

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE



*Ministère de l'enseignement supérieur et de  
la recherche scientifique*

**Université de SAAD DAHLEB  
BLIDA**

**Faculté des sciences de l'ingénieur  
Département D'Aéronautique**

**Mémoire de fin d'études  
Pour l'obtention du Diplôme  
D'ingénieur d'Etat en Aéronautique  
Option: Installation**

Thème

# **Traitement et Simulation du signal GPS et Extraction des données de Navigation.**

Encadré par :

M<sup>r</sup> : BENACHENHOU KAMEL.

Présenté par :

DJEDA BILLEL.

BERCHI FARES.

Promotion : 2005/2006.

## RESUME

Ce projet de fin d'études s'inscrit dans le cadre de conception d'un simulateur de récepteur GPS. Une description détaillée des différentes techniques d'acquisition et de poursuite ont été élaborées, comme on retrouve une analyse des filtres et des discriminateurs des deux boucles de poursuite (PLL et DLL). On élabore au premier lieu une simulation du signal GPS qui a été jugé le plus proche possible de la réalité à l'aide du logiciel MATLAB, puis on a présente une modélisation complète de la chaîne de réception dont l'exploitation est assurée par un logiciel nommé **EMNIR**.

## ABSTRACT

The goal of this project is to design a GPS receiver simulator. A detailed description of various acquisition and tracking techniques was elaborated and analyzed, also we find a complete filters and discriminators analysis for the two tracking Loops (PLL and DLL). First we've elaborated a simulation of the GPS signal which was judged nearest possible to reality using MATLAB, then we've presented a complete study and modeling of GPS receiver where exploitation is ensured by our software named **EMNIR**.

## ملخص

في مذكرة نهاية الدراسة تطرقنا إلى محاكاة جهاز GPS ووصف معمق لمختلف طرق الاقتناء والمناجعة كما تمكنا من تحليل المرشح وحلقتي التتابع DLL و PLL. وفي هذا السياق تم إنشاء محاكاة لترددات جهاز GPS مستعملين برنامج MATLAB ثم قمنا بتمثيل نموذج كامل لسلسلة الاستقبال التي طبقناها في برنامج يسمى EMNIR

Blida: 28/06/2006.

## *Remerciements*

*Nous remercions Dieu qui nous a offert le pouvoir d'épargner toute cette patience.*

*A M<sup>r</sup>:BENACHENHOU Kamel qui nous dirigé pour Ce travail qui a été effectué au département d'aéronautique de Blida, a ce M<sup>r</sup> nous tenons à exprimer nos profondes reconnaissances pour l'attention et l'aide permanents qu'il a manifesté et pour la confiance qu'il a fait preuve à notre égard.*

*A nos chers parents qui nous ont soutenus le long de notre cursus d'études.*

*Nous tenons aussi à adresser nos sincères remerciements à tous ce qui nous ont aidé de prés ou de loin.*

*Nous remercions également tout l'ensemble des enseignants du département d'aéronautique de Blida, M<sup>r</sup> le président de jury ainsi que les membres des jurys.*

## Dédicace

*Ils disaient : Il n'y a pas d'ascenseur pour la réussite,  
il faut prendre l'escalier.*

*A une personnes qui a toujours rêvé d'être présente avec moi ce jour  
là juste pour me féliciter, en me souhaitant plus de réussite et de  
bonheurs, juste pour qu'elle puisse sentir et goûter le fruit de son  
éducation et ses précieux conseils. A ma très chère **MERE** qui ne pourra  
jamais assister à mes joies ni à mes bonheurs, que je dédisse  
spécialement ce modeste travail. Que dieu lui protège et lui mène  
son vaste Eden.*

*A mon père pour tous ses sacrifices et sa patience,*

*A mon frère, mes sœurs, pour tous ce qui m'aiment et m'admirent,*

*A mon binôme **JARES** avec qui j'ai tout partagé et à toute sa famille,*

*Je dédisse aussi se travail à tous mes collègues de promotion 2000,*

*A tous mes amis d'enfance et de jeunesse :*

*Jamel, Lotfi, Kader, Fethi, Hamza.....*

*Aux membres du triangle de Bermudas :*

*Aziz, Amine, Khaled, Ilyes, Bekkar, Farid, Jamel, Khelifa, M<sup>ed</sup>,*

*Mostefa, Omar, Salim.....*

**Billel**

## *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail à :*

*A mes très chers parents qui m'ont encouragé le long de mes études  
et soutenu pour leur amour et leur tendresse.*

*A mes frères : HALIM, TAREK, SOFIAINE, ILYES  
MAHDI, WAHIB et HAMZA.*

*A mes sœurs : KARIMA, NASSIMA.*

*A mon binôme BILLEL avec qui j'ai tout partagé  
et à toute sa famille.*

*A tous mes fidèles amis.*

*Je dédise aussi ce travail à tous mes collègues de promotion 2000,*

*A tous mes amis d'enfance et de jeunesse :*

*Boubakar, Aziz,.....*

*Aux membres:*

*Aziz, Amine, Khaled, Ilyes, Bekkar, Farid, Jamel, Khelifa, M<sup>ed</sup>,*

*Mostefa, Omar, Salim.....*

**FARES**

## GLOSSAIRE

**GPS** système de positionnement global.

**Chip** Élément binaire de valeur 0 ou 1 dont sont composés les codes C/A et P.

**Code C/A** Code GPS mis à la disposition des utilisateurs civils sans restrictions que l'on appelle le code d'accès libre et qui est modulé sur la porteuse L1 à la fréquence de 1,023 MHz.

**Code P** Code GPS précis qui par antileurrage n'est plus mis à la disposition des utilisateurs civils; il est modulé à la fois sur les porteuses L1 et L2 à une fréquence de 10,23 MHz.

**Éphémérides diffusées** Ensemble de paramètres décrivant la position des satellites en fonction du temps qui sont émis (diffusés) par les satellites.

**Éphémérides précises** Ensemble de paramètres décrivant avec exactitude la position des satellites en fonction du temps qui sont calculés d'après les données recueillies à des stations de poursuite GPS dispersées dans le monde.

**Erreur de l'horloge du récepteur** Erreur due à l'inexactitude de la mesure du temps de réception d'un signal par l'horloge du récepteur.

**Erreur ionosphérique** Retard dans la transmission des signaux GPS attribuable à leur passage à travers l'ionosphère.

**Erreur troposphérique** Retard dans la transmission des signaux GPS attribuable à leur passage à travers la troposphère.

**Fichier d'almanach** Fichier de données qui contient des paramètres tronqués décrivant la position des satellites GPS en fonction du temps utilisés pour calculer des prévisions en matière de disponibilité, de visibilité et de géométrie des satellites.

**Fréquence porteuse** Rayonnement électromagnétique continu d'une amplitude et d'une fréquence constantes émis par un émetteur radio. Les satellites GPS émettent sur deux fréquences porteuses : L1 à 1575,42 MHz et L2 à 1227,60 MHz, sur lesquelles les codes et les messages des satellites sont modulés par déplacement de phase.

**Message du satellite** Bloc d'information modulée sur les deux fréquences porteuses L1 et L2 et comprenant, entre autres, les éphémérides diffusées et l'état du satellite.

## NOTATION

$c$  Vitesse de la lumière dans le vide

GPS Système de positionnement global

Hz Hertz (cycles par seconde) - Unité de mesure de la fréquence

MHz Mégahertz (voir Hz)

RINEX Format d'échange de données GPS indépendant du récepteur

$t_r$  Temps de réception

$t_t$  Temps de transmission

$x_r, y_r, z_r$  Coordonnées du récepteur

$x_s, y_s, z_s$  Coordonnées du satellite

## *TABLE DES ILLUSTRATIONS*

<i>Figures</i>	<i>Description</i>	<i>Page</i>
Figure I-1	Construction d'un signal GPS	12
Figure I-2	Le spectre du signal GPS	14
Figure I-3	La génération de code C/A	15
Figure I-4	Fonction d'autocorrélation d'un code C/A PRN1	18
Figure I-5	Fonction d'autocorrélation d'un code C/A PRN1	19
Figure I-6	Fonction d'intercorrélation d'un code C/A (PRN1/PRN12)	20
Figure I-7	Message de navigation	21
Figure I-8	Structure du message	22
Figure I-9	La structure du message GPS	23
Figure I-10	Format du message GPS (subframe 1 a 5)	24
Figure I-11	Format de TLM et HOW	25
Figure I-12	Fréquence Doppler provoquée par le mvt de satellite	26
Figure I-13	L'architecture générale du récepteur GPS	30
Figure I-14	L'étage RF	32
Figure I-15	Conditionnement du signal	32
Figure I-16	Le principe de conversion du signal RF en FI	34
Figure I-17	La fréquence image	35
Figure I-18	Résultat d'acquisition d'un satellite présent	38
Figure I-19	Résultat d'acquisition d'un satellite absent	39
Figure I-20	Positionnement autonome	41
Figure II-1	Schéma de l'acquisition série	44
Figure II-2	Schéma de l'acquisition parallèle	45
Figure II-3	Extraction de la porteuse du signal GPS	46
Figure II-4	Schéma de l'acquisition parallèle sur le code phase	48

