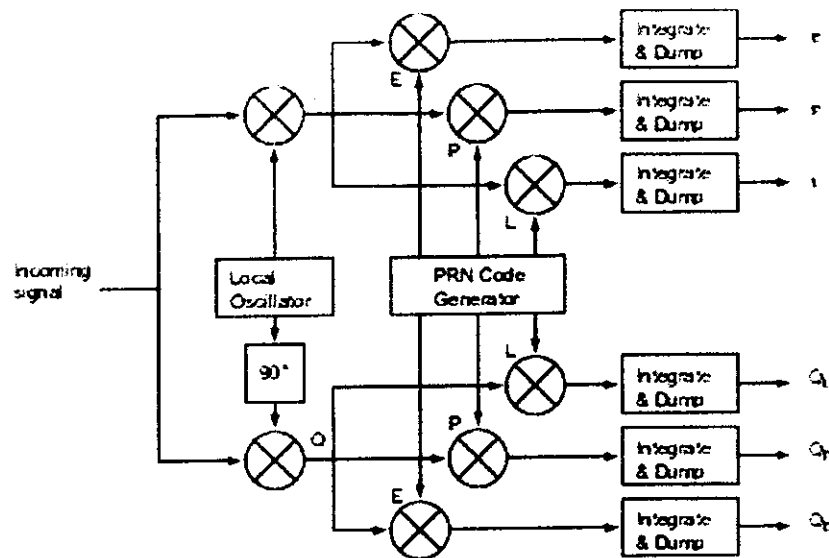


Figure II-17 - structure d'une DLL

Le principe de cette technique est illustré par les deux figures II-18-a et 18-b. On remarque à partir de la figure II-18-a, que le code Late possède la corrélation la plus élevée, de ce fait le code phase de la réplique P doit être augmenté ceci en décalant ce code vers la droite. La figure II-18-b montre que le pic le plus élevé est situé dans la réplique Prompt, de plus les répliques Early et Late ont la même valeur, sa signifie que la réplique Prompt est en phase avec le code reçu par conséquent aucun décalage ne sera réalisé. Plusieurs autres situations illustrées sont possibles d'où la nécessité d'un discriminateur dont la réponse doit être un indicateur de décalage à gauche, à droite ou aucun.

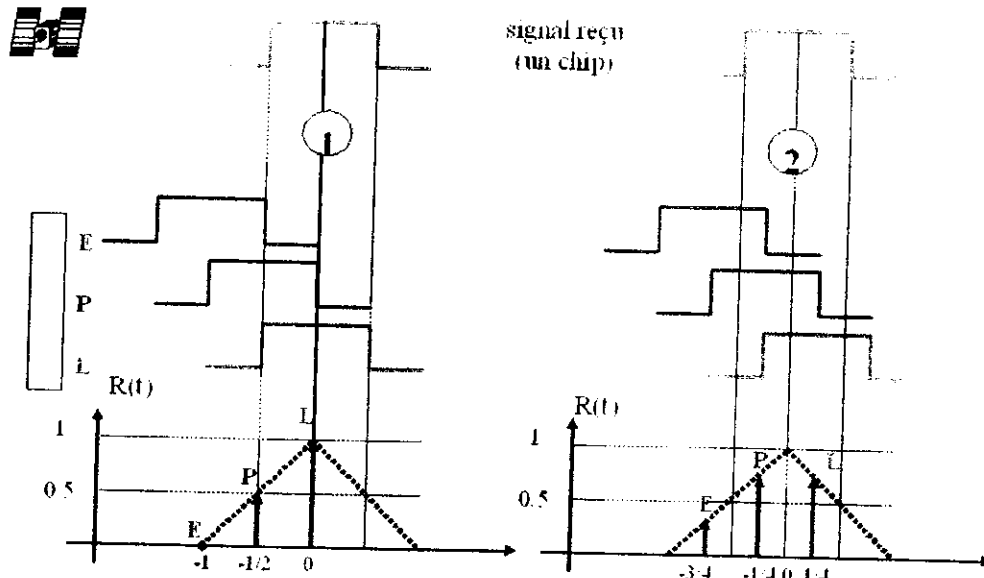


Figure II-18-a : les trois répliques E L P

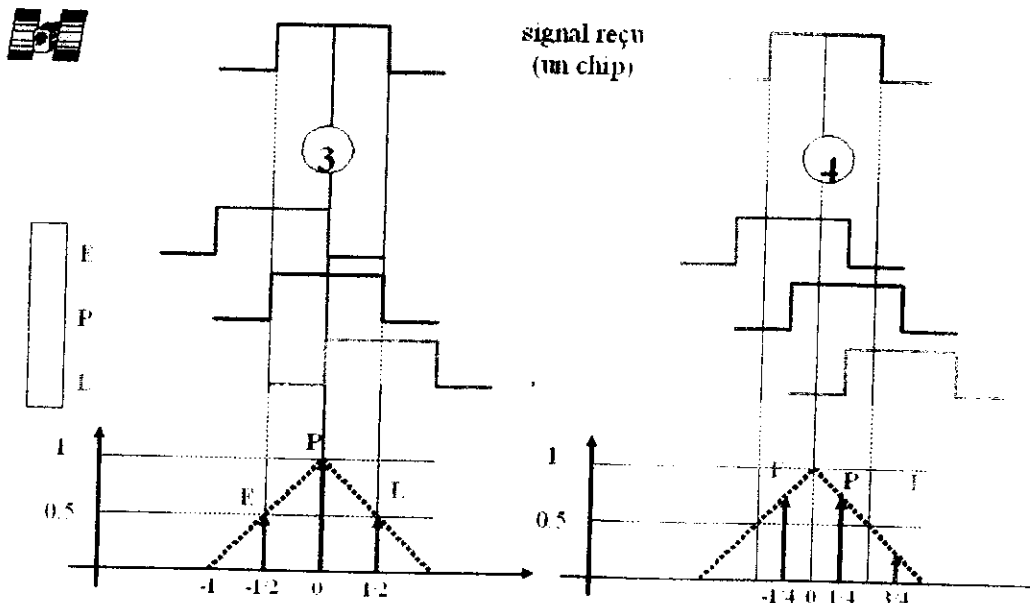


Figure II-18-b : les trois répliques E L P

Le Discriminateur de code traite les données reçues de la même manière que le discriminateur de phase. Etant donné qu'on cherche à déterminer le retard, on exploite des signaux en avance (E) et d'autres en retard (L). Il s'agit de comparer ces signaux à celui reçu. L'amplitude de la corrélation indiquera dans quel sens sera effectuée la correction.

Maintenant on va détailler les différents dispositifs de la DLL représentée par la figure (II-17).

A la sortie du filtre I&D, on a (avec $C_s = \Delta$ Chip Spacing c'est-à-dire le retard entre le signal Early et le signal Late):

$$\begin{cases} I_E(n) = \frac{A}{2} d(n) K\left(\varepsilon_r + \frac{C_s}{2}\right) \cos(\varepsilon_\theta) + n_{I_E}(n) \\ I_L(n) = \frac{A}{2} d(n) K\left(\varepsilon_r - \frac{C_s}{2}\right) \cos(\varepsilon_\theta) + n_{I_L}(n) \\ Q_E(n) = \frac{A}{2} d(n) K\left(\varepsilon_r + \frac{C_s}{2}\right) \sin(\varepsilon_\theta) + n_{Q_E}(n) \\ Q_L(n) = \frac{A}{2} d(n) K\left(\varepsilon_r - \frac{C_s}{2}\right) \sin(\varepsilon_\theta) + n_{Q_L}(n) \end{cases}$$

Plusieurs types de discriminateurs peuvent être utilisés, on cite quelques exemples dans le tableau (II-2) ci-dessous:

Discriminateur	Caractéristiques
$D = RE - RL$	Le plus simple de tous les discriminateurs
$D = RE^2 - RL^2$	Early moins late en puissance
$D = (RE - RL) / (RE + RL)$	Early moins Late normalisé
$D = (RE^2 - RL^2) / (RE^2 + RL^2)$	Normaliser en puissance
$D = RP (RE - RL) + RP (RE + RL)$	Produit scalaire. C'est le seul discriminateur de DLL qui emploie les six sorties de corrélateur.

Table II-2 : Les différents discriminateurs de la boucle DLL.

Les figures (II-20-a), (II-20-b) et (II-20-c) montrent les différents discriminateurs simulés sous Matlab.

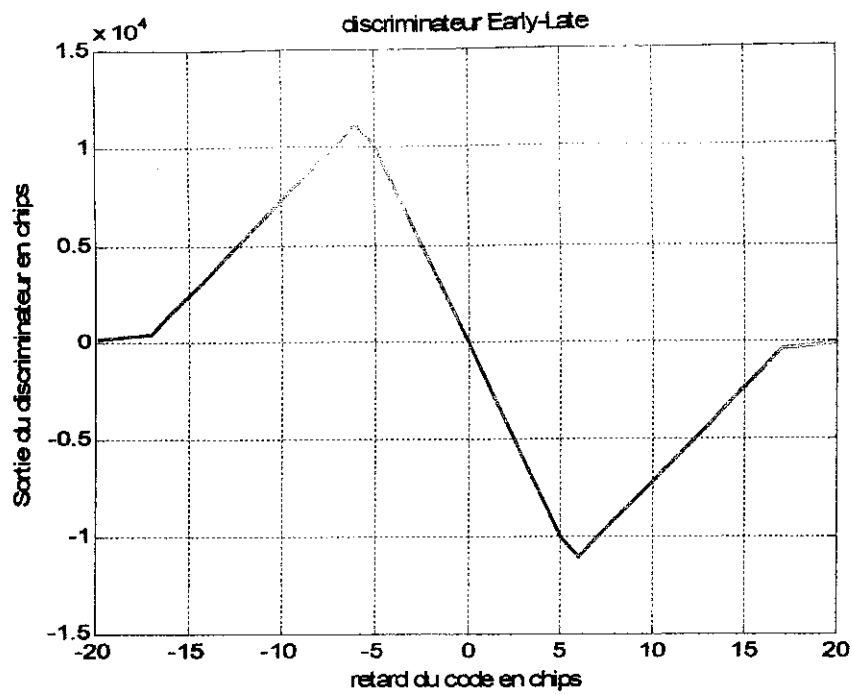


Figure II.20.a : Le discriminateur E-L

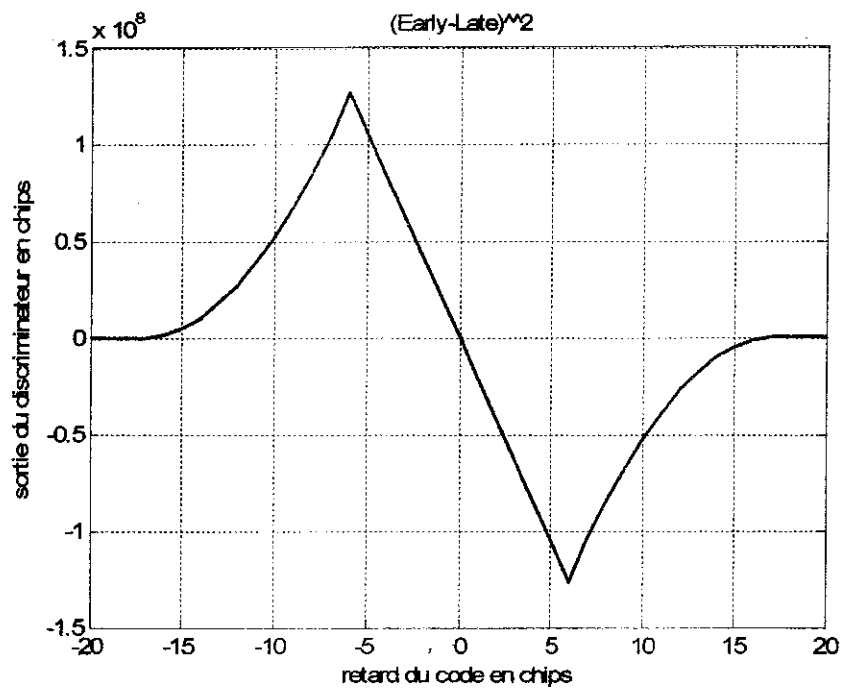


Figure II.20.b : Le discriminateur (RE-RL)²

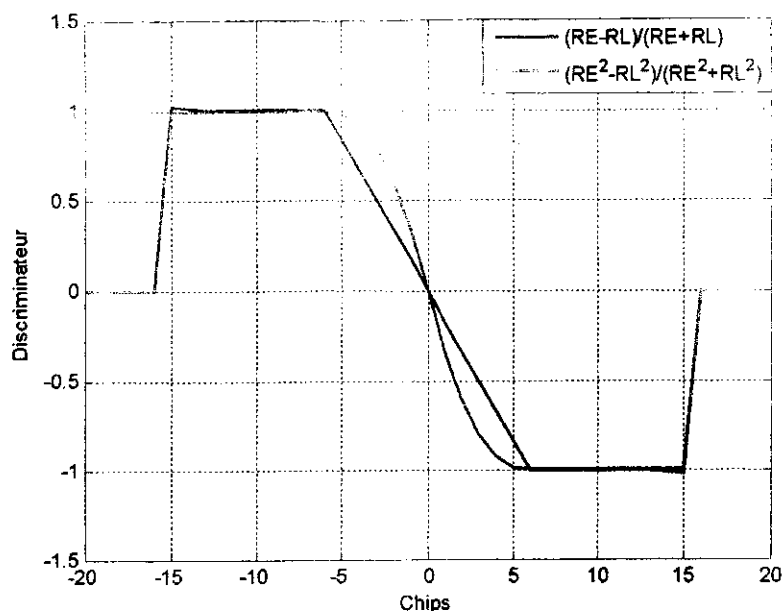


Figure II-20.c: Le discriminateur RE-RL normalisé en puissance

II.4.3. Etage de poursuite global :