Figure II-5	Schéma de base de la démodulation	50
Figure II-6	Bloc de base de la DLL	53
Figure II-7	Corrélation avec les trois répliques générées localement	53
Figure II-8	DLL avec six corrélateurs	54
Figure II-9	Les différents discriminateurs de la DLL	55
Figure II-10	Schéma fonctionnel de la PLL	56
Figure II-11	La boucle Costas	57
Figure II-12	Différents réponses des discriminateurs	58
Figure II-13	Concept de base de la PLL	59
Figure II-14	Modèle numérique de la PLL de second ordre	65
Figure II-15	Filtre de la boucle PLL	66
Figure II-16	Schéma global de poursuite	67
Figure II-17	Orbite d'un satellite	68
Figure II-18	Orbite du satellite et les paramètres de Kepler dans le ECEF	70
Figure II-19	Le plan orbital	70
Figure III-1	Le bloc Simulink pour la simulation du code GOLD	77
Figure III-2	Le bloc Simulink pour la simulation du signal d'un satellite	80
Figure III-3	Représentation globale de la simulation du signal a l'entrée du récepteur.	81
Figure III-4	Schéma bloc de La première méthode de l'acquisition	82
Figure III-5	Illustration d'un exemple de la première méthode de l'acquisition	83
Figure III-6	Résultat de l'acquisition pour un canal cale sur un mauvais code	87
Figure III-7	Résultat de l'acquisition pour un canal cale sur le bon code	87
Figure IV-1	Corrélation entre les trois répliques et le code du signal reçu.	90
Figure IV-2	La repense du discriminateur de code	91

Figure IV-3	La réponse de la DLL	92
Figure IV-4	Réponse de la PLL second ordre.	94
Figure IV-5	Réponse de la PLL pour différents zêta ( $\zeta$ ).	95
Figure IV-6	La repense en fréquence des deux boucles PLL	96
Figure IV-7	La réponse de la PLL.	97
Figure IV-8	Transition due au bit de navigation.	101
Figure IV-9	Les bits de navigation.	102
Figure IV-10	Les bites de navigation après filtrage.	103
Figure IV-11	Résultat de corrélation (séquence navigation-Preamble).	104
Figure IV-12	La structure de TLM et HOW.	105
Figure IV-13	Menu principal du logiciel EMNIR.	109

## *LISTE DES TABLEAUX*

<i>Tableau</i>	<i>Description</i>	<i>Page</i>
Tableau I-1	Les différentes combinaisons spécifiques pour chaque PRN	16
Tableau I-2	Contenu des subframe du signal GPS	22
Tableau II-1	Les différents discriminateurs de la boucle DLL	55
Tableau II-2	Les divers types de discriminateurs dans la PLL	57
Tableau II-3	Description des paramètres de Kepler	69
Tableau II-4	Quelques paramètres d'éphémérides	71
Tableau IV-1	Les paramètres d'éphémérides	106

# SOMMAIRE

<b>Introduction générale</b> .....	10
------------------------------------	----

## **Chapitre I : description du signal et du récepteur GPS**

I-1/ Introduction .....	11
I-2/ Structure du signal GPS .....	12
I-3/ Création du signal GPS .....	13
I-4/ Construction des codes de gold .....	15
I-4-1/ La génération du code C/A .....	15
I-4-2/ Propriétés de corrélation des codes GOLD .....	17
I-5/ Structure du message de navigation .....	21
I-5-1/ Contenu du message de navigation .....	22
I-5-2/ TLM et HOW .....	25
I-6/ Le Doppler .....	26
I-7/ Architecture d'un récepteur GPS .....	29
I-7-1/ L'antenne .....	31
I-7-2/ L'étage RF .....	31
I-7-2-1/ Conditionnement du signal .....	32
I-7-2-2/ La conversion de fréquence .....	32
I-7-2-3/ La fréquence Image .....	34
I-7-3/ Convertisseur A/N .....	35
I-8/ Le module numérique .....	36
I-8-1/ L'acquisition .....	37
I-8-2/ La poursuite .....	37
I-8-3/ Extraction des données de navigation .....	39
I-9/ calcul de la position .....	40

## **Chapitre II : Analyse théorique du traitement de signal GPS.**

II-1/ Introduction .....	43
II-2/ Acquisition .....	43

II-2-1/ Introduction .....	43
II-2-2/ L'acquisition série .....	43
II-2-2/ L'acquisition parallèle sur la fréquence .....	45
II-2-3/ L'acquisition parallèle sur le code phase .....	47
II-3/ La poursuite .....	50
II-3-1/ Introduction .....	50
II-3-2/ Démodulation .....	50
II-3-3/ Poursuite de code .....	52
II-3-4/ Poursuite de la porteuse .....	56
II-3-5/ le choix de la PLL .....	58
II-3-6/ Schéma bloc de la poursuite .....	67
II-4/ Calcul de la position des satellites .....	68
II-4-1/ La description de Kepler d'une orbite .....	68
II-4-2/ Les données d'éphémérides .....	71
II-4-3/ calcul de la position d'un satellite à partir des éphémérides .....	72
II-5/ Calcul de la position du récepteur .....	73
II-5-1/ Linéarisation de l'équation d'observation .....	73

### **Chapitre III : Simulation du signal GPS et de l'ACQUISITION.**

III-1/ Simulation du signal .....	76
III-1-1/ Introduction .....	76
III-1-2/ Génération du code C/A .....	76
III-1-3/ Implémentation Simulink .....	76
III-1-4/ Génération du signal GPS en utilisant des données réelles issus des fichiers RINEX .....	78
III-1-5/ Implémentation simulink .....	79
III-2/ Simulation de la 1 <sup>ère</sup> méthode de l'acquisition .....	82
III-2-1/ Implémentation simulink .....	82
III-2-2/ Avantages et inconvénients de la méthode .....	84
III-3/ simulation de la 3 <sup>ème</sup> méthode .....	84
III-3-1/ Algorithme du programme adopté pour la 3 <sup>ème</sup> méthode .....	84

III-3-2/ Avantages de la méthode .....	88
----------------------------------------	----

## **Chapitre IV: *Simulation de la poursuite et extraction du message navigation.***

IV-1/ Introduction .....	89
IV-2/ Poursuite du code .....	89
IV-3/ Poursuite de la porteuse .....	93
IV-3-1/ Choix du coefficient d'amortissement .....	94
IV-3-2/ Choix de la bande de la boucle .....	96
IV-4/ Organigramme de poursuite du signal GPS .....	98
IV-5/ Synchronisation du bit de navigation .....	101
IV -5-1/ La valeur du bit (troncation) .....	102
IV -6/ Décodage du message de navigation .....	103
IV -6-1/ Localisation du Preamble .....	103
IV -6-2/ Extraction des données de navigation .....	105
IV-7/ Représentation du logiciel EMNIR .....	107
IV-7-1/ But .....	107
IV-7-2/ Description du logiciel EMNIR.....	108

<b>CONCLUSION GÉNÉRALES .....</b>	<b>110</b>
-----------------------------------	------------

**ANNEXE**

**BIBLIOGRAPHIES**

I Introduction

Générale

## INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le Système de positionnement global (GPS) (Global Positioning System) est un système de radionavigation par satellites mis en place par la Défense américaine en vue d'applications de positionnement militaire et en second lieu, mis à la disposition de la communauté civile. La navigation et les systèmes d'information géodésiques ne sont que quelques uns des domaines dans lesquels la technologie du GPS a été appliquée avec succès.

Le GPS est un système complexe qui peut servir à établir une position avec une exactitude allant de 10 m à quelques millimètres, selon l'équipement utilisé et la procédure suivie. En règle générale, plus l'exactitude du positionnement est grande, plus les coûts sont élevés et plus les procédures d'observation et de traitement sont complexes. Il importe donc aux utilisateurs de comprendre quelles techniques leur permettent d'atteindre l'exactitude souhaitée, moyennant des coûts et une complexité les moins grands possibles.

L'objectif recherché à travers notre travail est de construire sous Matlab des programmes d'acquisition et de boucles de poursuite permettant de déterminer d'une part le code utilisé pour le codage du message et d'autre part le retard et le déphasage dus à la propagation du signal. Ces paramètres servent ensuite à extraire les informations émises par le satellite. Cette thèse vise à fournir les connaissances de base et l'information concernant les procédures nécessaires pour appliquer de manière efficace la technologie du GPS.

Ce travail comprend quatre chapitres principaux :

Une description générale du signal est exposée au premier chapitre, on trouve, entre autres, les différents étages du récepteur GPS.

Le deuxième chapitre traite d'autres thèmes, entre autres, une analyse théorique du signal GPS tel que les différentes méthodes d'acquisitions ainsi que l'étude des deux boucles de poursuite et le calcul de position du récepteur à partir du message de navigation en utilisant des données réelles extraite de RINEX.

Pour une raison de mieux comprendre le traitement de signal GPS on introduit dans les deux derniers chapitres, une simulation du signal GPS, de deux méthodes d'acquisition ainsi les deux boucles de poursuite DLL (Delay Lock Loop) et PLL (Phase Lock Loop).

# Chapitre I

## Description du signal et du récepteur GPS

### I-1. INTRODUCTION :

Le système GPS (Global Positioning System) a été conçu pour permettre d'obtenir, partout dans le monde et rapidement, des données de positionnement tridimensionnelles, avec une précision de l'ordre de quelques mètres. Il se base sur une constellation de satellites, qui émettent en permanence un signal daté, et un réseau de stations au sol qui surveillent et gèrent les satellites. Les récepteurs sont passifs et le nombre d'utilisateurs est donc illimité. La localisation est possible dès lors que quatre satellites sont visibles : il y a en effet quatre inconnues à déterminer, les trois coordonnées spatiales, ainsi que le temps, puisque le récepteur au sol n'est pas synchronisé avec les satellites. Pour ce faire, les 24 satellites du système sont équirépartis sur six orbites de façon à garantir qu'au moins quatre satellites soient visibles en permanence (un satellite étant considéré comme visible dès lors que son angle d'observation est supérieur à  $15^\circ$  par rapport à l'horizon), et ce, partout sur Terre.

Chaque satellite transmet son signal s'étendant sur deux fréquences radio différentes : 1575.42 Mégahertz qui désigné sous le nom *du porteuse L1*, et 1227.60 Mégahertz indiqués comme *porteuse L2*.