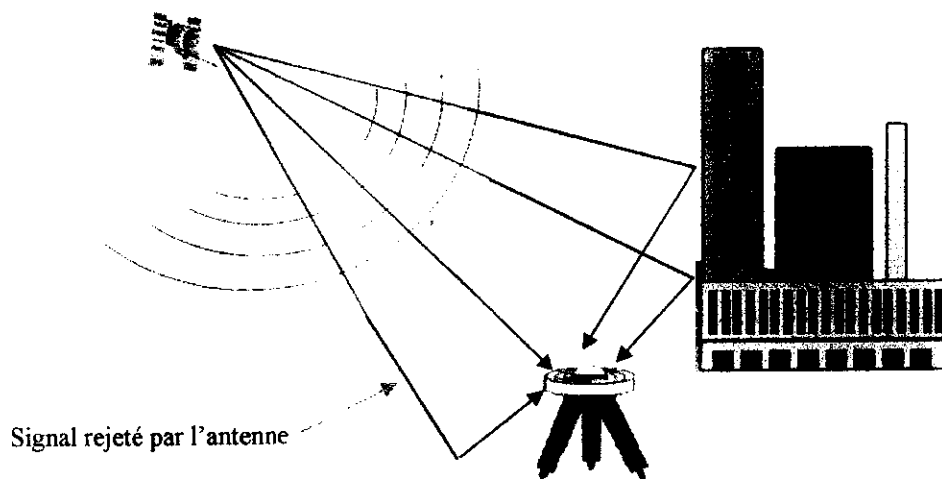
L'étage global de poursuite est donné par la figure (II-21) ci-dessous, les deux boucles Costas et DLL sont traitées en même temps. On note que dans ce cas la boucle Costas exploite la réplique du code délivrée par la DLL, inversement, la boucle DLL exploite la réplique de porteuse délivrée par la boucle Costas. Aussi on remarque que la présence des deux voies en phase et en quadrature de phase au niveau de la boucle Costas permet de formuler six voies au niveau de la DLL, (I_Q, I_p, I_L) résultent de la voie en phase et (Q_Q, Q_p, Q_L) de la voie en quadrature de phase.

III-5. Réduction de l'effet des multitrajets:

Au cours des analyses suivantes, différentes techniques de réduction des multitrajets sont considérées. On note que la réduction peut être faite sur différents niveaux, or on s'intéresse dans ce chapitre aux techniques basées sur le comportement des différents corrélateurs dont on propose deux types : le corrélateur étroit et le corrélateur double delta et aux techniques basées sur l'utilisation de nouveaux signaux précisément BOC et MBOC. L'enveloppe d'erreurs exposée précédemment sera notre support de comparaison.

Avant d'exposer ces techniques, on informe que dans le contexte de réduction des multitrajets on note que l'antenne GPS peut rejeter certains multitrajets, ceci est dû à sa forme et à sa polarisation en réception. Sachant que le signal provenant directement du satellite est polarisé circulairement à droite et comme il y a une forte possibilité que le multitrajet généré par un réflexion change de polarisation, dans ce cas ce dernier peut être rejeté par l'antenne si elle est réceptrice en polarisation circulaire à droite.

En outre, d'habitude les antennes GPS ont une forme hémisphérique pour rejeter les multitrajets venant dessous, **la figure (III-12)** illustre cette action.



La figure IV.2 précédente présente notre synoptique réalisé et simulé afin de réduire l'effet des multitrajets, on note que ce synoptique est adopté en présence d'un seul multitrajet ou plusieurs.

A partir de ce synoptique, le signal reçu est traité en premier lieu au niveau de l'étage RF puis discrétiser par le convertisseur A/N, le signal numérique ainsi obtenu est transposé en 'FI', puis envoyé par la suite à l'étage de poursuite composé des deux boucles (DLL et PLL).

L'estimateur de multitrajet est un filtre adaptatif de type RLS qui estime le retard, la phase et l'amplitude des multitrajets. Dans notre cas et en comparant avec la formulation mathématique du RLS présenté antérieurement, on doit formuler le critère de minimisation entre le signal reçu et celui généré localement par l'étage de poursuite. La formulation mathématique liée à l'estimateur est donnée dans ce qui suit.

IV.2.1. Estimateur du multitrajet :

L'intérêt de cet étage est d'estimer le retard du multitrajet en utilisant le filtre adaptatif. Dans la présence d'un nombre 'M' de multitrajets, le signal FI peut être écrit selon :

$$r(n) = \sum_{m=0}^M A_m p(n - \tau_m) \exp j(\omega n + \theta_m) \quad (\text{IV.30})$$

Où : A_m τ_m θ_m sont l'amplitude, code phase et la phase du signal reçu directement plus des multitrajets. On note que le 0^{ème} signal reçu correspond au signal direct.

On définit le signal FI estimé comme :

$$\hat{r}(n) = \sum_{m=0}^M \hat{A}_m p(n - \hat{\tau}_m) \exp j(\omega n + \hat{\theta}_m) \quad (\text{IV.31})$$

Où les paramètres avec la marque « ^ » correspondent aux paramètres estimés.

Dans notre cas, Puisque nous allons formuler un critère de minimisation basé sur une erreur entre le signal reçu et un autre de référence, on considère que ce dernier n'est autre que le signal généré localement.

Ce signal de référence est donné par :

$$r_{REFm} = p(n - m\tau_d - \tau_{err}) \exp j(\omega n - \theta_{err}) \quad (IV.32)$$

$(m=0, \dots, K)$

Où : τ_{err} et θ_{err} sont la phase de la porteuse et le retard de propagation mesurés y compris les erreurs de multitrajets. τ_d est la période d'échantillonnage du retard des multitrajets, et $K\tau_d$ est le retard maximum des multitrajets.

On modifie l'équation (IV-31) en utilisant le signal de référence et en remplaçant \hat{M} par K, on obtient :

$$\hat{r}(n) = \sum_{m=0}^K \hat{A}_m r_{REFm}(n) \exp j(-\hat{\theta}_m) \quad (IV.33)$$

Dans ce cas, le critère quadratique nous donne en utilisant l'équation (IV-30) et (IV-31) par:

$$L = E \left[(r(n) - \hat{r}(n))(r(n) - \hat{r}(n))^* \right] \quad (IV.34)$$

Où E [.] est l'espérance mathématique, et '*' représente le complexe conjugué.

La variable complexe $\hat{A}_m \exp j(-\hat{\theta}_m)$, $(m=0, \dots, K)$ minimisant le critère formulé est obtenue en résolvant l'équation matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} h_0 \\ h_1 \\ \vdots \\ h_k \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{00} & R_{01} & \dots & R_{0K} \\ R_{10} & R_{11} & \dots & R_{1K} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_{k0} & R_{k1} & \dots & R_{kK} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} R_{r0} \\ R_{r1} \\ \vdots \\ R_{rk} \end{pmatrix} \quad (IV.35)$$

Avec :

$$h_m = \hat{A}_m \exp j(-\hat{\theta}_m)$$

$$R_{lm} = E[r_{REFl}(n) r_{REFm}^*(n)]$$

$$R_{rl} = E[r(n) r_{REFl}^*(n)]$$

Où : h_m est une variable complexe indiquant la phase de la porteuse et l'amplitude estimées, R_{lm} est l'intercorrélacion des deux signaux de référence ($r_{REFl}(n)$ et $r_{REFm}(n)$), et R_{rl} est l'inter corrélacion du signal FI $r(n)$ et le signal de référence $r_{REFl}(n)$.

Cette résolution est réalisée par le filtre adaptatif représenté par la **figure (IV-3)**, il nous permet aussi de récupérer le retard associé au signal direct et celui des

multitrajets. On note que le module de h_m correspond à l'amplitude du multitrajet tandis que l'argument correspond à la phase.

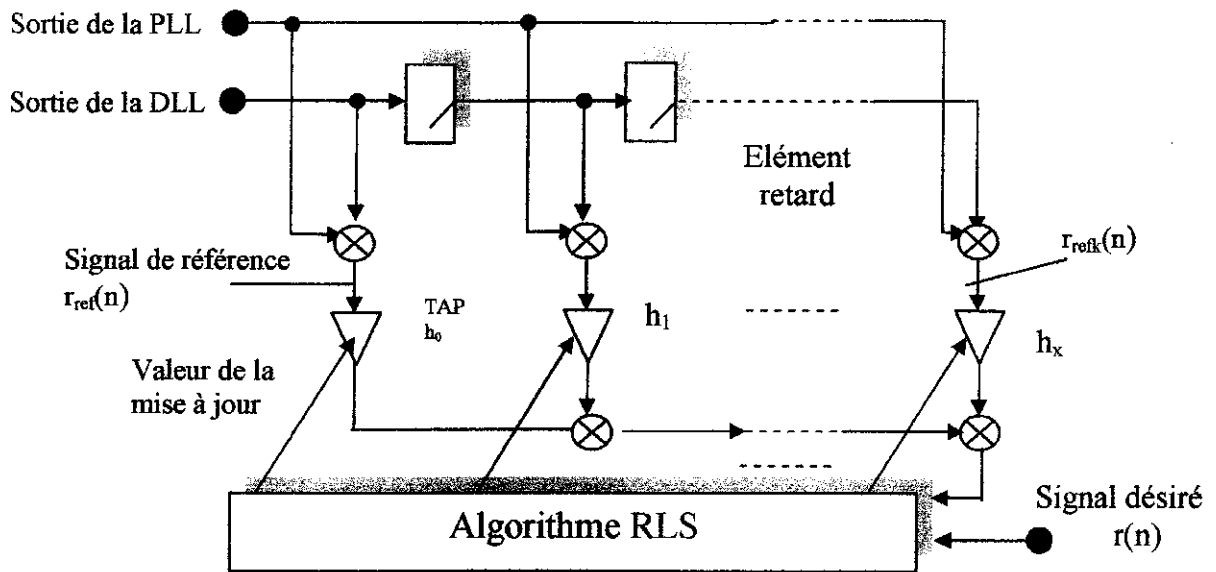


Figure IV.3 : Estimateur des multitrajets

IV.2.2.Extracteur de corrélation :

Après l'estimation des différents paramètres liés à chaque multitrajet, un bloc nommé 'Extracteur de corrélation' réalise la séparation entre le signal reçu directement et les multitrajets, ceci par soustraction de la fonction de corrélation résultante à partir des multitrajets de celle obtenue initialement, sachant que nous considérons que le premier signal estimé n'est autre que le signal direct. Afin de clarifier cette dernière idée nous présentons la figure (IV-4) suivante :

b. Corrélateur Double Delta (Double Delta Correlator) :

Un autre type de corrélateur est le corrélateur double différence, généralement appelé double delta 'ΔΔ'. Ce type de corrélateur classé comme corrélateur de haute résolution 'HRC' est basé sur la combinaison de quatre corrélateurs comme illustré sur la figure (III-4), où l'espacement entre E1 et L1 est égal à 'd' tandis que l'espacement entre E2 et L2 est égal à '2d'.

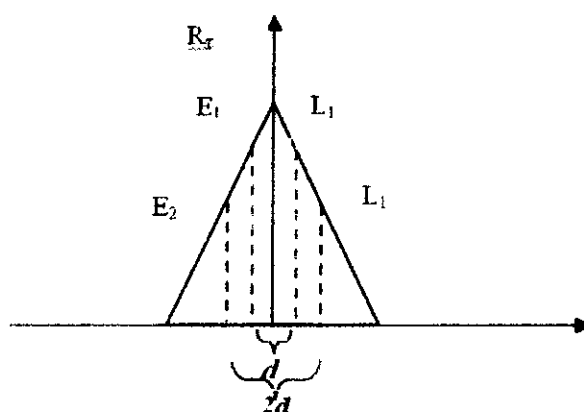


Figure III-14 : corrélateur double delta ΔΔ

Ces quatre corrélateurs seront combinés afin de former le discriminateur suivant :

$$D_{HRC} = (E_1 - L_2) - \frac{1}{2}(E_2 - L_1) \tag{III-28}$$

Dans notre cas de simulation on a attribué un espacement 'd=0.05chip' au répliques E1 et L1 et un espacement 'd=0.1 chip' entre E2 et L2.

c. Simulation :

Maintenant on fait la même simulation que la précédente, en utilisant les deux discriminateurs présentés. On tracera l'enveloppe d'erreurs correspondante sous la même cadence échantillonnage (102,3 MHz ,100 points/ Chip), et pour une atténuation α=0.5. Les résultats obtenus sont présentés par la figure (III-15) suivante.

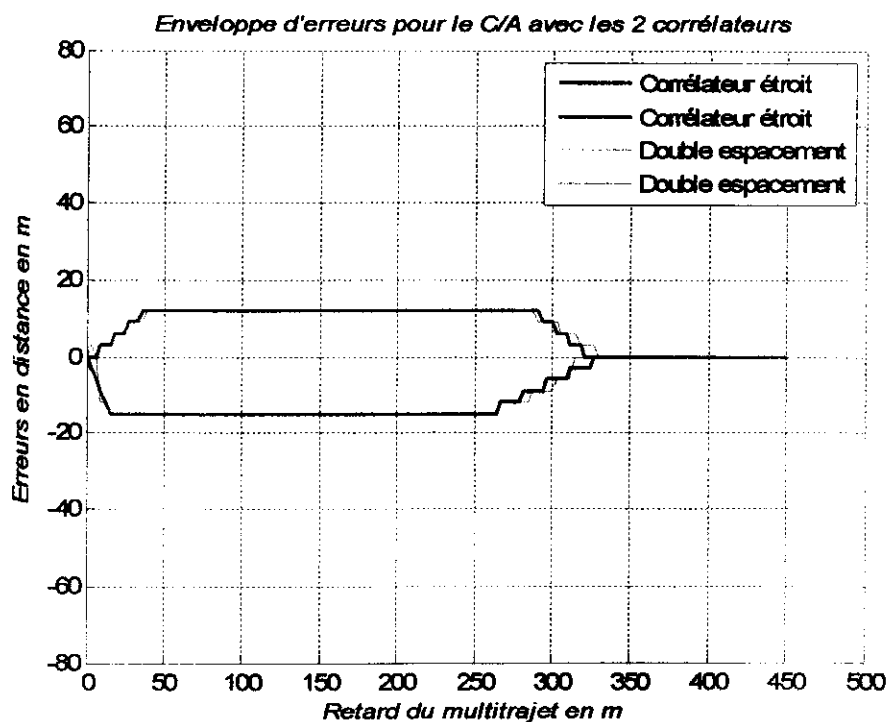


Figure III-15 : enveloppe d'erreurs pour le code C/A

On observe bien l'effet de l'introduction de ces deux corrélateurs en comparant avec le cas d'un discriminateur standard de la figure (III-9). On constate que l'erreur causée par le multitrajets est réduite d'une façon considérable car elle a passé d'une valeur de 72m à 13m pour un multitrajets retardé 230m. En outre on remarque d'après cette dernière figure que le corrélateur étroit est légèrement meilleur que le double delta, il présente un avantage de 4m pour une distance de 330m.

III.5.2. réduction par l'introduction d'un nouveau signal:

L'or de la réalisation du projet de navigation par satellite européen 'GALILEO', un autre axe visant la réduction de l'effet des multitrajets est exploré récemment, il concerne la proposition de nouveaux signaux appelés BOC (Binary offset carrier). Dans ce qui suit nous étudions deux types, le premier est le Boc(n,m) tandis que le deuxième est le MBoc(n,m,r). Nous présenterons dans ce qui suit leurs caractéristiques innovatrices puis nous analyserons leur performance en présence des multitrajets.

1. Le signal BOC :

Sachant que la bande de fréquence couramment utilisée par les systèmes de navigation par satellite est la bande L entre 1164 et 1610 MHz, les négociations menées à la Conférence Mondiale des Radiocommunications (CMR) en 2000 ont permis de trouver des solutions pour le partage de cette bande entre les systèmes existants GPS et GLONASS et le nouveau système GALILEO.

La cohabitation des systèmes GPS et GALILEO dans la bande dite E2-L1-E2 où les seules bandes disponibles pour GALILEO consistent en deux bandes de 4 MHz de part et d'autre de la bande L1 déjà occupée par GPS, a conduit à définir une modulation particulière dite Porteuse à Double Décalage (PDD) ou BOC (*Binary Offset Carrier*) qui a la propriété de présenter un spectre composé de deux lobes principaux décalés symétriquement par rapport à la fréquence centrale de la porteuse (1575 MHz). Cette fréquence centrale reste la même que celle de GPS ce qui permet de faciliter la réalisation de récepteurs bi-modes GPS et GALILEO.

Les signaux BOC, caractérisés par ce double décalage spectral, utilisent outre le code d'étalement C/A et une sous porteuse carrée de fréquence ' f_{sc} '. Ils se définissent par deux paramètres 'p' et 'q' et sont notés BOC(p,q). Ces paramètres permettent de comparer le signal BOC au signal GPS C/A émis sur L1.

Le paramètre 'p' représente le rapport entre la fréquence 'f_{sc}' de la sous porteuse et le rythme C/A du code GPS (p = f_{sc}/f_{C/A}). Il détermine aussi l'écart de fréquence entre la fréquence de la porteuse et la fréquence centrale des lobes principaux du signal BOC.

Le paramètre 'q' est le rapport entre les rythmes du code du signal BOC et du code C/A (q = f_c/f_{c/a}), il conditionne la largeur des lobes du signal BOC.

On donne l'expression du signal BOC:

$$S(t) = A.d(t).C/A(t).S_{boc}(t). \cos(2\pi L_1 t + \phi) \quad (\text{III-29})$$

avec:

$$S_{boc}(t) = \text{sign}(\sin(2.\pi.f_{sc}.t)) \quad (\text{III-30})$$

S_{BOC}(t): représente la sous-porteuse supplémentaire, qui sera prise de type rectangulaire.

Comme énoncé ci-dessus, deux paramètres sont utilisés pour définir les signaux de modulation BOC. Ces paramètres sont :

- 'q' détermine la cadence du code d'étalement C/A selon la relation:

$$f_{C/A} = q.f_0 \quad (\text{III-31})$$

- 'p' détermine la cadence de la sous-porteuse selon la relation:

$$f_{sc} = p.f_0 \quad (\text{III-32})$$

Actuellement la fréquence commune 'f₀' est choisie de 1.023MHz.

Ainsi, on définit un autre paramètre caractéristique $n = \frac{q}{p}$. Le rapport de ces deux paramètres a une importance sur la forme du spectre du signal BOC. En effet, suivant que 'n' est pair ou impair, notre signal BOC n'aura pas les mêmes propriétés.

➤ Pour 'n' pair :



Figure III-16-a : signal rectangulaire de la modulation BOC avec n pair

➤ Pour 'n' impair :

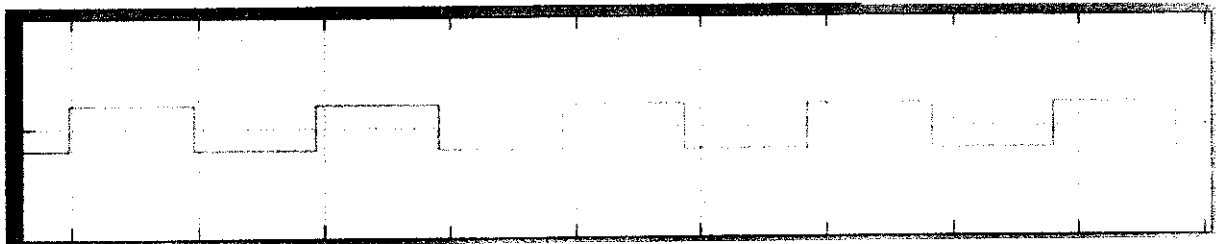


Figure III-16-b : Signal rectangulaire de la modulation BOC avec n impair

On note que les autres caractéristiques des signaux ne varient pas par rapport à l'étude des signaux GPS classiques, soit :

- $d(t)$ la matérialisation du message de navigation (50 Hz);
- $c(t)$ la matérialisation du code C/A (cadence de 1,023 MHz);
- La fréquence L_1 est la fréquence de la porteuse GPS à 1575,42 MHz.

a. Génération des signaux BOC :

Concernant la génération du signal $Boc(p,q)$ elle est réalisée selon le synoptique suivant :

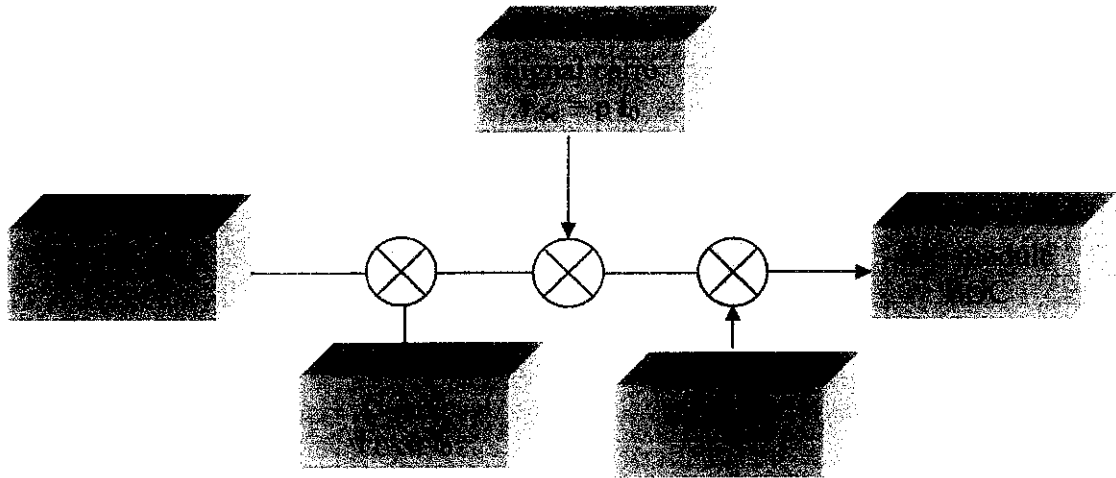


Figure III-17: Générateur du signal BOC

On note que le générateur PRN est le même utilisé en GPS, sauf qu'ici sa fréquence peut être multiple de 1.023 MHz, aussi nous avons la possibilité de changer la fréquence du signal carré car le signal BOC est défini par les deux paramètres 'p' et 'q'.

b. Autocorrélation du signal BOC :

L'évaluation de la fonction d'autocorrélation du signal BOC nous fournit la figure (III- 18), on constate qu'elle possède une forme particulière différente de celle associée à la fonction de corrélation du code C/A car elle possède des pics supplémentaires.

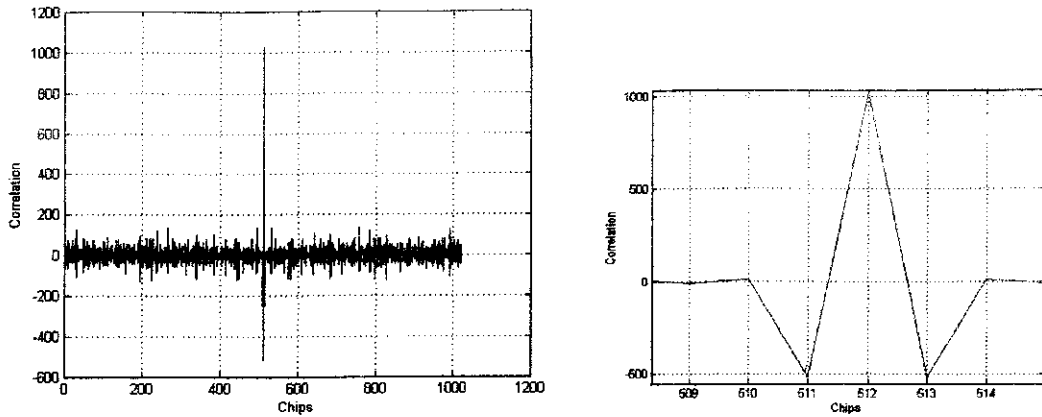


Figure III-18: La fonction d'autocorrélation du BOC(1,1)

Comme cette dernière fonction possède une forme différente que celle associée au code C/A, et sachant que la formulation d'un discriminateur est basée sur cette fonction, on s'attend que l'enveloppe d'erreurs sera différente, on jugera est ce qu'elle apporte une amélioration ou non dans ce qui suit.

c. Densité spectrale de puissance :

On s'intéresse maintenant à la détermination de la forme de la densité spectrale d'un signal BOC ceci est important non seulement pour analyser la coexistence de ce signal avec celui du GPS standard mais aussi pour mieux comprendre l'idée derrière la génération de l'autre code que nous avons traité. La démonstration des formules analytiques liées à la densité spectrale de puissance sorte du contexte de notre étude, on se limite à énoncer les formules citées dans les références et qui donnent pour 'n' pair :

$$S_{sc}(f) = f_c \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi f}{2f_{sc}}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{\pi f \cdot \cos\left(\frac{\pi f}{2f_{sc}}\right)} \right)^2 \quad (III-33)$$

Qui correspond à titre d'exemple au signal BOC(2,1) que nous avons simulé par Matlab, elle est donnée par la figure III-19 ci-dessous.

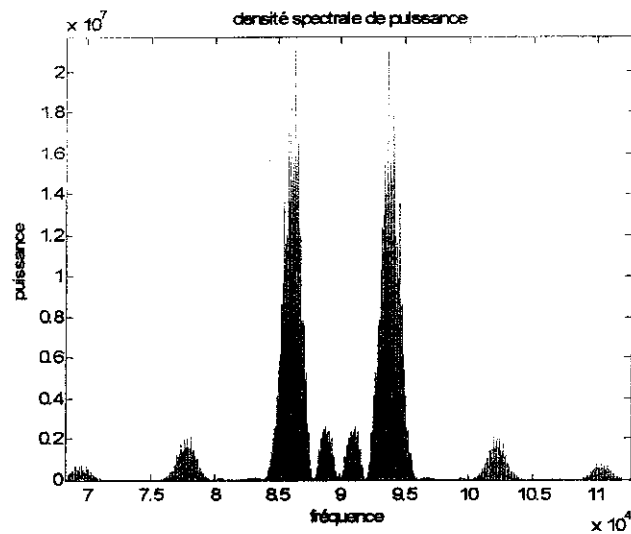


Figure III-19 : densité spectrale de puissance du BOC(2,1)

Dans le cas où 'n' est impair, on a:

$$S_{sc}(f) = f_c \frac{\left(\sin\left(\frac{\pi f}{2f_{sc}}\right) \cos\left(\frac{\pi f}{f_c}\right) \right)^2}{\pi f \cdot \cos\left(\frac{\pi f}{2f_{sc}}\right)} \quad \text{(III-34)}$$

Qui correspond à titre d'exemple au signal BOC(3,1), que nous avons simulé aussi par Matlab et dont le résultat est donné par la figure III-20 suivante :

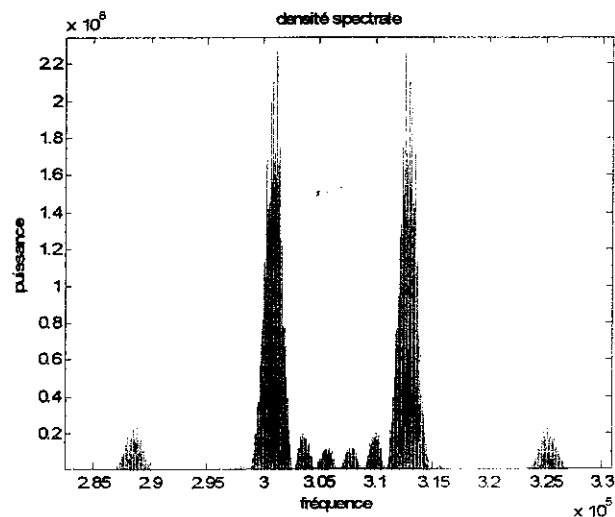


Figure III -20: Densité spectrale de puissance pour BOC(3,1),n impair

d. Simulation de l'enveloppe d'erreurs associée au signal BOC:

Après cette présentation du signal Boc, nous allons passer à la simulation de l'enveloppe d'erreurs lui associée. Dans un premier temps nous simulons l'enveloppe du signal Boc(1,1) en utilisant un corrélateur standard, puis en utilisant un corrélateur étroit et finalement double delta. Les résultats de simulation sont présentés par les figures (III-20) a, b et c.