Sur lesquelles sont Superposées à ces derniers des codes pseudo-aléatoires, numériques, biphasés appelés les codes PRN (bruit pseudo-aléatoire) qui sont uniques à chaque satellite.

Ceci signifie simplement que le signal convoyeur est modulé en changeant sa phase dans les deux sens (biphasé). Cette modulation du signal est très longue et compliquée. Il ressemblerait simplement à un groupe de bruit aléatoire qui n'a semblé aucun raisonnable du tout. Mais il est vraiment à un sens pour ceux dans le savoir. Ainsi le bruit pseudo-aléatoire a des limites. Il y a deux types de codes pseudo-aléatoires différents employés par le GPS, qui sont *le code brut d'acquisition* (C/A-Code), parfois appelé "le code civil" et *le code précis ou protégé* (P-Code) P(Y).

## I-2. STRUCTURE DU SIGNAL GPS:

Le système GPS a une fréquence de base  $f_0 = 10,23$  MHz, qui définit toutes les autres fréquences utilisées par le système. Les satellites émettent ainsi sur deux fréquences porteuses L1 et L2 :

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

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

La fréquence de base est générée dans les satellites par des horloges atomiques, celle-ci étant légèrement décalée pour compenser les effets relativistes. Le système utilise de plus deux codes pour transmettre les données de navigation :

**Le code P** (*precision*), cadencé à 10,23 MHz, est un code militaire dont l'encodage n'a pas été rendu public. Il a une période libre de 266 jours (soit 38 semaines).

**Le code C/A** (*coarse/acquisition*) est quant à lui cadencé à 1,023 MHz ; c'est un code de Gold (nous reviendrons plus loin sur ses propriétés). Chaque satellite a un code unique, distinct des autres codes. Le code C/A permet une localisation plus rapide, mais moins précise ; il est de plus accessible à tous.

Les données de navigation sont transmises par un signal D prenant les valeurs 0 ou 1, dont la fréquence est de 50 Hz (ce qui signifie que l'on transmet 50 bits par secondes).

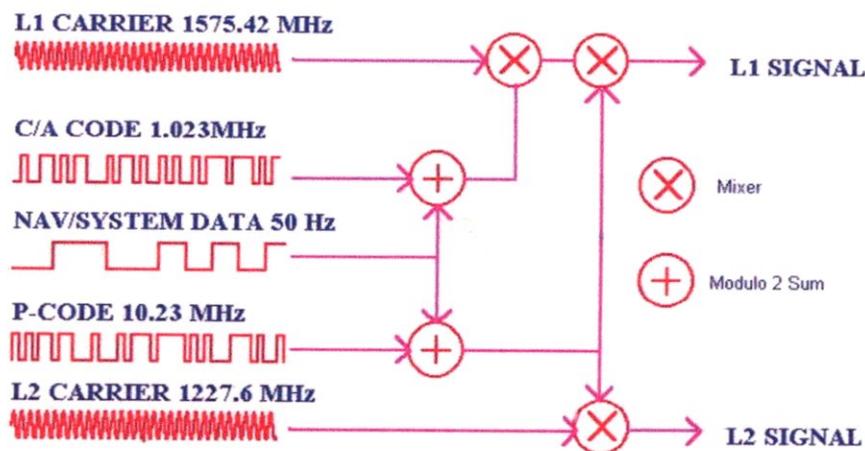


Figure I-1: Construction d'un signal GPS.

### I-3. CRÉATION DU SIGNAL :

Afin de créer le signal GPS, on réalise en premier lieu une addition modulo 2 entre le message de navigation et le code choisi (P ou C/A), le signal résultant sera numérisé puis multiplié par la porteuse L1, par conséquent cette dernière est modulée en phase par le signal  $P \oplus D$  et en quadrature par le signal  $C/A \oplus D$  (où  $\oplus$  représente l'opérateur XOR). La porteuse L2 est simplement modulée en phase par le signal  $P \oplus D$ . Le synoptique de la figure (I-1) illustre le processus de génération du signal GPS. Si on examine ce synoptique de gauche vers la droite, on constate que l'horloge de base ( $f_0 = 10,23$ ) est multiplié par 154 et 120 afin de générer les deux porteuses L1 et L2. Le générateur de données génère le message de navigation tandis que le générateur de code génère le code considéré. C'est deux codes sont combinés a travers une addition modulo 2 et le signal résultant sera numérisé puis multiplié par la porteuse L1, sur cette porteuse modulée en BPSK on note que le code C/A est en quadrature par rapport au code P, au contraire sur la porteuse L2 on ne trouve que le code P.

En résumé, le signal ainsi réalisé est donné sous la forme:

$$S_1 = A_p(P \oplus D)(t) \cdot \cos(2\pi.L_1.t + \Phi) + A_c(C/A \oplus D)(t) \cdot \sin(2\pi.L_1.t + \Phi) \quad (I-1)$$

$$S_2 = B_p(P \oplus D)(t) \cdot \cos(2\pi.L_2.t + \Phi) \quad (I-2)$$

Où  $A_p$ ,  $A_c$ , et  $B_p$  correspondent aux niveaux de sortie des signaux,  $\Phi$  représente les imperfections de l'oscillateur, et où  $(P \oplus D)(t)$  et  $(C/A \oplus D)(t)$  prennent les valeurs 1 ou -1.

Finalement, on s'intéresse au spectre fréquentiel du signal GPS. Le signal peut, comme on l'a vu ci-dessus, s'écrire comme étant de la forme  $S(t) = p(t) \cdot g(t)$  où  $p$  est une sinusoïde et  $g$  est la fonction caractéristique de l'intervalle  $[0, T]$ ,

$T$  représente la période du code choisi. Le spectre de  $S$  sera donc de la forme:

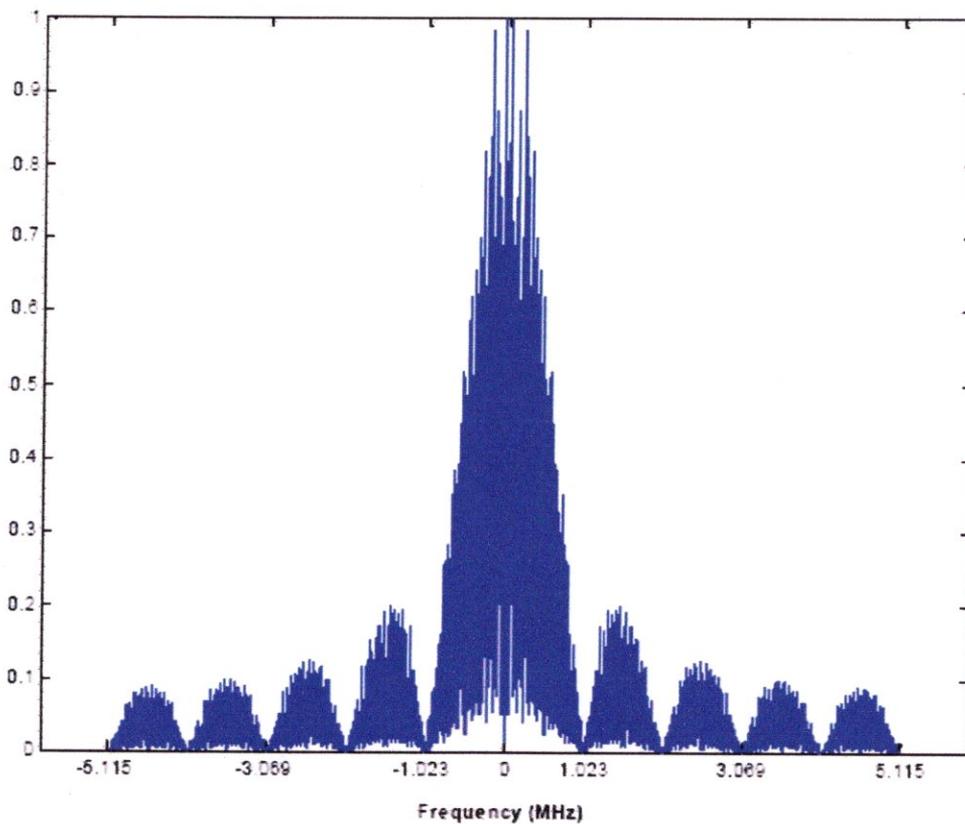
$$\hat{S} = \frac{1}{2\pi} \hat{p}^* \hat{g} \quad (I-3)$$

Avec :

$$\hat{p} = \frac{1}{2}(\delta(\omega - 2\pi L_1) + \delta(\omega + 2\pi L_1))$$

$$\hat{g} = \frac{1}{\omega}(1 - e^{-iT\omega}) = \frac{e^{-iT\omega/2}}{\omega} \sin(T\omega/2) \quad (\text{I-4})$$

Le spectre de  $S$  est donc un sinus cardinal centré à la fréquence de la porteuse. L'allure de la puissance spectrale normalisée du signal  $LI$  est donnée dans la figure (I-2) ci-dessous :



**Figure I-2 :** Le spectre du signal GPS.

#### I-4. CONSTRUCTION DES CODES DE GOLD :

Les caractéristiques du code de C/A sont définies ci-dessous en termes de sa structure et la méthode de base employée pour lui produire. Le récepteur d'utilisateur est alors exigé indépendamment pour se produire et synchroniser avec le code de C/A transmis par satellite et pour effectuer l'addition modulo 2 afin de décoder et interpréter le message de navigation.

##### I- 4-1. La génération du code C/A :

Le code C/A (Coarse/Acquisition) est un code relativement court de 1023 bits et d'une milliseconde de période, il est généré à 1.023 Mhz, on note que c'est un code de Gold qui est retenu grâce à ces propriétés de corrélation, ce qui autorise le multiple accès sur une seule fréquence car chaque satellite émet sur les fréquences L1 et L2 et la sélection se fait uniquement par le code.