La figure (III-20.a) illustre bien l'avantage de l'utilisation du code Boc face aux multitrajets, car on constate une diminution importante de l'erreur au niveau de la DLL pour des multitrajets provenant d'une distance entre 200 et 320m.

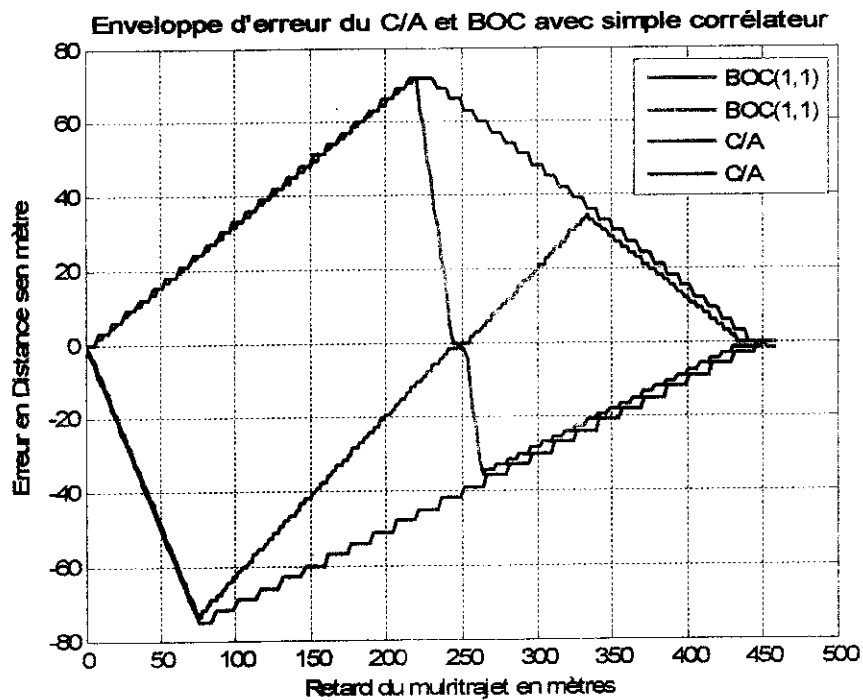


Figure III .20.a : Enveloppe d'erreurs du BOC et C/A

En utilisant, les deux corrélateurs 'étroit' et 'double delta', on observe sur les deux figures (III-20.b) et (III-20.c) une amélioration réalisée sur une plage de distance plus importante comprise entre 150 et 325m.

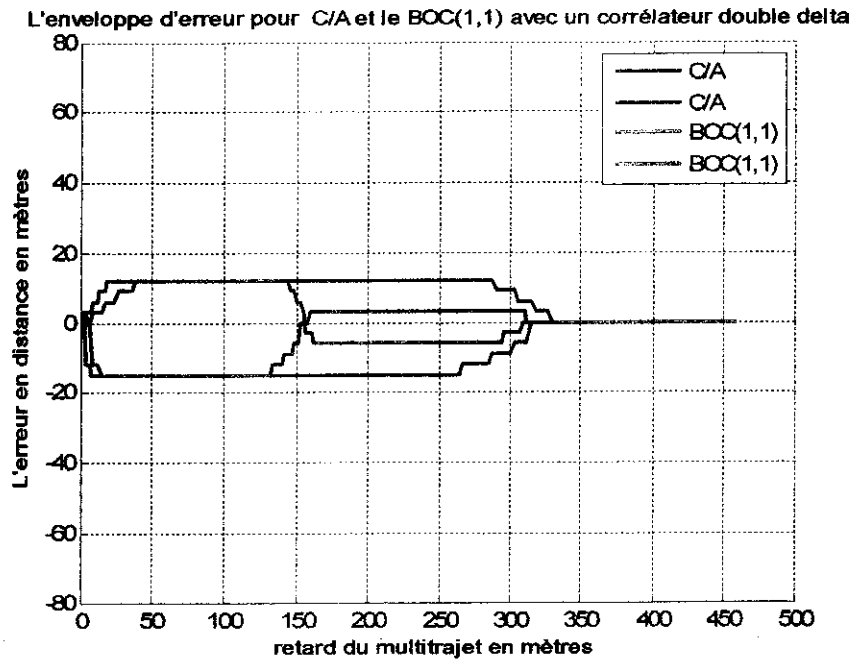


Figure III .20.b : Enveloppe d'erreurs du BOC et C/A avec corrélateur Double Delta

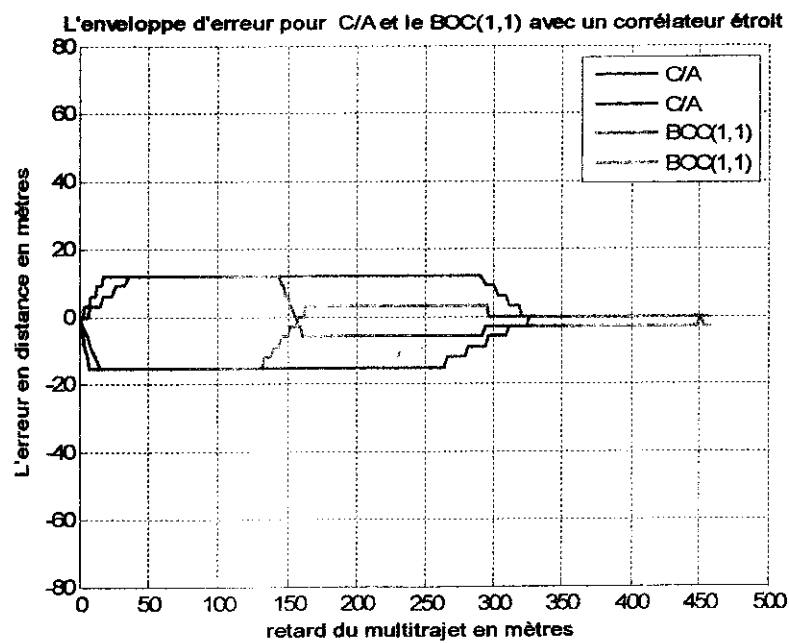


Figure III .20.c : Enveloppe d'erreurs du BOC et C/A avec corrélateur étroit

Ces derniers résultats montrent l'efficacité du BOC(1,1) en utilisant les deux corrélateurs double delta et étroit, l'erreur est réduite jusqu'à 12 mètre alors qu'elle atteint avec un corrélateur standard 72m quand le multitrajet provient d'une distance entre 0 et 230 m.

Afin de trouver des résultats meilleurs on peut examiner plusieurs code Boc en variant les deux paramètres 'p' et 'q' or on préfère analysé un autre code utilisé au niveau du système 'GALILEO', c'est le code MBOC(p,q,r).

2. Le MBOC (Multiplexed Binary Offset Carrier):

Le futur système européen de navigation par satellite, Galileo, sera interopérable avec l'actuel GPS américain. Ces deux systèmes pourront en effet utiliser un signal commun baptisé multiplexed binary offset carrier (MBOC), indique la Commission européenne, en vertu d'un accord signé entre les autorités américaines et européennes le 26 juillet 2007.

Le signal MBoc(p,q,r) est un nouveau code de quatre états, il résulte du multiplexage de deux autres codes Boc(p,1) et Boc(q,1) avec des amplitudes différentes pour ces derniers. C'est le MBoc(6,1,1/11) qui sera utilisé par le service 'OS' du système Galileo et aussi par le GPS modernisé sur la bande civile L1. L'expression de sa densité spectrale de puissance est donnée par :

$$MBoc(6,1,1/11)(f) = \frac{10}{11} \cdot Boc(1,1)(f) + \frac{1}{11} \cdot Boc(6,1)(f) \quad (II-35)$$

Le but de cette formulation est d'augmenter les composantes spectrales hautes fréquences du Boc(1,1). On peut donner par conséquent l'expression temporelle qui n'est autre que:

$$MBoc(6,1,1/11)(t) = \sqrt{\frac{10}{11}} \cdot Boc(1,1)(t) + \sqrt{\frac{1}{11}} \cdot Boc(6,1)(t) \quad (II-36)$$

La génération de ce signal est réalisée selon la **figure (III-21)**, tandis que la figure **(III-22)** présente une partie de ce signal clarifiant ces états.

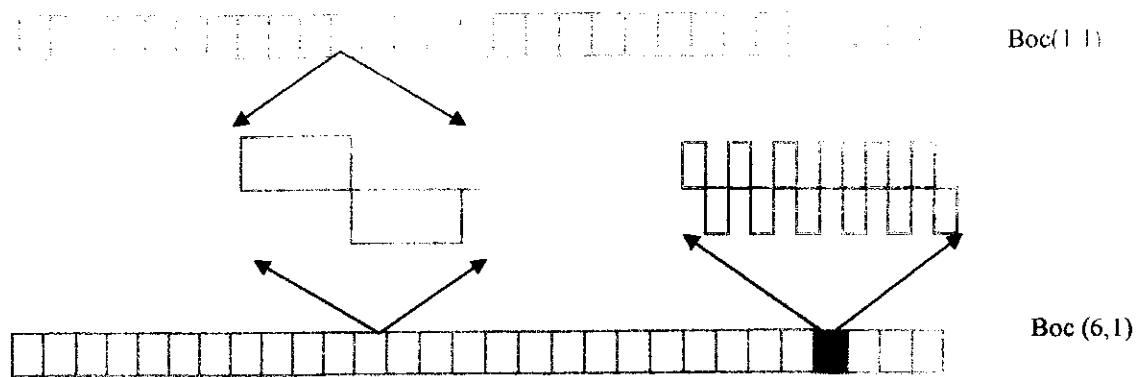


Figure III-21: Implémentation du MBoc(6,1,1/11)

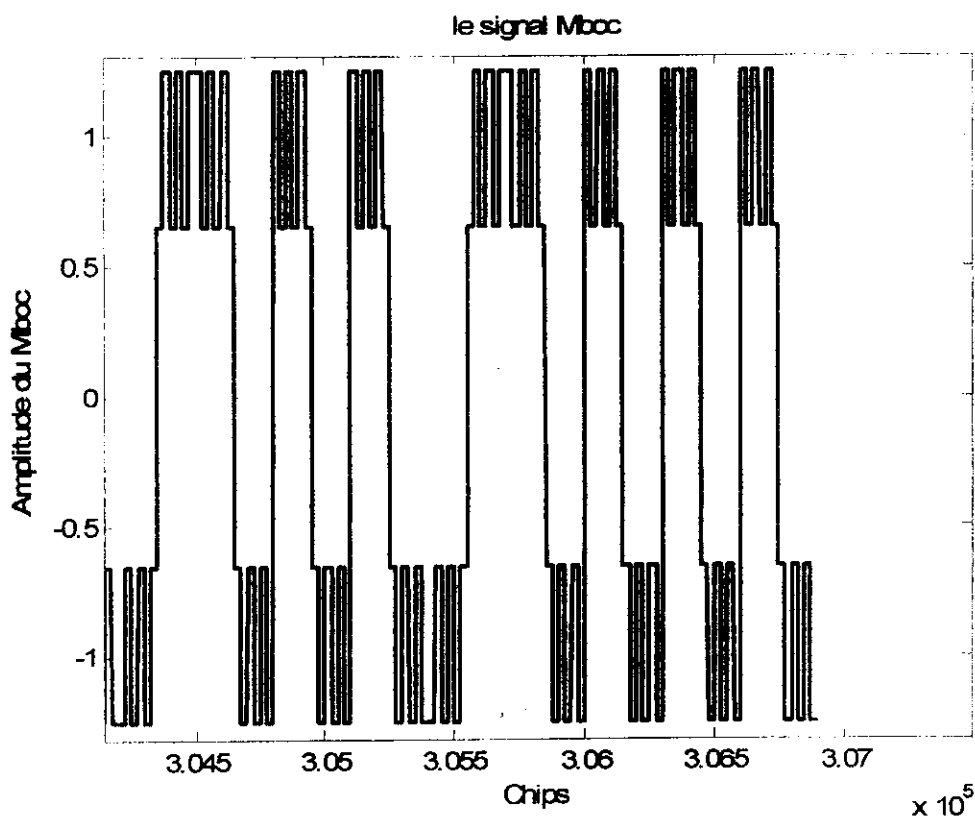


Figure III-22: une partie du MBoc(6,1,1/11)

a. Autocorrélation du signal MBOC :

Sachant que la densité spectrale de puissance n'est autre que la transformée de Fourier de la fonction de corrélation et comme le MBoc résulte d'une rectification de la densité spectrale du Boc(1,1) par l'ajout du Boc(6,1) ceci se traduit certainement par un changement de forme de la fonction de corrélation du Boc(1,1) par conséquent sur l'enveloppe d'erreurs associée.

Après la génération du MBoc(6,1,1/11) on a tracé sa fonction de corrélation elle est représentée par la **figure (III-23)**. On observe l'apparition d'ondulations en comparant avec celle du Boc(1,1), de plus on remarque que le pic est plus étroit.

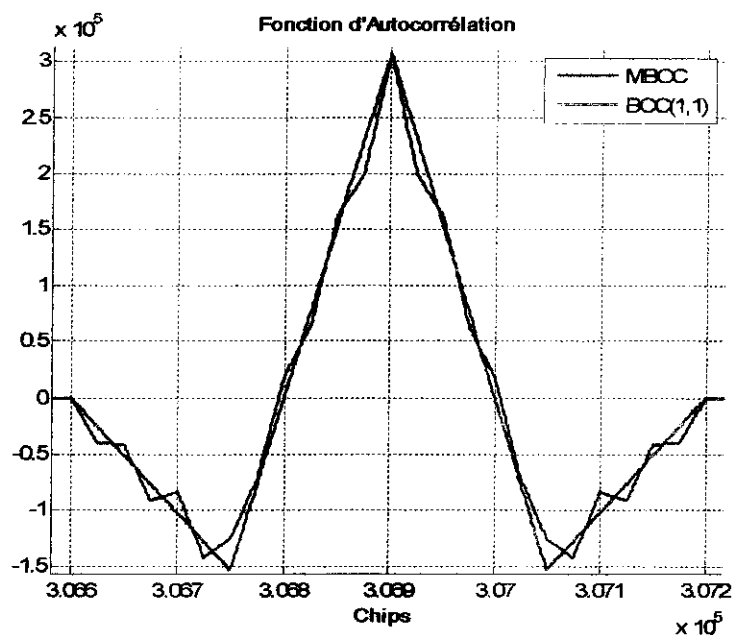


Figure III-23 : la fonction d'autocorrélation du MBoc et celle du Boc(1,1)

On rappelle qu'un pic étroit se traduit par une précision meilleure au niveau de la boucle de poursuite du code DLL. Or on doit examiner l'effet des ondulations constatées sur l'enveloppe d'erreurs.

b. La densité spectrale de puissance du signal MBOC :

Comme énoncé ci-dessus, la densité spectrale de puissance était donnée par la formule (III-40), elle présente une petite augmentation de puissance en hautes fréquences, ce qui est confirmé par notre simulation dont le résultat est donné par la figure (III-24) suivante :

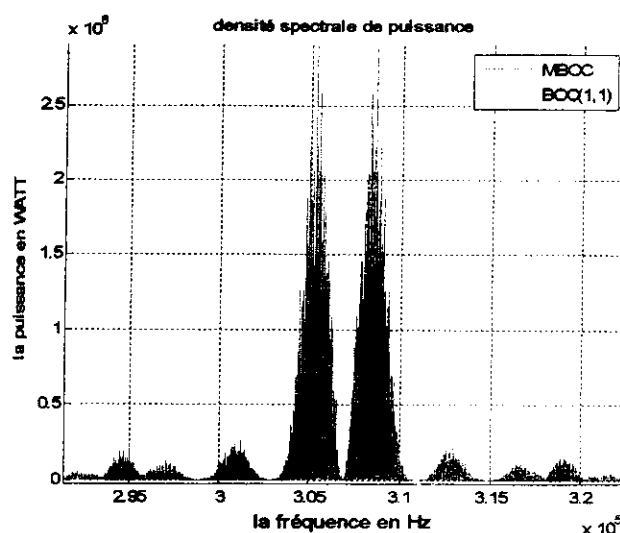


Figure III-24 : la densité spectrale du MBOC et celle du BOC (1,1)

c. Simulation de l'enveloppe d'erreurs:

On s'intéresse maintenant à l'enveloppe d'erreurs liée au signal MBoc(6,1,1/11), comme ce signal est composé de deux fréquences la première relative au Boc(1,1) qui est égale à $1 \times 1.023\text{MHz}$, l'autre associée au Boc(6,1) qui est égale à $6 \times 1.023\text{MHz}$, on doit par conséquent analyser ce signal avec une fréquence d'échantillonnage supérieure ou égale à $2 \times 6 \times 1.023\text{MHz}$. Dans notre simulation on a utilisé une fréquence d'échantillonnage de $153,46\text{MHz}$ ce qui est équivalent à 150 points par chip du signal MBoc. Pour le même coefficient d'atténuation $\alpha=0.5$, la figure (III-25) montre l'enveloppe d'erreurs associée au signal MBoc(6,1,1/11). Tandis que la figure (III-26), représente l'enveloppe d'erreurs en utilisant les deux corrélateurs 'étroit' et 'double delta'.

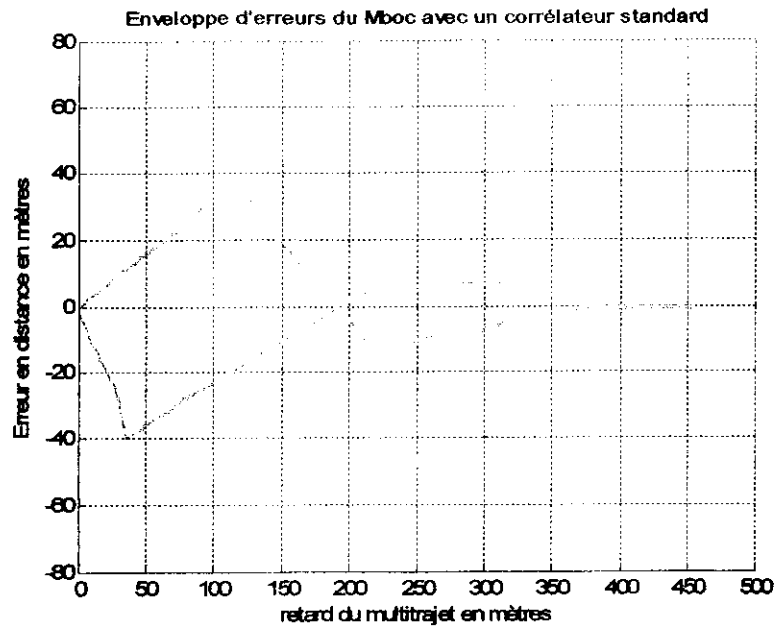


Figure III-25: l'enveloppe d'erreurs

Associée au signal MBoc(6,1,1/11).

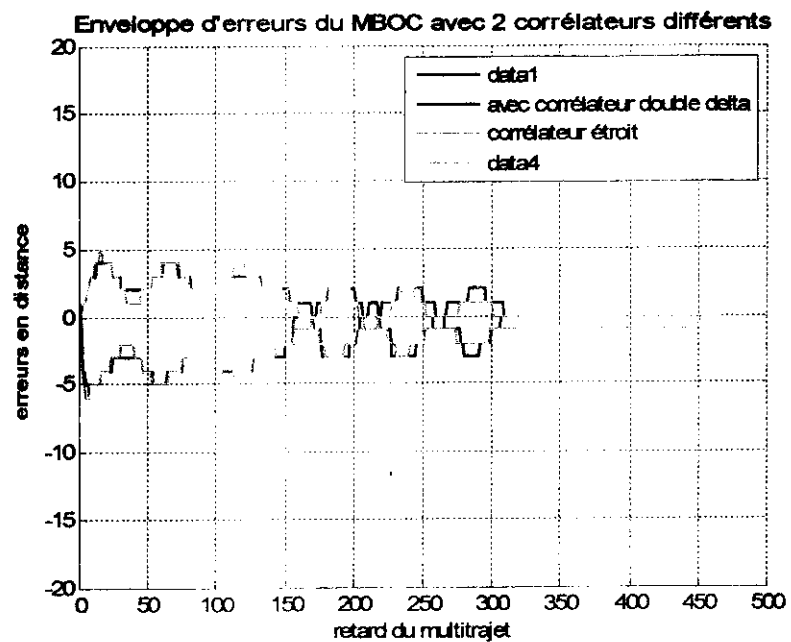


Figure III-26.: l'enveloppe d'erreurs du signal MBoc

On remarque d'après ces deux figures précédentes que les déformations qui apparaissent au niveau de la fonction de corrélation se traduisent par des ondulations au niveau de l'enveloppe d'erreurs. Afin de juger est ce que ce nouveau signal apporte une amélioration en face des multitrajets, on a placé les enveloppes d'erreurs associées au code C/A, Boc(1,1) et MBoc(6,1,1/11) sur la même **figure (III-27)** ci-dessous.

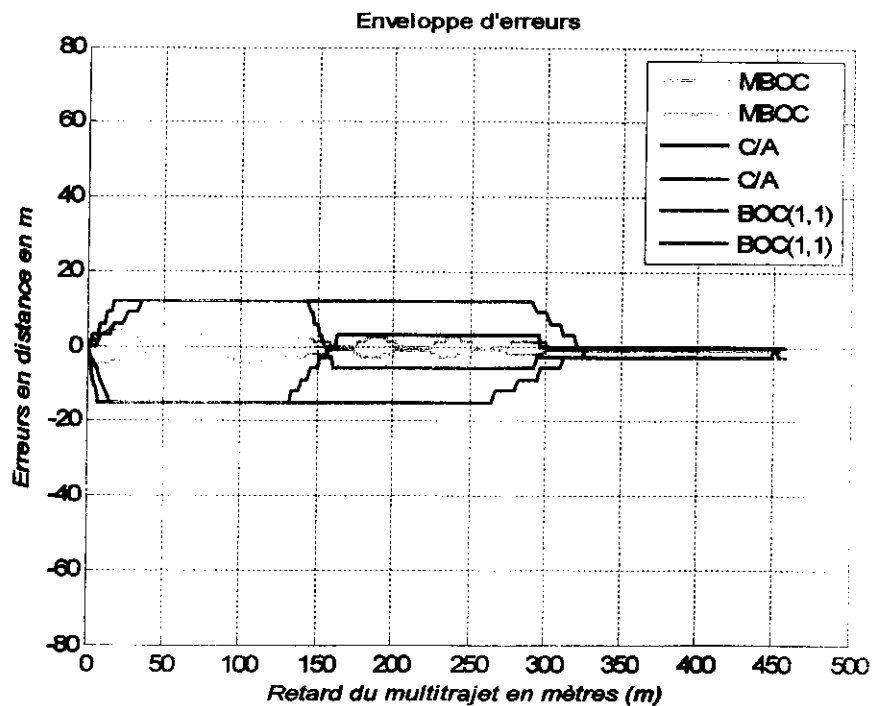


Figure III-27 : Les enveloppes d'erreurs pour les signaux C/A, Boc(1,1), et le MBoc

Cette dernière figure confirme que le signal MBoc(6,1,1/11) possède la meilleur performance vis-à-vis les multitrajets, car on constate une amélioration de 10m par rapport au signal Boc(1,1) pour une plage de distance située entre 20 et 140m et une amélioration de 1 à 2m pour les distance entre 150 et 300m.

CHAPITRE IV

Méthode adaptative RLS

Introduction :

Dans les chapitres précédents nous avons analysé les méthodes de réduction de l'effet des multitrajets sur la boucle de poursuite de code, ces méthodes étaient basées sur le choix du discriminateur (étroit ou double delta) ou en changeant le signal pseudo aléatoire utilisé (PRN) tel que l'utilisation d'un signal Boc ou MBoc, l'enveloppe d'erreur était utilisée comme critère de comparaison. Cette partie de notre travail est réservée à l'application et l'analyse d'une autre approche permettant d'éliminer ou de réduire l'effet des multitrajets non seulement sur la boucle de code DLL mais aussi sur la boucle de poursuite de phase PLL, elle concerne l'application d'une méthode adaptative de type RLS.

Afin d'implémenter cette méthode nous devons en premier lieu simuler les étages d'acquisition et de poursuite réalisés au niveau d'un récepteur GPS. Concernant l'étage d'acquisition nous choisissons l'acquisition circulaire, cette dernière nous fournit le code phase, la fréquence porteuse du signal GPS reçu, nous exploitons ces données pour initialiser l'étage de poursuite qui est composé d'une DLL permettant la poursuite du code fonctionnant en parallèle avec une PLL qui assure la poursuite de phase, la sortie de l'étage de poursuite n'est autre que le message de navigation.

Une fois ces deux étages sont simulés et testés nous passons à l'implémentation de la méthode adaptative, cette dernière sera détaillée dans ce qui suit.