La figure (I-3) 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 G2. Ces deux sorties sont additionnées modulo 2 avant d'être à leur tour additionnées à la sortie du registre G1. On note que le vecteur d'initialisation des registres G1 et G2 est '1111111111'.

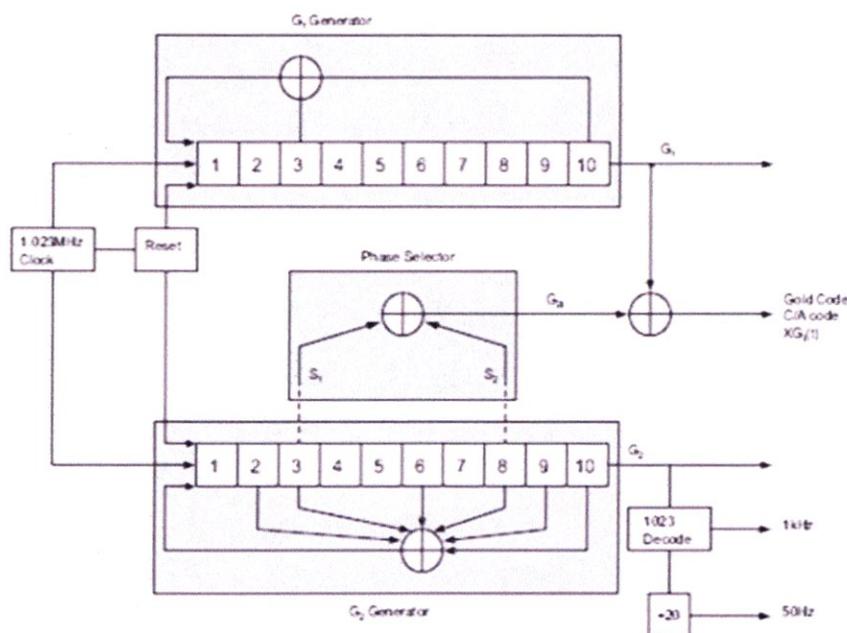


Figure I-3 : La génération du code C/A.

N° ID du satellite	N° PRN en GPS	Sélection du code phase	10 1 <sup>er</sup> chips octal
1	1	2 ⊕ 6	1440
2	2	3 ⊕ 7	1620
3	3	4 ⊕ 8	1710
4	4	5 ⊕ 9	1744
5	5	1 ⊕ 9	1133
6	6	2 ⊕ 10	1455
7	7	1 ⊕ 8	1131
8	8	2 ⊕ 9	1454
9	9	3 ⊕ 10	1626
10	10	2 ⊕ 3	1504
11	11	3 ⊕ 4	1642
12	12	5 ⊕ 6	1750
13	13	6 ⊕ 7	1764
14	14	7 ⊕ 8	1772
15	15	8 ⊕ 9	1775
16	16	9 ⊕ 10	1776
17	17	1 ⊕ 4	1156
18	18	2 ⊕ 5	1467
19	19	3 ⊕ 6	1633
20	20	4 ⊕ 7	1715
21	21	5 ⊕ 8	1746
22	22	6 ⊕ 9	1763
23	23	1 ⊕ 3	1063
24	24	4 ⊕ 6	1706
25	25	5 ⊕ 7	1743
26	26	6 ⊕ 8	1761
27	27	7 ⊕ 9	1770
28	28	8 ⊕ 10	1774
29	29	1 ⊕ 6	1127
30	30	2 ⊕ 7	1453
31	31	3 ⊕ 8	1625
32	32	4 ⊕ 9	1712
***	33	5 ⊕ 10	1745
***	34**	4 ⊕ 10	1713
***	35	1 ⊕ 7	1134
***	36	2 ⊕ 8	1456
***	37**	4 ⊕ 10	1713

Tableau I-1 : Les différentes combinaisons spécifiques pour chaque PRN.

### I-4-2. Propriétés de corrélation des codes GOLD :

L'accès au signal du satellite se fait par la sélection de son code (CDMA), par conséquent les codes C/A ont été choisis en fonction de leur propriété d'intercorrélation. Ceci permet à un récepteur GPS d'effectuer des mesures sur les signaux reçus d'un satellite sans être perturbé par la mesure simultanée des autres satellites visibles.

Un récepteur souhaitant s'accrocher sur un satellite doit générer un code identique au code reçu dans un canal de traitement. Puis le récepteur doit effectuer le produit des deux codes et intégrer le résultat sur un certain temps pour extraire le signal du bruit et pour éliminer les signaux des autres satellites. Cette fonction de corrélation s'exprime de la manière suivante :

$$K_{c_i c_j}(m) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} c_i(k) c_j(k+m) \quad (I-5)$$

Par décalage successif de sa réplique, le récepteur cherche un maximum obtenu lorsque les deux codes sont en phase. Une fois le maximum est trouvé, un verrouillage sur le signal est réalisé par des boucles de poursuite de code et de la porteuse. Celles-ci effectueront les mesures nécessaires afin d'élaborer les pseudo distances et les fréquences Doppler des satellites.

L'autocorrélation s'exprime comme suit :

$$K_{c_i c_i}(m) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} c_i(k) c_i(k+m) \quad (I-6)$$

Les codes C/A sont des codes de Gold élaborés de telles manières que la fonction d'autocorrélation d'après l'équation (I-6) prenne les valeurs suivantes :

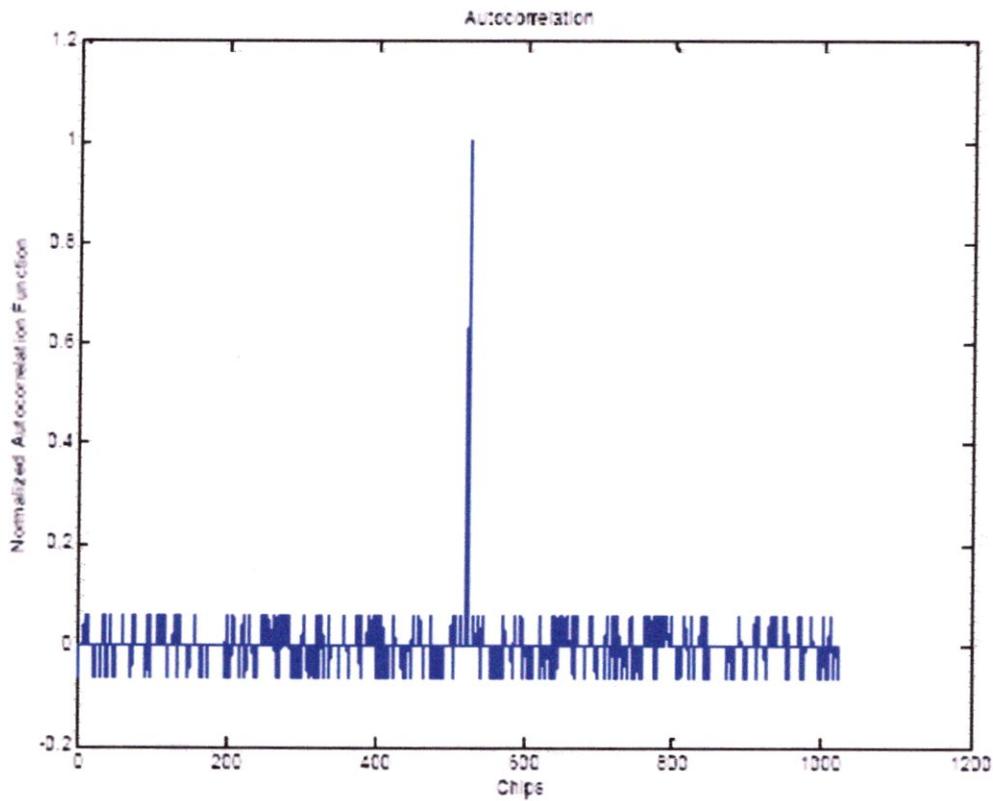
$$K_{c_i c_i}(m) = \begin{cases} 1 \\ -\frac{1}{L} \text{ or} \\ -\frac{1}{L} t(n) \text{ or} \\ \frac{1}{L} [t(n) - 2] \end{cases} \quad \text{où} \quad t(n) = \begin{cases} 1 + 2^{\frac{n+1}{2}} & n \text{ impair} \\ 1 + 2^{\frac{n+2}{2}} & n \text{ pair et non divisible par 4} \end{cases}$$