IV.1. Algorithme adaptatif RLS :

La méthode adaptative RLS est une extension du filtre optimal de Wiener pour le cas instationnaire, elle repose sur le même principe qui consiste en minimisation de l'erreur quadratique entre un signal de référence et un autre estimé. Le filtre RLS peut être représenté par le synoptique (IV-1) suivant :

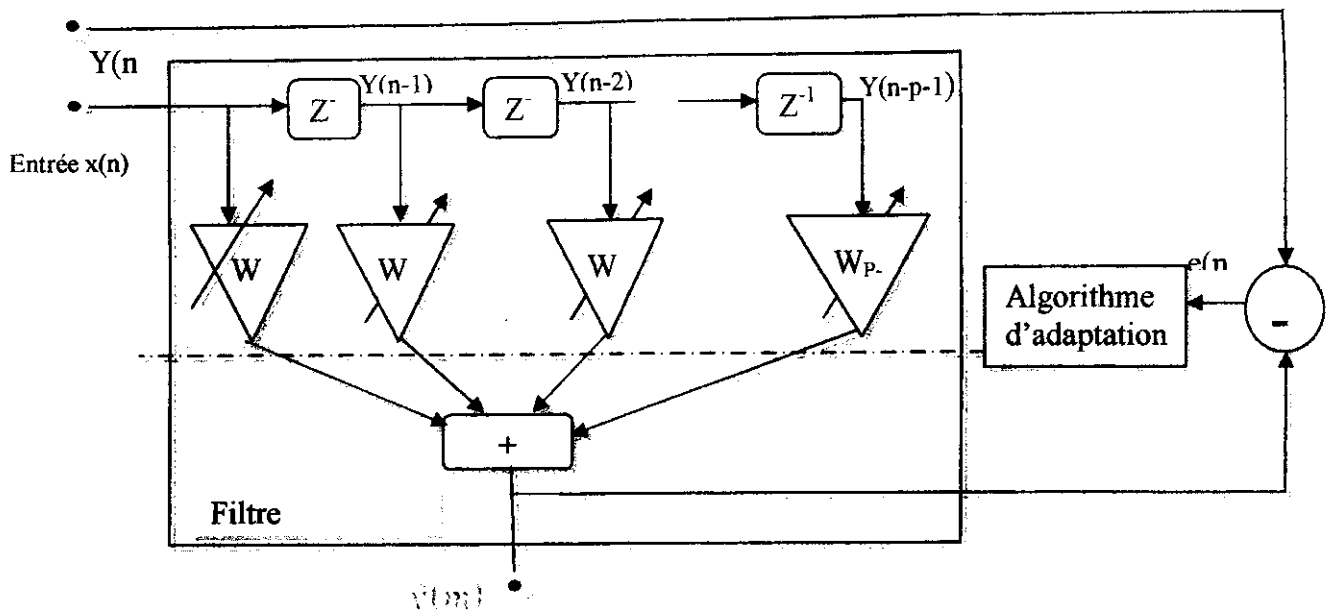


Figure IV.1 : Synoptique de l'algorithme RLS

Sur ce synoptique $x(n)$ représente l'entrée du système tandis que $y(n)$ correspond à la sortie. Les coefficients $w = [W_0(m), W_1(m), \dots, W_{p-1}(m)]$ sont ajustables en fonction du temps afin de réaliser l'adaptation voulue. Dans ce cas la sortie du filtre peut être exprimée par :

$$\hat{y}(n) = w^T(n)x(n) \tag{IV.1}$$

Avec $y(n)$ est l'estimée du signal désiré $y(n)$, l'erreur correspondante à l'estimation dans ce cas notée $e(n)$ est donnée par :

$$\begin{aligned} e(n) &= y(n) - \hat{y}(n) \\ &= y(n) - w^T(n)x(n) \end{aligned} \tag{IV.2}$$

Le processus d'adaptation RLS est basé sur la minimisation d'un critère quadratique sur l'erreur défini par :

$$\begin{aligned} E[e^2(n)] &= E\{[y(n) - w^T(n)x(n)]^2\} \\ &= E[y^2(n)] - 2w^T(n)E[x(n)y(n)] + w^T(n)E[x(n)x^T(n)]w(n) \\ &= \sigma_y^2(n) - 2w^T(n)r_x(n) + w^T(n)R_x(n)w(n) \end{aligned} \tag{IV.3}$$

Le filtre RLS est obtenu en minimisant cette dernière expression par adaptation des coefficients w . on note que dans le cas stationnaire l'algorithme converge vers la solution optimale de Wiener donnée par :

$$w = R_{yy}^{-1} r_{xy} \quad (IV.4)$$

Avec :

R_{yy} : est la fonction de corrélation de y.

R_{xy} : est la fonction d'intercorrélation x et y.

Comme nous sommes dans le cas instationnaire, on considère l'estimation de la fonction de corrélation sur N échantillons comme suit :

$$R_{xx} = x^T x = \sum_{m=0}^{N-1} x(m)x^T(m) \quad (IV.5)$$

Avec : $x(n) = [x(n), \dots, x(n-P)]^T$

Cette dernière sommation peut être évaluée par un filtre passe-bas défini par la formule de récurrence suivante :

$$R_{xx}(m) = R_{xx}(m-1) + x(m)x^T(m) \quad (IV.6)$$

Afin de régler la convergence de ce filtre on peut introduire un coefficient d'oubli noté ' λ ' par conséquent le filtre sera donné par :

$$R_{xx}(m) = \lambda R_{xx}(m-1) + \lambda x(m)x^T(m) \quad (IV.7)$$

Sachant que λ est compris entre 0 et 1.

De même la fonction d'intercorrélation R_{xy} est estimée par :

$$r_{xy} = \sum_{m=0}^{N-1} x(m)y(m) \quad (IV.8)$$

Évaluée sous forme récursive selon :

$$r_{xy}(m) = \lambda r_{xy}(m-1) + \lambda x(m)y(m) \quad (IV.9)$$

L'introduction du coefficient d'oubli ' λ ' nous permet d'écrire :

$$r_{xy}(m) = \lambda r_{xy}(m-1) + \lambda x(m)y(m) \quad (IV.10)$$

Afin d'obtenir la fonction de corrélation d'une manière récursive on utilise une mise à jour temporelle définie par la forme suivante :

$$R_{xx}^{-1}(n) = R_{xx}^{-1}(n-1) + \text{Update}(n) \tag{IV.11}$$

Dans cette dernière expression on constate l'apparition d'une inversion matricielle, opération coûteuse en temps de calcul et qui présente un problème de convergence chaque fois que la taille de la matrice devient importante. L'algorithme RLS propose une méthode d'inversion matricielle par formule de récurrence. Pour ce faire on rappelle ce lemme de calcul matriciel appliqué sur deux matrices A et B de dimension P x P sachant que :

$$A = B^{-1} + CD^{-1}C^T \tag{IV.12}$$

D : est une matrice identité N x N

C : est une matrice P x N

Le lemme indique que l'inverse de la matrice A peut être donné par :

$$A^{-1} = B - BC(D + C^TBC)^{-1}C^TB \tag{IV.13}$$

Par application de ce dernier développement sur la formule de la mise à jour (4-17) et en considérant:

$$R_{xx}(n) = A \tag{IV.14}$$

Et :

$$\lambda^{-1}R_{xx}^{-1}(n-1) = B \tag{IV.15}$$

$$x(n) = C^T \tag{IV.16}$$

Puis en substituant les deux équations (IV.18) et (IV.19) dans (IV.17) on obtient :

$$R_{xx}^{-1}(n) = \lambda^{-1}R_{xx}^{-1}(n-1) - \frac{\lambda^{-1}R_{xx}^{-1}(n-1)C^T[C^T\lambda^{-1}R_{xx}^{-1}(n-1)C^T + D]^{-1}C^T R_{xx}^{-1}(n-1)}{1 + C^T\lambda^{-1}R_{xx}^{-1}(n-1)C^T} \tag{IV.17}$$

On considère la matrice 'φ' suivante :

$$\phi_{xx}(n) = R_{xx}^{-1}(n) \quad (IV.18)$$

Et la matrice 'k' donnée par :

$$k(n) = \frac{\lambda^{-1} \phi_{xy}^T(n-1) x(n)}{1 - \lambda^{-1} x^T(n) \phi_{xx}^{-1}(n-1) x(n)} \quad (IV.19)$$

On remarque que :

$$k(n) = \frac{\lambda^{-1} \phi_{xy}^T(n-1) x(n)}{1 - \lambda^{-1} x^T(n) \phi_{xx}^{-1}(n-1) x(n)} \quad (IV.20)$$

En utilisant les deux équations (IV.22) et (IV.23), la forme récursive (IV.22) peut être obtenue par :

$$\phi_{xx}(n) = \lambda^{-1} \phi_{xx}(n-1) - \lambda^{-1} k(n) x^T(n) \phi_{xx}(n-1) \quad (IV.21)$$

A partir des deux équations (IV.23) et (IV.24), nous avons :

$$\begin{aligned} k(n) &= [\lambda^{-1} \phi_{xx}(n-1) - \lambda^{-1} k(n) x^T(n) \phi_{xx}(n-1)] x(n) \\ &= \phi_{xx}(n) x(n) \end{aligned} \quad (IV.22)$$

Ces deux dernières équations seront utilisées maintenant pour dériver l'algorithme RLS, comme suit :

$$\begin{aligned} w(n) &= R_{xy}^{-1}(n) r_{xy}(n) \\ &= \phi_{xx}(n) r_{xy}(n) \end{aligned} \quad (IV.23)$$

En remplaçant la forme récursive de la corrélation déjà obtenue dans cette dernière équation, les coefficients d'adaptation seront donnés par:

$$\begin{aligned} w(n) &= \phi_{xx}(n) [\lambda r_{xy}(n-1) + x(n)y(n)] \\ &= \lambda \phi_{xx}(n) r_{xy}(n-1) + \phi_{xx}(n) x(n)y(n) \end{aligned} \quad (IV.24)$$

En substituant la forme récursive de la matrice φ (n) et k(n) = φ(n)x(n) de l'équation (IV.22) dans la partie droite de l'équation (IV.23), on obtient:

$$w(n) = [\lambda^{-1} \phi_{xx}(n-1) - \lambda^{-1} k(n) x^T(n) \phi_{xx}(n-1)] \lambda r_{xy}(n-1) + \phi_{xx}(n) x(n)y(n) \quad (IV.25)$$

Or:

$$\begin{aligned} w(n) &= \phi_{xx}(n-1) \lambda r_{xy}(n-1) - k(n) x^T(n) \phi_{xx}(n-1) \lambda r_{xy}(n-1) \\ &\quad + \phi_{xx}(n) x(n)y(n) \end{aligned} \quad (IV.26)$$

En remplaçant :

$$w(n-1) = \phi_{xx}(n-1) r_{xy}(n-1) \quad (IV.27)$$

Dans l'équation (IV.28), on a :

$$w(n) = w(n-1) - k(n)[y(n) - \hat{y}(n)w(n-1)] \quad (IV.28)$$

Cette dernière expression peut être écrite selon la forme suivante :

$$w(n) = w(n-1) - k(n)e(n) \quad (IV.29)$$

C'est l'adaptation en fonction du temps proposée par l'algorithme adaptatif RLS.

IV.2. Réduction des multitrajets par la méthode adaptative :

Dans ce qui suit, nous allons appliquer une autre méthode de réduction des multitrajets, elle est basée sur l'algorithme adaptatif RLS présenté ci-dessus. Cette solution adoptée sert non seulement à réduire l'effet des multitrajets sur la boucle de poursuite de code DLL mais aussi leur influence sur la boucle de poursuite de phase Costas, car l'application de cette méthode fournit l'amplitude (s), le retard (s) et la phase (s) associés au multitrajet (aux multitrajets) ceci est réalisé selon le synoptique de la figure (IV-2) suivant :

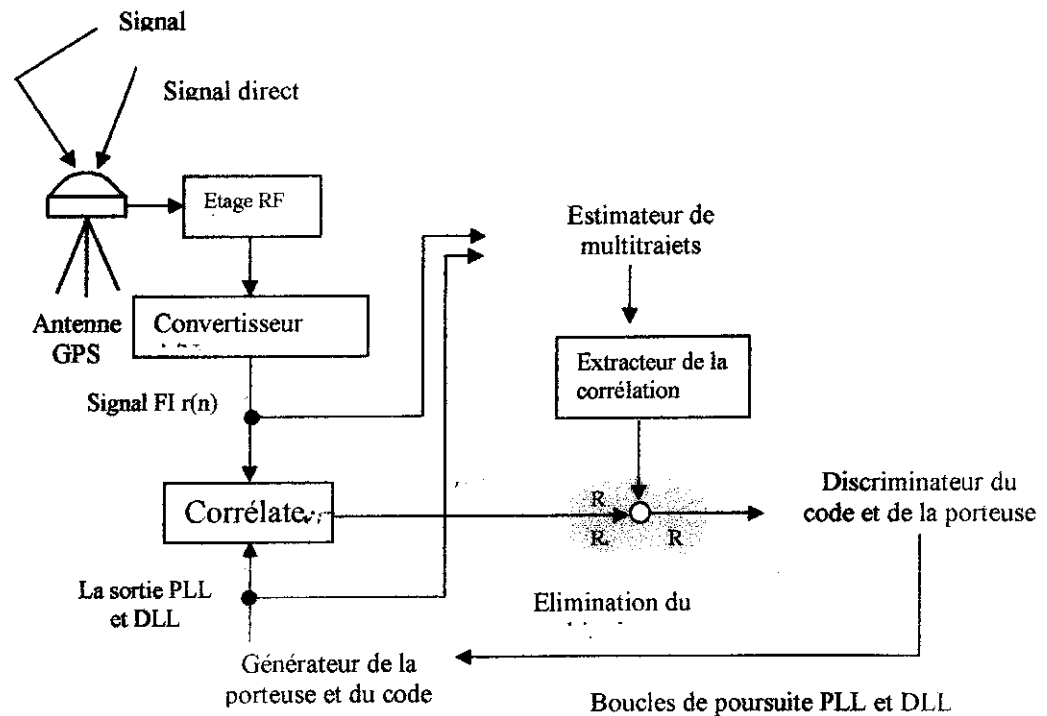


Figure IV.2 : Diagramme du système de réduction des multitrajets

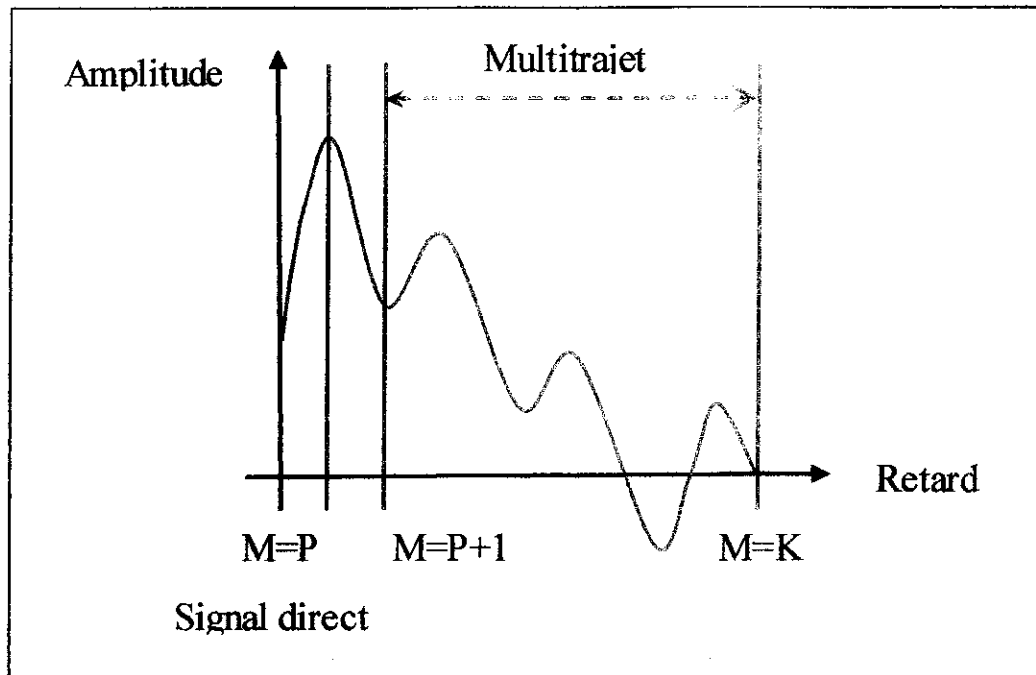


Figure IV-4 : Séparation du retard entre le signal direct et le multitrajet

Dans cette figure le premier pic correspond au signal direct, $m=p$ et les autres pics correspondent aux signaux retardés ($p < m \leq \hat{m}$). Ces derniers seront utilisés afin de calculer une nouvelle fonction de corrélation R_d .

L'équation suivante représente la corrélation d'un signal retardé associé aux estimés d'amplitude ' \hat{A}_m ', du retard ' $\hat{\tau}_m$ ' et de phase porteuse ' $\hat{\theta}_m$ ' :

$$R_m(\tau) = \hat{A}_m R(\tau - \tau_m) \exp j(\hat{\theta}_p - \hat{\theta}_m) \quad (\text{IV.36})$$

Où $R(\tau)$ est l'autocorrélation du signal GPS, elle est donnée par :

$$R(\tau) = E [p(n) p(n-\tau)] \quad (\text{IV.37})$$

Cependant la corrélation R_d de tous les signaux retardés estimés est obtenue comme suit :

$$R_d(\tau) = \sum_{m=p}^M R_m(\tau) \quad (\text{IV.38})$$

IV.2.3.Élimination des multitrajets :

Maintenant, on procède à l'élimination des multitrajets, ceci en calculant la fonction de corrélation $R_C(\tau)$ qui résulte de la différence entre la corrélation $R_d(\tau)$ et la corrélation $R_r(\tau)$:

$$R_C(\tau) = R_r(\tau) - R_d(\tau) \quad (\text{IV.39})$$

Cette opération élimine les multitrajets car la présence de ces derniers sont causes de distorsion de la fonction de corrélation du signal reçu, la **figure (IV-5)** illustre cette bien cette idée.

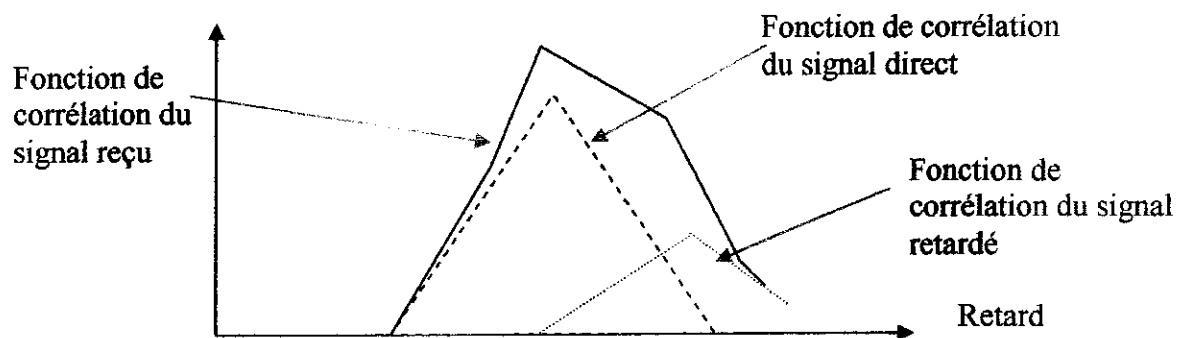


Figure IV.5 : l'autocorrélation du signal GPS affecté par un multitrajet

L'ensemble des processus ainsi réalisés (estimation, extraction et élimination) peut réduire considérablement l'effet des multitrajets à condition que notre algorithme RLS converge exactement.

Simulation :

Nous examinons dans ce qui suit le fonctionnement de l'algorithme RLS. Donc on fait la même simulation que celle faite au chapitre (II) : simulation de l'architecture complète d'acquisition et de poursuite, le réglage de convergence de la boucle costas.

Donc on a considéré en premier lieu un signal GPS centré sur une fréquence intermédiaire de 3Mhz, affecté d'un Doppler qui augmente linéairement à partir de la fréquence :

$$f_c = f_{\text{if_freq}} - 5000 + 500 \cdot (i-1)$$

pour le cas simulé $i=5$:

$$f_c = 3.066 \text{ MHz}$$

Le changement doppler considéré est de 30Hz/s.

Le code phase simulé associé au code C/A est de 300 chips, sachant que la fréquence d'échantillonnage adoptée est de $11 \times 1.023 \text{ MHz}$, ce code phase sera équivalent à 3300 points sur l'axe temporel de la fonction acquisition.

Les résultats de simulation résultat de simulation est donné par la figure (IV-6) ci-dessous, on remarque bien l'apparition du pic de corrélation aux bonnes valeurs introduites.

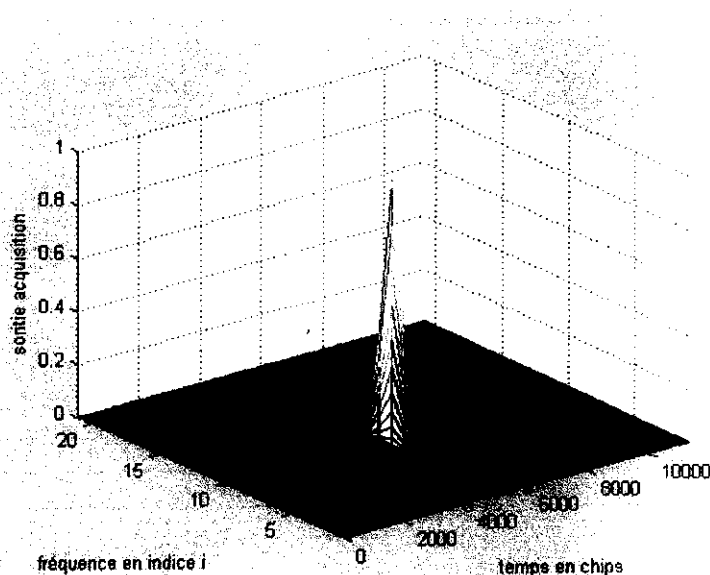


Figure (IV-6) : le pic d'acquisition du signal injecté

La même chose pour la poursuite, on simulera la même du celle utiliser pour la simulation du chapitre (II). Ou on a injecté une séquence de 4 bits Message = [1 -1 1 -1].

La figure (IV-7) montre les résultats de simulation trouvés, la première partie de la figure correspond à la voie en phase 'I' tandis que la deuxième correspond la voie en quadrature 'Q' on récupère les données sur cette dernière. On constate que les données récupérées sont conformes aux données injectées ce qui confirme le bon fonctionnement des deux étages d'acquisition et de poursuite.

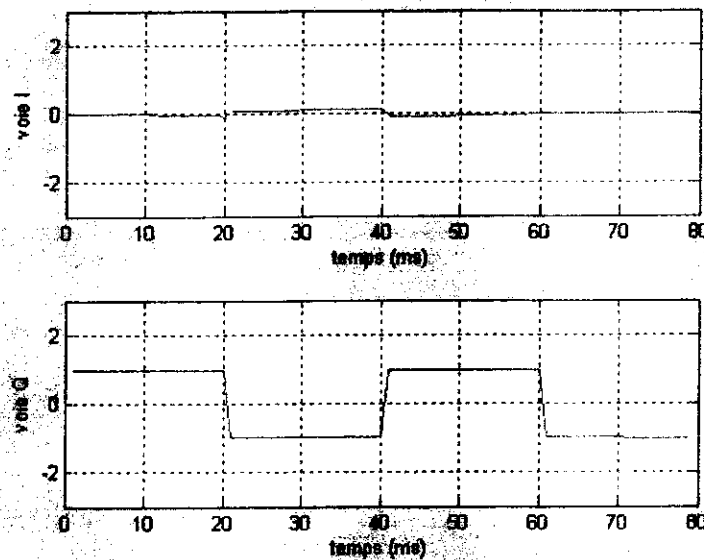


Figure (IV-7) : le message de navigation injecté

La figure (IV-8) présente la différence du doppler obtenue entre le signal GPS injecté et la réplique locale de la PLL simulée. On observe bien la convergence de la boucle Costas.

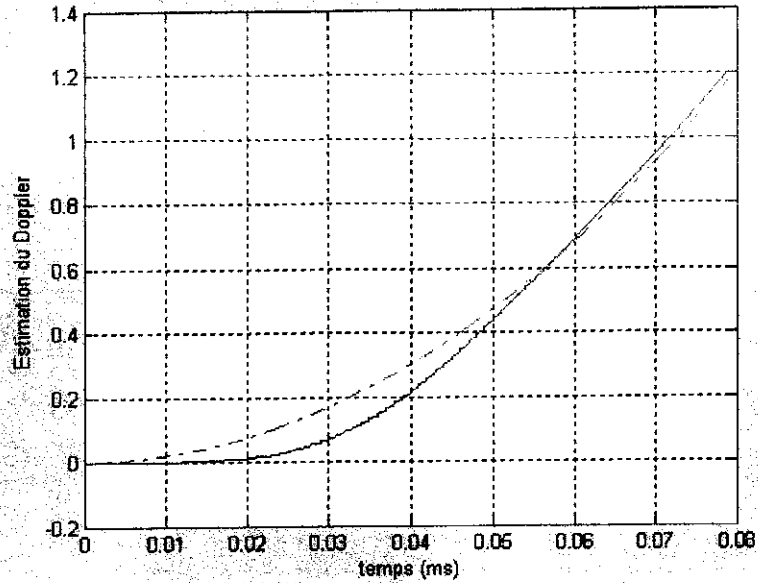


Figure (IV-8) : la sortie de la boucle Contas avec la différence du doppler injecté

Maintenant on injectera un signal GPS plus un multitrajet qui possède un retard inférieur à un chip; on voit clairement d'après le résultat de la **figure (IV-9)** que l'amplitude du pic est augmenté ce qui explique l'effet constructif du multitrajet sur le pic d'acquisition. Comme l'on a vu dans le chapitre (III).

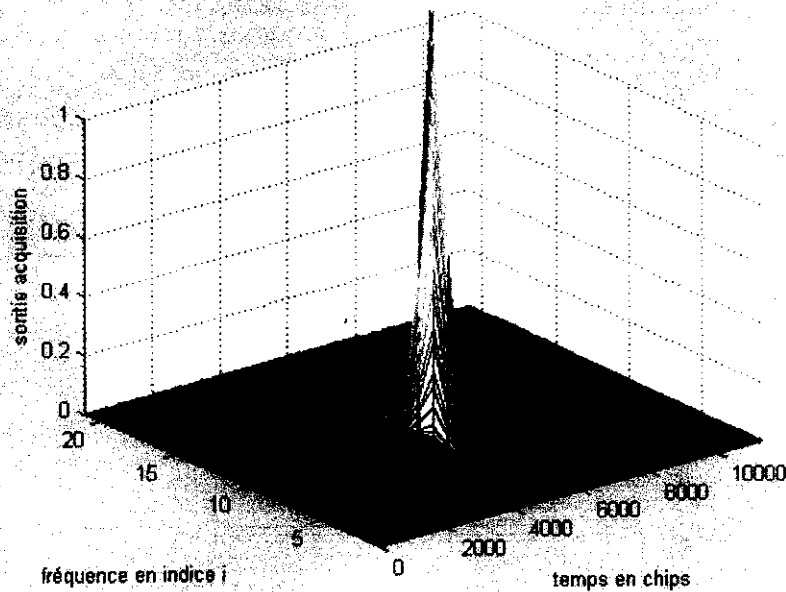


Figure (IV-9) : le pic d'acquisition d'un signal direct plus un multitrajet

Ce multitrajet n'influe pas sur l'acquisition seulement mais sur l'étage de poursuite aussi et précisément la boucle de poursuite de code DLL ou on perd les données du message d navigation comme le montre la **figure (IV-10)**. Puisque la boucle n'arrive pas à capter le réel déphasage du code, et par conséquent on aura de fausses indications de positions.