Ou  $n=10$  dans le cas du GPS, ce qui donne :  $L=2^{10}-1=1023$

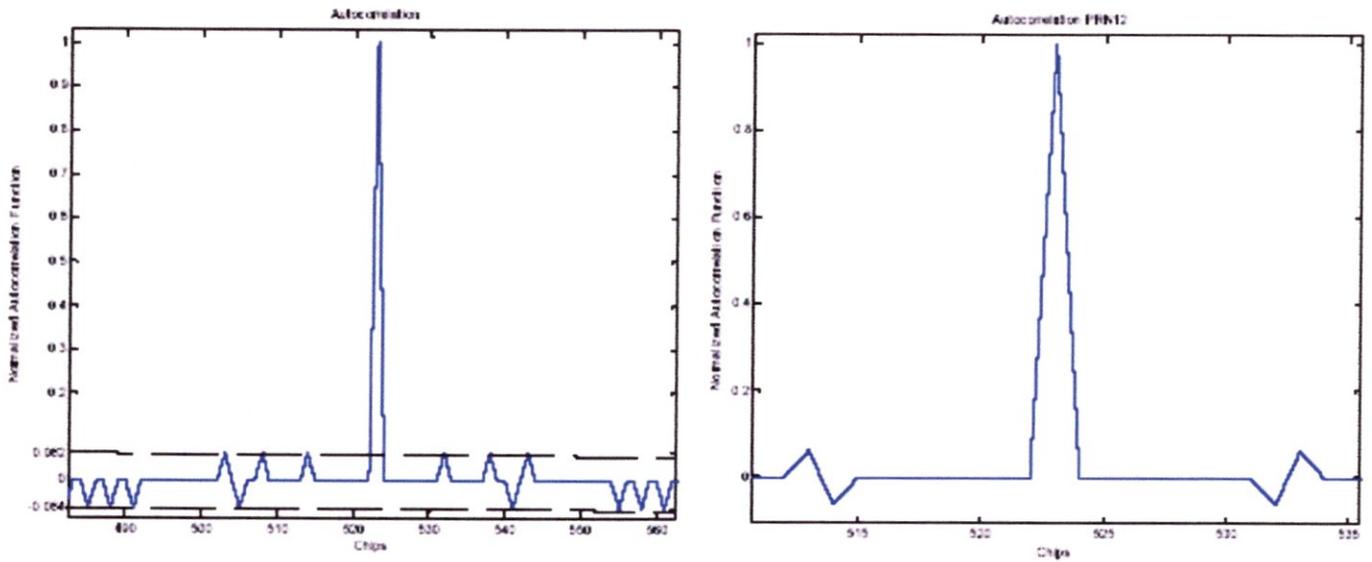
Par conséquent:

$$K_{c,c_j}(m) = \begin{cases} 1 \\ -\frac{1}{L} = \frac{-1}{1023} = -0.001 \\ -\frac{1}{L}t(n) = \frac{-65}{1023} = -0.0635 \\ \frac{1}{L}[t(n)-2] = \frac{63}{1023} = 0.0616 \end{cases}$$

On peut alors en déduire l'allure de la fonction d'autocorrélation de ces codes qui est donnée par la figure (I-4). Les valeurs citées sont bien illustrées sur la figure (I-5).



**Figure I-4 :** Fonction d'autocorrélation d'un code C/A PRN1



**Figure I-5:** Fonction d'autocorrélation d'un code C/A PRN1.

L'autre propriété importante des codes Gold et la fonction d'intercorrélation, cette dernière s'exprime par :

$$K_{c_i c_j}(m) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} c_i(k) c_j(k+m) \quad (\text{I-7})$$

Les valeurs de cette fonction sont les suivantes :

$$-1/1023 = -0.001$$

$$-65/1023 = 0.0635$$

$$63/1023 = 0.0616$$

On constate que la valeur maximale est 65 seulement au lieu de 1023 (ou 65/1023) ce qui signifie qu'on peut considérer qu'il n'y a aucune corrélation entre deux codes différents. Cette propriété très importante clarifiée par la figure (I-6) justifie l'utilisation du concept CDMA dans la réception des signaux GPS.

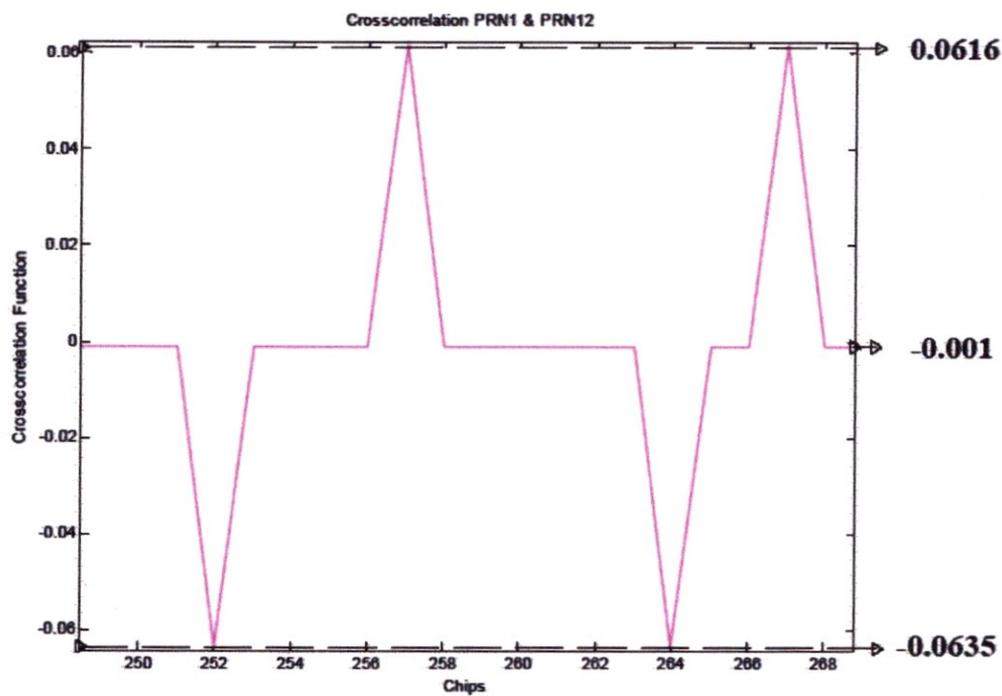
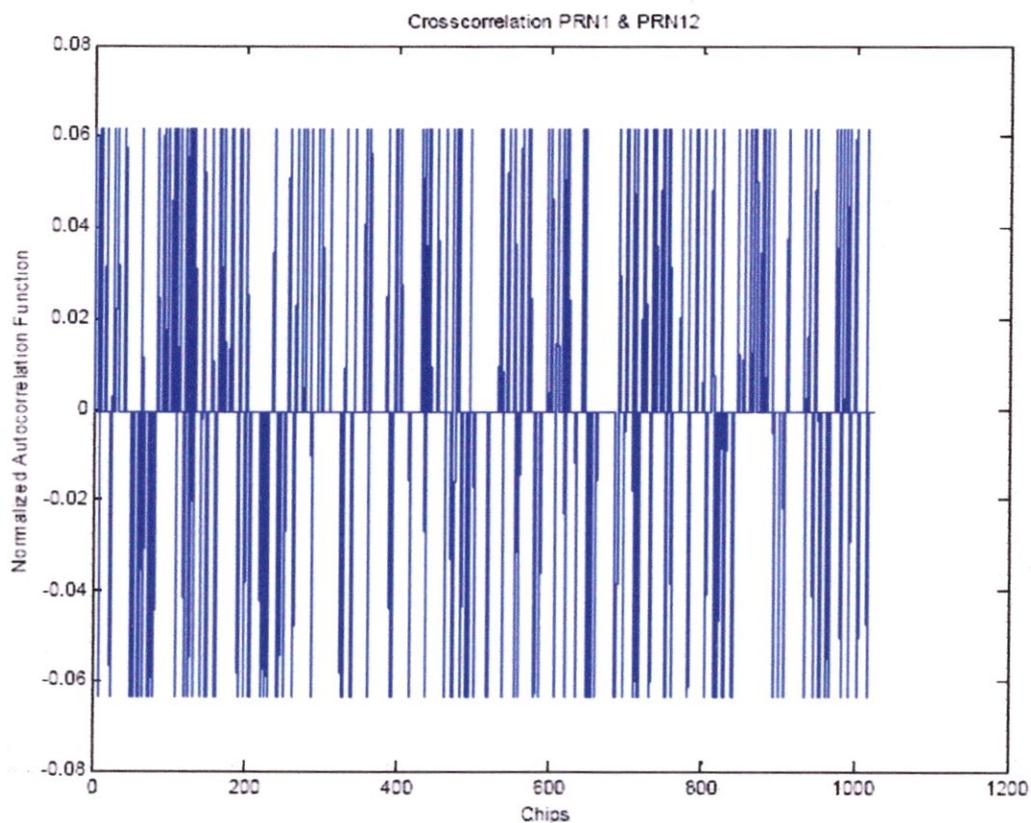


Figure I-6: Fonction d'intercorrélation d'un code C/A (PRN1/PRN12)

### I-5. STRUCTURE DU MESSAGE DE NAVIGATION :

Le message de navigation est composé de trames de 1500 bits. Chaque trame dure 30 secondes du fait du débit de 50 bps (bits par seconde). Chaque trame contient 5 subframes de 10 mots de 30 bits. Les subframes 1 à 3 ont leur contenu qui ne change pas en général de trame à trame alors que les sous trames 4 et 5 contiennent différentes pages à chaque frame.

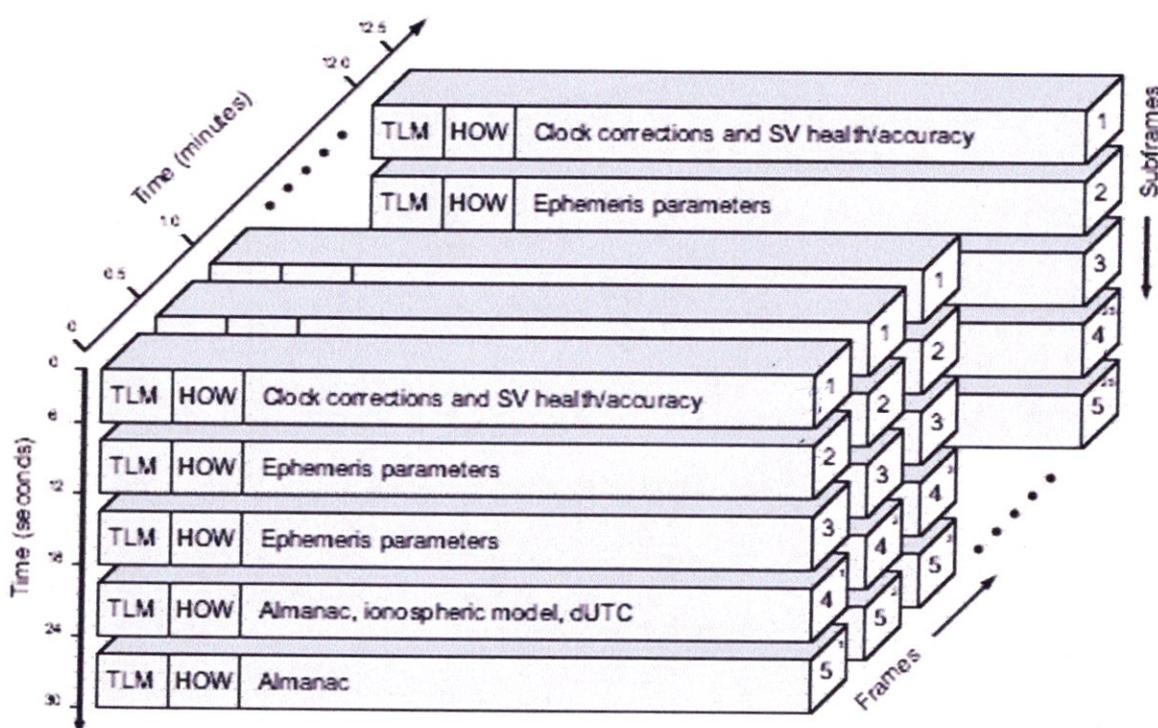


Figure I-7: Message de navigation.

Le frame principal contient à son tour toutes les pages des subframes 4 et 5 et consiste en 25 frames complètes. Le temps de transmission de la trame principale est de 12,5 minutes. Chaque bit a une durée de 20 ms, dans ce laps de temps le code C/A est répété exactement 20 fois.

Les 30 bits de chaque mot se décomposent en 24 bits d'information et de 6 bits de contrôle de parité.

La figure (I-8) illustre la structure de message qui est :

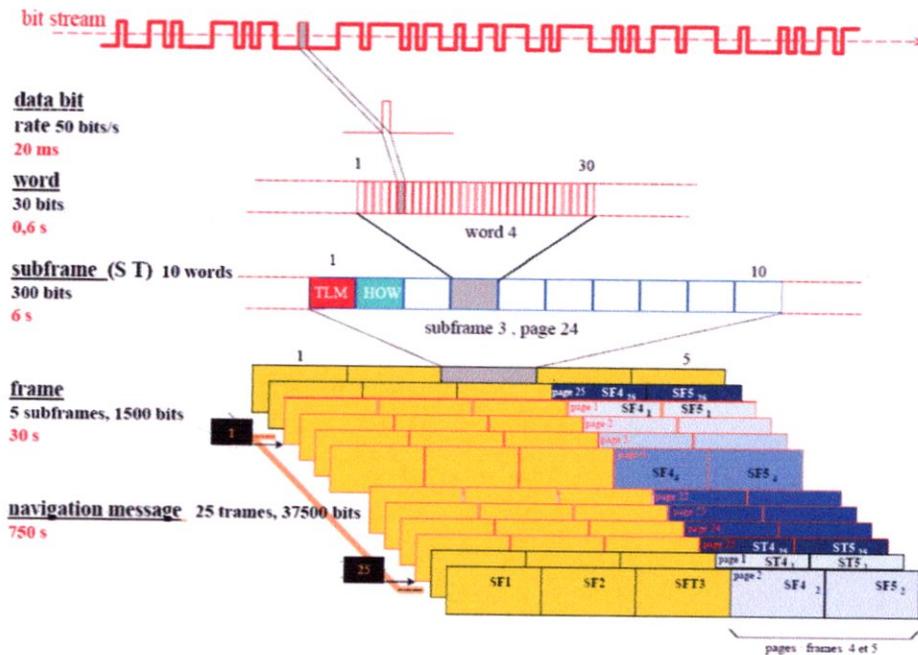


Figure I-8 : Structure du message.

**I-5-1. Contenu du message de navigation :**

Pour qu'un utilisateur puisse déterminer sa position à l'aide du signal satellite, il faut qu'il connaisse la position des satellites et la distance qui le sépare de ceux-ci.

Les satellites GPS doivent donc émettre des éléments permettant de calculer leur position, ainsi que l'âge de ces informations, afin de déterminer les satellites à utiliser en priorité pour obtenir une meilleure précision. Tous ces éléments se retrouvent dans les subframes 1, 2, et 3 répartis comme suit :

Sous-trame	1	2	3
<b>Contenu</b>	N° du satellite. N° de semaine. Age des données. Précision, état de santé de satellite. Coefficients de correction de l'horloge.	Paramètres d'orbite (éphémérides)	Paramètres d'orbite (éphémérides)

Tableau I-2 : Contenu des subframe du signal GPS

Les éphémérides contiennent les paramètres orbitaux du satellite ainsi que leurs coefficients de correction. Comme nous les utiliserons au niveau de notre simulation on les présente d'une façon détaillée dans la figure (I-10).

La sous trame 4 contient suivant les pages, les paramètres du modèle ionosphérique, les paramètres de passage du temps GPS au temps UTC, des indicateurs signalant le cryptage éventuel du code P et si plus de 24 satellites sont en orbite, l'almanach et état de santé des satellites en excès.

La sous trames 5 contient de la page 1 à 24 les almanachs de chaque satellite en orbite, tandis que la page 25 contient l'état de santé de ces 24 satellites.

L'almanach est une information qui permet de calculer une position approximative d'un satellite. Il est utilisé pour déterminer si un satellite est visible, ceci facilite la recherche des satellites et leur acquisition. Une fois un satellite acquis et son message de navigation démodulé, le récepteur utilise les éphémérides.

On note que chaque suframe commence par un mot de télémesure dont le préambule est fixe et identique pour tous les satellites opérationnels, ce préambule permet la synchronisation mot du message.

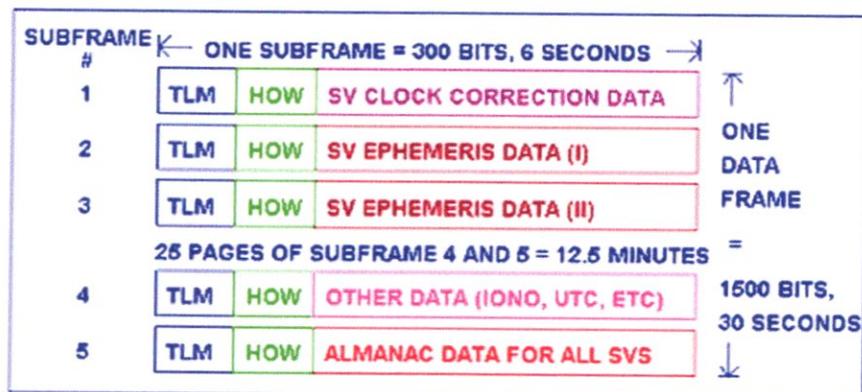


Figure I-9 : La structure du message GPS.



### I-5-2. TLM et HOW :

Chaque subframe commence par un mot de la télémétrie (TLM) et une paire de mot de Handover (HOW). Le mot de TLM est transmis d'abord, immédiatement suivi de HOW. Le dernier est suivi de huit mots contenant des données. Chaque mot dans chaque armature contient la parité.

Chaque mot de TLM est de 30 bits, se produit toutes les six secondes dans l'armature de données, c'est le premier mot dans chaque subframe/page. Chaque mot de TLM commence par un préambule '10001100', suivi de 16 bits réservés et de six bits de parité.

Le mot de télémétrie est suivi du mot HOW qui multiplié par '4' donne le temps GPS au début de la subframe suivante. Ce temps est le temps écoulé depuis le début de la semaine GPS et il s'incrémente toutes les six secondes. La figure ci-dessous illustre notre explication.

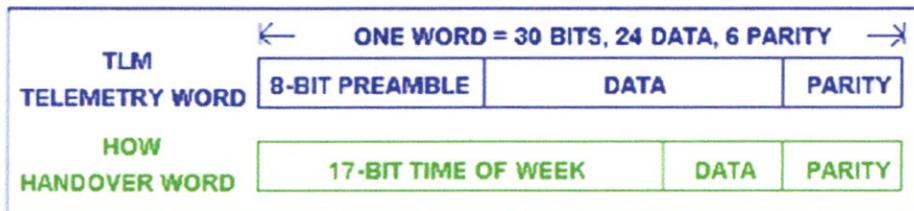


Figure I-11 : Format de TLM et HOW.

### I-6. LE DOPPLER:

Dans cette section, le décalage de fréquence Doppler provoqué par le mouvement de satellite sur la fréquence porteuse et sur le code (C/A) sera analysé. Cette information est importante pour exécuter l'acquisition et la poursuite dans notre travail. La vitesse angulaire  $\frac{d\theta}{dt}$  et la vitesse  $v_s$  du satellite peuvent être calculées à partir du rayon approximatif de l'orbite du satellite comme suit :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{2\pi}{11 \times 3600 + 58 \times 60 + 2.05} = 1.458 \times 10^{-4} \text{ rad/s}$$

$$v_s = r_s \frac{d\theta}{dt} = 26560 \text{ Km} \times 1.458 \times 10^{-4} = 3874 \text{ m/s}$$

Où  $r_s$  est le rayon moyen de l'orbite. Selon la figure (I-12), le satellite a une position S et le récepteur à la position A. La fréquence Doppler provoquée par la composante satellite de vitesse  $v_d$  vers le récepteur à la forme :  $v_d = v_s \sin \beta$