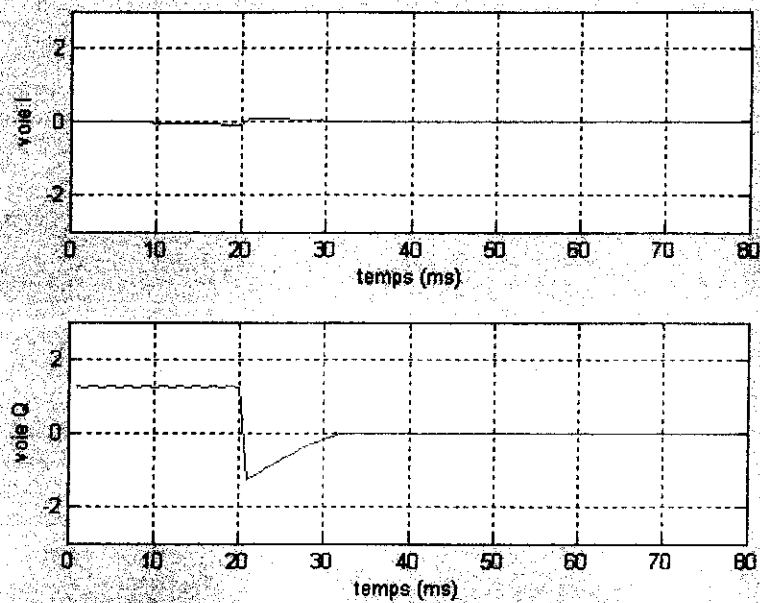


Figure (IV-10) : aucune indication de données injectées

Pour la boucle Costas, sa sortie est divergée **figure (IV-11)**, par conséquent on n'aura pas la bonne valeur de phase. et par conséquent on aura pas les données de navigation.

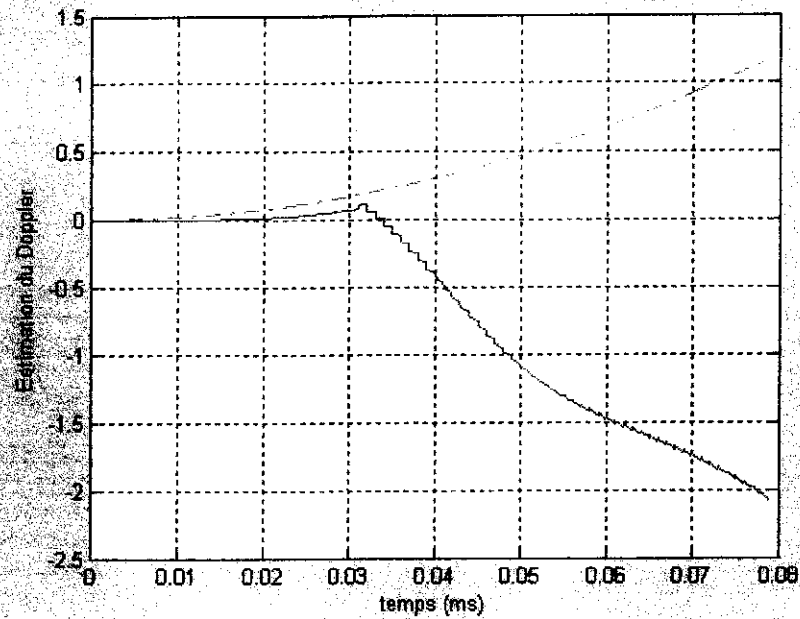


Figure (IV-11) : divergence de la boucle Costas

Par la suite pour régler ce sérieux problème on simulera l'algorithme RLS, qui estime le multitrajet et l'élimine pour récupérer les données perdues le résultat de simulation est données par les figures (IV-12) et (IV-13).

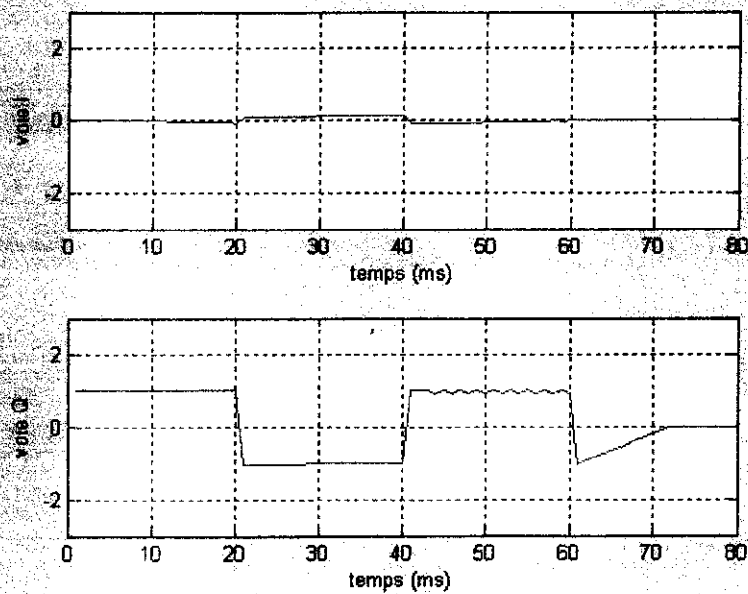


Figure IV-12 : les données récupérées en utilisant RLS

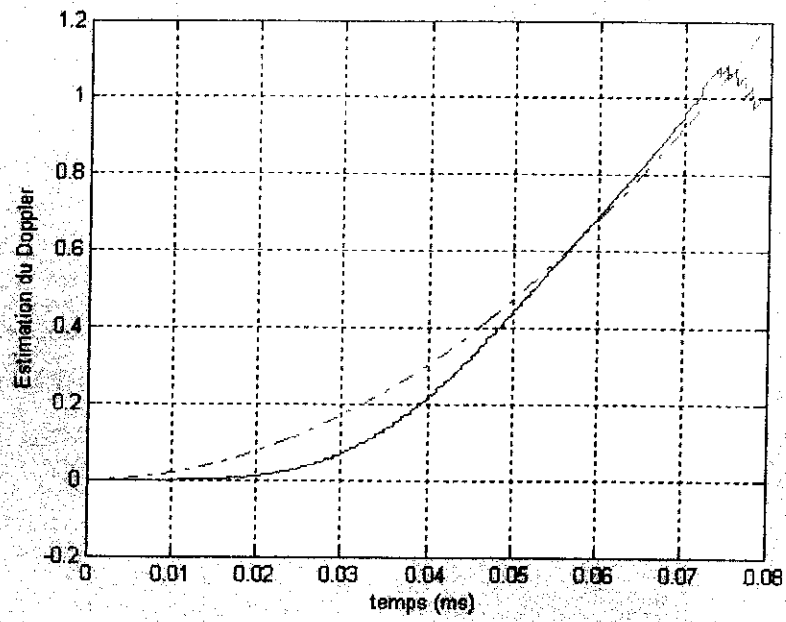


Figure IV-13: convergence de la boucle Costas en utilisant RLS

Conclusion Générale

Conclusion générale

Cette étude est très intéressante dans la mesure où elle m'a permis de me familiariser avec la haute technologie GNSS.

En effet, car j'ai eu la chance de connaître le système de positionnement global d'une façon plus profonde, faire son traitement du signal au niveau du récepteur, les erreurs survenues pendant son fonctionnement et les solutions proposées pour les réduire, Notamment les multitrajets. À partir de cette étude, j'ai constaté que les multitrajets présentent problème majeur influant sur la précision du système.

Les avantages de ce travail ne se cerne pas là, j'ai eu la chance d'étudier la méthode adaptative RLS qui a donné de meilleurs résultats dans la réduction des multitrajets, notant qu'il y a d'autres méthodes adaptatives que j'ai les ai pas abordées telles que MLS, NMLS.

Ce travail réalisé est actuellement contexte de plusieurs travaux de recherches réalisés et publiés récemment, et dont la manière d'obtenir les résultats n'étant jamais divulguée, ce que nous avons obtenu est très proche des résultats données dans les références citées en bibliographie.

En fin, j'espère que ce mémoire sera référence aux futurs travaux.

Annexe

FILTRAGE DE WIENER

On admet que $y(n)$ mesuré peut être modélisé à l'aide d'un modèle MA d'ordre

$$P : \quad y_p(n) = \sum_{k=0}^{p-1} w_k x(n-k).$$

Le but est de retrouver w_k du même à partir de la mesure des signaux d'entrée $x(n)$ et de sortie $y(n)$. Donc $y_w(n)$ aussi proche que possible du signal $y_p(n)$ en minimisant l'erreur quadratique moyenne par ajustement des coefficients w_k .

Si la solution exacte est trouvée, le signal d'erreur n'est pas nul mais égal au bruit de la mesure, pour alléger :

$$\mathbf{w} = \begin{pmatrix} w_0 \\ w_1 \\ w_2 \end{pmatrix}$$

Dans ce cas l'estimateur $y_w(n)$ du signal $y_p(n)$ vaut :

$$Y_w(n) = w_0 x(n) + w_1 x(n-1) + w_2 x(n-2)$$

Avec: $0 \leq n \leq N-1$

Dans ce cas l'erreur est fonction du temps :

$$\varepsilon(n) = y(n) - y_w(n).$$

Le critère quadratique est formulé comme suit :

$$J = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (y(n) - y_w(n))^2$$

On a:

$$J(w_0, w_1, w_2) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (y(n) - w_0 x(n) - w_1 x(n-1) - w_2 x(n-2))^2$$

Dans ce cas:

$$r_{xy}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) x(n+k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n-k) y(n) = r_{yx}(-k).$$

Afin de minimiser le critère on calcule le gradient :

$$\frac{\partial J}{\partial w_0} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (y(n) - w_0 x(n) - w_1 x(n-1) - w_2 x(n-2)) (-x(n)).$$

$$= -2 (r_{xy}(0) - w_0 r_{xx}(0) - w_1 r_{xx}(-1) - w_2 r_{xx}(-2)) = 0.$$

$$\frac{\partial J}{\partial w_1} = -2 (r_{xy}(1) - w_0 r_{xx}(1) - w_1 r_{xx}(0) - w_2 r_{xx}(-1)) = 0.$$

$$\frac{\partial J}{\partial w_2} = -2 (r_{xy}(2) - w_0 r_{xx}(2) - w_1 r_{xx}(1) - w_2 r_{xx}(0)) = 0.$$

Par conséquent, on a:

$$w_0 r_{xx}(0) + w_1 r_{xx}(-1) + w_2 r_{xx}(-2) = r_{xy}(0).$$

$$w_0 r_{xx}(1) + w_1 r_{xx}(0) + w_2 r_{xx}(-1) = r_{xy}(1).$$

$$w_0 r_{xx}(2) + w_1 r_{xx}(1) + w_2 r_{xx}(0) = r_{xy}(2).$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} r_{xx}(0) & r_{xx}(-1) & r_{xx}(-2) \\ r_{xx}(1) & r_{xx}(0) & r_{xx}(-1) \\ r_{xx}(2) & r_{xx}(1) & r_{xx}(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{xy}(0) \\ r_{xy}(1) \\ r_{xy}(2) \end{bmatrix}.$$

$$\Rightarrow R_{xx} w = r_{xy}$$

$$\Rightarrow w = R_{xx}^{-1} r_{xy} \quad \text{formule de Wiener-Hopf}$$

On peut formuler la même démonstration en écriture vectorielle, on pose :

$$w = \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \quad x(n) = \begin{bmatrix} x(n) \\ x(n-1) \\ x(n-2) \end{bmatrix}.$$

$$\rightarrow y_w(n) = \sum_{i=0}^{p-1} w_i x(n-i) = w^T x(n) = x(n)^T w.$$

$$\rightarrow \text{L'erreur : } \varepsilon(n) = y(n) - y_w(n) = y(n) - x(n)^T w.$$

L'erreur $\varepsilon^2(n)$:

$$\begin{aligned} \varepsilon^2(n) &= [y(n) - x(n)^T w]^2 \\ &= y^2(n) - 2y(n)x(n)^T w + w^T x(n)x(n)^T w. \end{aligned}$$

Le critère J :

$$\begin{aligned} J(w) &= E[\varepsilon^2(n)] \\ &= E[y^2(n)] - 2E[y(n)x(n)^T w] + E[w^T x(n)x(n)^T w]. \end{aligned}$$

D'où :

$$J(w) = r_{yy}(0) - 2 r_{xy}^T w + w^T R_{xx} w.$$

Le gradient :

$$\frac{\partial J}{\partial w} = -2 r_{xy} + 2 R_{xx} w.$$

Finalement, le vecteur des paramètres optimaux :

$$W = R_{xx}^{-1} r_{xy}.$$

C'est la solution optimale de Wiener.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Fernando D, Teresa G Ferreira “Advanced Multipath mitigation techniques for GNSS receivers” , 2007
- [2] Saurabh Godha “Investigation of GPS C/A-Code Signal Properties” Department of Geomatics Engineering The University of Calgary ,Jui 2004
- [3] Didier Bouteloup “Présentation du système GPS” N°02 Ecole nationale des sciences Géographique (ENSG), Mars 2003
- [4] J-A Avila-Rodriguez “ received combined GALILEO /GPS frequency and signal Performance Analysis”, California USA , sep 2005
- [5] Kai Borre-Denis M.Akos-Nicolaj Bertelsen “A software defined Galileo and GPS receiver” Birkhauser Boston, 2007
- [6] Torben Larsen “RF Receiver Front-Ends (GPS)”, Aalborg University, Nov 2007.
- [7] J-A Avila-Rodriguez, S_Wallner, J-L Issler, A-R pratt “The new optimized spreading modulation recommended for Galileo E1 OS and GPS L1C “ University of FAF Munich Germany ,sep 2007.
- [8] Avila-Rodriguez “Revised combined Galileo/GPS Frequency and signal Performance Analysis” 2005
- [9] Pratt ,A-R “ Tracking Complex Modulation Waveforms” Californie USA, Avril 2006
- [10] Godet-j «Impact of MBOC to mass market suers segment » 2006
- [11] E_D Kaplan “inderstanding GPS principales and application Artech” 1996
- [12] Van Nee “method of estimating a line of sight signal Propagation time using Reduced Multipath Correlation Function” ,1997.