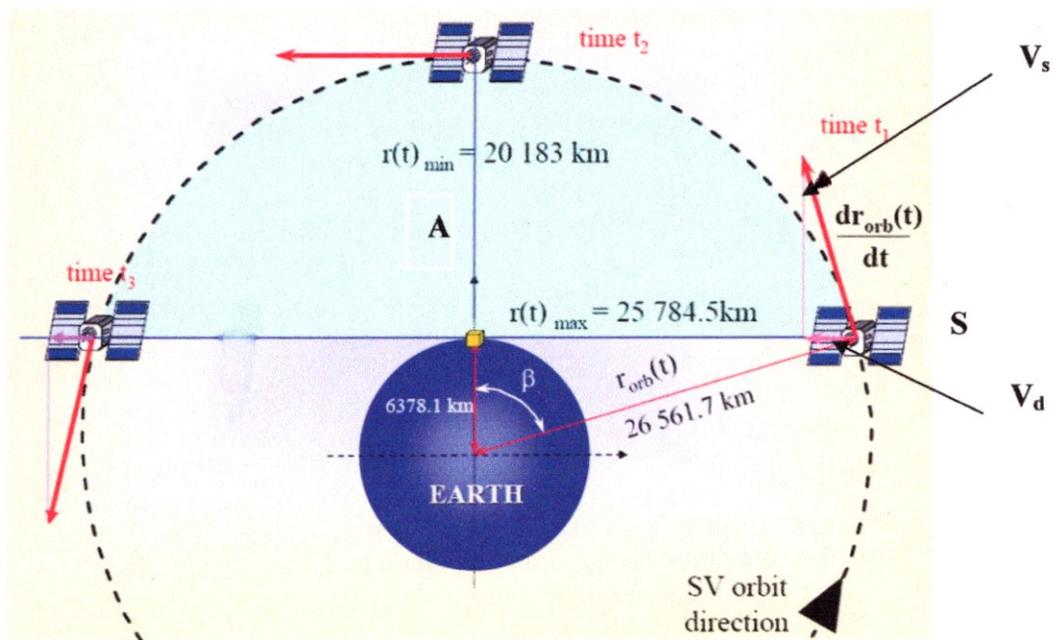


Figure I-12: Fréquence Doppler provoquée par le mouvement de satellite.

De ce fait on peut conclure que le décalage doppler n'est qu'une cause du mouvement des satellites. Ce décalage qui peut être introduit dans les équations interprétatrices du signal de la façon suivante :

Comme on l'a vu précédemment, un signal émis par un satellite est de la forme :

$$s(t) = Ad(t)c(t) \cos 2\pi f_0 t \quad (I-8)$$

Le système constitué de l'antenne émettrice, du milieu et de l'antenne réceptrice peut être considéré comme un canal de propagation.

En faisant l'hypothèse que ce canal est équivalent à un filtre passe-tout, le signal reçu au niveau du récepteur GPS sera retardé de  $\tau$  et sera donc de la forme :

$$r(t) = s(t - \tau) = Ad(t - \tau)c(t - \tau) \cos(2\pi f_0(t - \tau)) \quad (I-9)$$

Mais en réalité, on doit prendre en compte un déphasage additionnel  $\theta_0$  de la porteuse dû aux antennes. On a alors :

$$r(t) = Ad(t - \tau)c(t - \tau) \cos(\underbrace{2\pi f_0(t - \tau)}_{\varphi(t)} + \theta_0) \quad (I-10)$$

De plus  $\tau = \frac{d}{c}$  avec  $d$ : distance radiale récepteur-satellite.

$C$ : vitesse de la lumière.

$$D'où \quad \varphi(t) = 2\pi f_0 t - 2\pi f_0 \frac{d}{c} + \theta_0$$

Or  $d$  varie linéairement :  $d = d_0 + v \times t$  avec  $v$  : vitesse d'évolution de la distance radiale.

En outre la fréquence instantanée du signal reçu sera :

$$f = \frac{1}{2\pi} \times \frac{d\varphi}{dt} = f_0 - f_0 \times \frac{v}{c} \quad (I-11)$$

Or  $\frac{f_0}{c} = \frac{1}{\lambda}$  où  $\lambda$  : longueur d'onde de la porteuse L1.

$$\text{On obtient alors:} \quad f = f_0 - \frac{v}{\lambda} \quad (I-12)$$

On notera  $f_d = -\frac{v}{\lambda}$  **décalage Doppler** dû à la variation de la distance radiale

Satellite/utilisateur.

$$\text{Donc } f = f_0 + f_d. \quad (\text{I-13})$$

Pour un utilisateur statique sur la Terre, les caractéristiques des orbites satellitaires

$$\text{vérifient } |v| < 800 \text{ m.s}^{-1} \text{ et } \lambda = \frac{c}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{1575,42 \cdot 10^6} \approx 0,2 \text{ m alors } \left| \frac{v}{\lambda} \right| < 5 \text{ kHz}$$

Donc à l'entrée du corrélateur on aura un signal de la forme :

$$r(t) = Ad(t - \tau)c(t - \tau)\cos(2\pi f_0 t - \theta) \quad (\text{I-14})$$

$$\text{Avec } \theta = -2\pi f_d t + \theta_0$$

Le but de l'acquisition sera, entre autres, de faire une première estimation  $\hat{\theta}$  de ce  $\theta$  en trouvant la fréquence Doppler correspondante (on fera varier cette dernière en -5kHz et +5kHz ou entre -10kHz et 10kHz si on prend en compte la dérive en fréquence de l'oscillateur local imparfait). Donc  $\theta - \hat{\theta}$  sera très faible et varie très lentement. De plus, on avait  $\theta = 2\pi f_0 \frac{d}{c} - \theta_0$  avec  $d = d_0 + v \times t$  donc  $\theta$  va varier beaucoup pendant 1ms.

#### Taux de changement maximal de la fréquence Doppler :

Le taux de changement de la vitesse radiale  $v_d$  peut être obtenu par dérivation de l'équation :

$$v_d = \frac{v_s r_e \cos(\theta)}{AS} = \frac{v_s r_e \cos(\theta)}{\sqrt{r_e^2 + r_s^2 - 2r_e r_s \sin(\theta)}} \quad (\text{I-15})$$

$$\frac{dv_d}{dt} = \frac{dv_d}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = \frac{v r_e \left[ r_e r_s \sin^2(\theta) - (r_e^2 + r_s^2) \sin(\theta) + r_e r_s \right]}{(r_e^2 + r_s^2 - 2r_e r_s \sin(\theta))^{3/2}} \quad (\text{I-16})$$

Le taux de changement maximal de la vitesse est donné par la relation :

$$\left. \frac{dv_d}{dt} \right|_{\max} = \left. \frac{nr_e d\theta / dt}{\sqrt{r_e^2 + r_s^2 - 2r_e r_s \sin(\theta)}} \right|_{\theta=\pi/2} \approx 0.178 \text{ m/s}^2$$

Par conséquent le taux de changement maximal du Doppler correspondant est :

$$\left. \delta f_d \right|_{\max} = \frac{dv_d}{dt} \frac{f_r}{c} = \frac{1.78 \times 1575.42 \times 10^6}{3 \times 10^8} = 0.936 \text{ Hz/s}$$

### I-7. ARCHITECTURE D'UN RÉCEPTEUR GPS :

Ce passage est consacré à la description du synoptique d'un récepteur GPS en décrivant les éléments essentiels qui le constitue, dont on peut citer principalement des sous ensembles parfaitement délimités, qui sont :

- Une antenne ;
- Un préamplificateur à faible bruit ;
- Un module radiofréquence RF ;
- Un module numérique ;
- Une interface utilisateur ;
- Une alimentation.

Ainsi l'architecture générale du récepteur GPS est illustrée par la figure (I-13) ; dans ce qui suit nous donnons une description pour chaque élément.

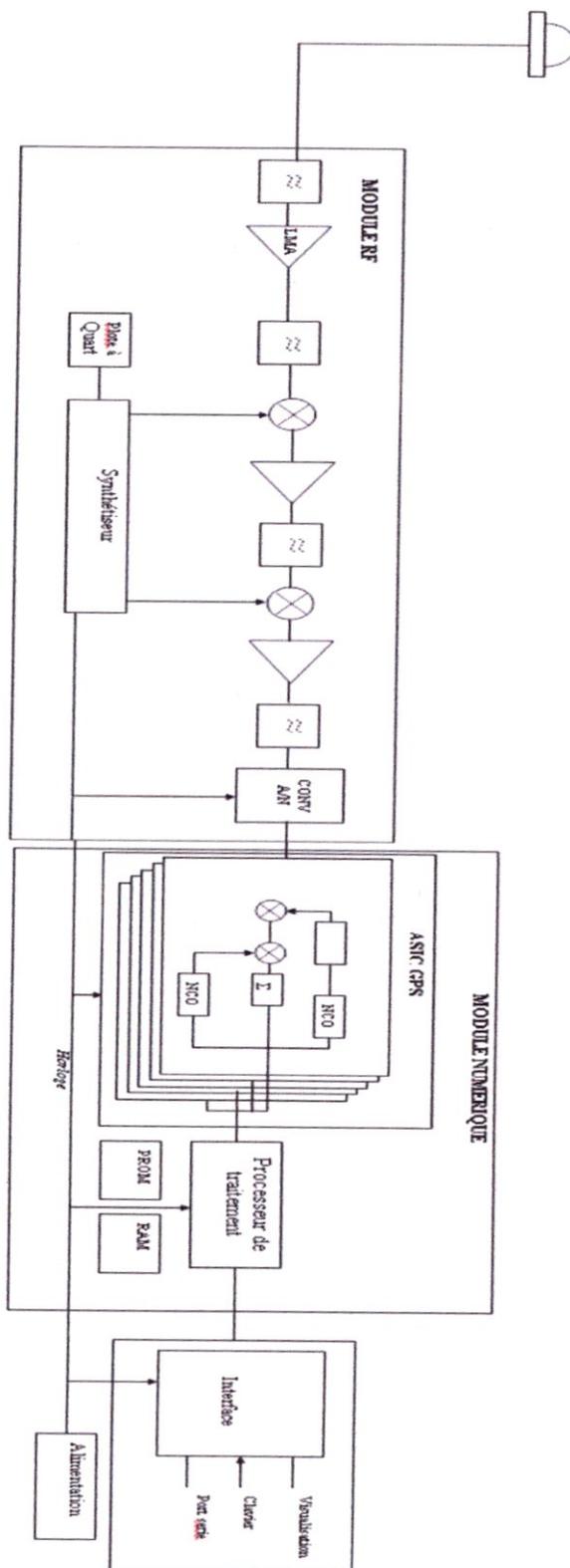


Figure I-13 : L'architecture générale du récepteur GPS.

### **I-7-1. L'antenne :**

L'antenne convertit l'énergie des ondes électromagnétiques en provenance des satellites en un courant électrique capable d'être traité par les circuits électroniques du récepteur. L'antenne GPS est désignée particulièrement selon des exigences bien définies, dont on note :

#### **a. Gain en fonction d'élévation :**

L'antenne doit avoir un gain important pour un angle qui dépasse une élévation donnée, par conséquent le signal provenant d'un satellite sera plus amplifié par rapport à un signal provenant d'une source d'élévation inférieur.

#### **b. Rejection d'interférence :**

L'antenne GPS doit à certain niveau rejeter les interférences qui résultent des sources radio de bande adjacente.

#### **c. Rejection des Multipath :**

L'antenne GPS doit aussi rejeter les multipath au maximum possible car ces signaux sont difficiles à les enlever dans les étages qui suivent du récepteur. On note que cette rejection est liée au gain en fonction d'élévation car les multipath résultent de la réflexion des signaux GPS sur terre. (À partir de la terre).

#### **d. Propriétés physiques :**

L'antenne est désignée pour l'environnement où elle sera utilisée, par conséquent on définit la taille, la forme et les matériaux qui constituent l'antenne.

### **I-7-2. L'étage RF :**

L'étage RF est le bloc qui prépare le signal analogique à la discrétisation dans le convertisseur A/N, selon la figure (I-14) il effectue deux fonctions principales, le conditionnement du signal puis la conversion de fréquence.

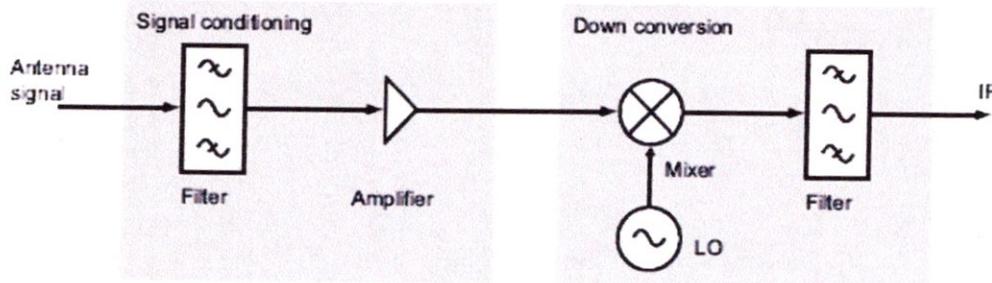


Figure I-14 : L'étage RF

### I-7-2-1. Conditionnement du signal :

Le but du conditionnement est de filtrer les interférences pour cela on utilise un filtre passe-bande. La figure (I-15) montre les fréquences du GPS ainsi que d'autres sources radio proches, dans ce cas le filtre doit les rejeter.

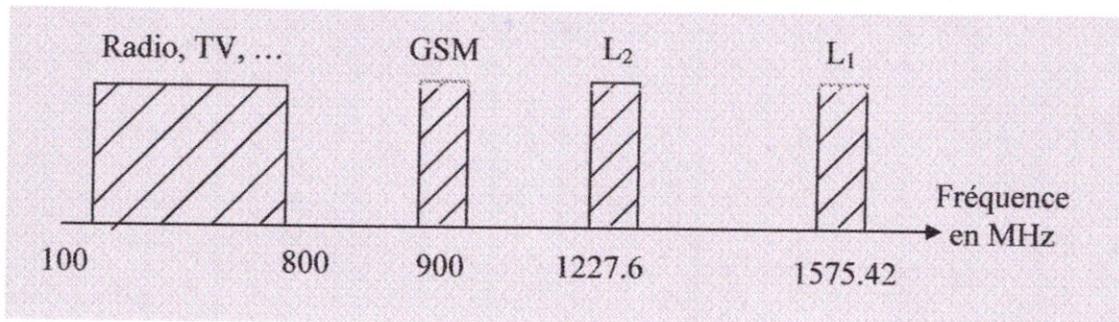


Figure I-15 : Conditionnement du signal

Le rôle du préamplificateur à faible bruit est d'amplifier le signal utile tout en minimisant le niveau du bruit thermique. Le niveau des signaux captés est très faible, le préamplificateur doit donc amplifier ces signaux sans dégrader de façon notable leur qualité. Ce sous ensemble doit se situer à proximité de l'antenne pour limiter la dégradation du rapport signal à bruit.

### I-7-2-2. Conversion de fréquence :

Le module RF assure la transposition des signaux L<sub>1</sub> et L<sub>2</sub> vers des fréquences plus faibles appelées fréquence intermédiaires FI de l'ordre de quelques MHz, ces FI permettent de traiter plus aisément le signal. La transposition de fréquence est

effectuée grâce au produit du signal d'entrée avec une sinusoïde pure générée par l'oscillateur local, ce dernier est piloté par l'horloge à quartz du récepteur. On note que le signal FI contient la modulation du signal, seule la fréquence porteuse a été décalée en préservant la dérive due à l'effet Doppler.

Le signal produit résultant peut être calculé à partir de :

$$S_{out}(t) = S_{in}(t) \cdot S_{osc}(t) \quad (I-17)$$

En appliquant la TF sur cette dernière équation et sachant que le produit en domaine temporel se transforme en convolution en domaine fréquentielle on aura :

$$S_{out}(f) = S_{in}(f) * S_{osc}(f) \quad (I-18)$$

La figure (I-16) montre le principe de conversion du signal RF en fréquence intermédiaire. Si en interprètent cette figure on peut en déduire que le mélangeur ne fait que réaliser une opération de convolution dans l'espace de la fréquence. Par conséquent la fréquence de l'oscillation est choisie comme :

$$f_{osc} = f_{RF} - f_{FI} \quad (I-19)$$

Cette opération donne quatre composantes de fréquence là où le signal est localisé

$$\{-f_{RF} - f_{osc}, -f_{RF} + f_{osc}, f_{RF} - f_{osc}, f_{RF} + f_{osc}\}$$

Seulement les fréquences basses seront retenues après passage dans un filtre Passe-bas.

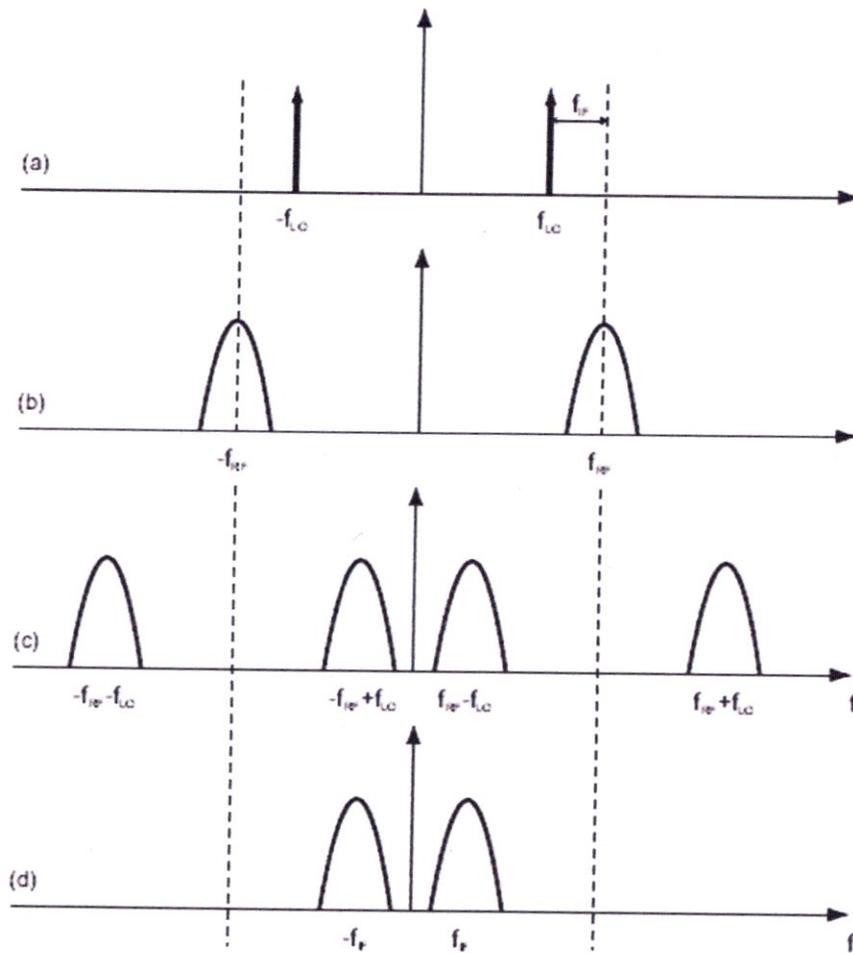


Figure I-16 : Le principe de conversion du signal RF en FI.

### I-7-2-3. Fréquence Image :

En plus de la fréquence intermédiaire, la notion de la conversion de fréquence nous exige d'examiner une autre fréquence qui est une conséquence de cette conversion ; c'est la **fréquence Image**.

Une fréquence image est la fréquence qui se situe dans la même bande de fréquence après la conversion, mais qui ne résulte pas du signal utile. Elle doit être prise en compte à fin d'éviter un brouillage significatif dans le signal résultant.

La figure (I-17) montre comment la fréquence image immerge la fréquence du signal utile après conversion :

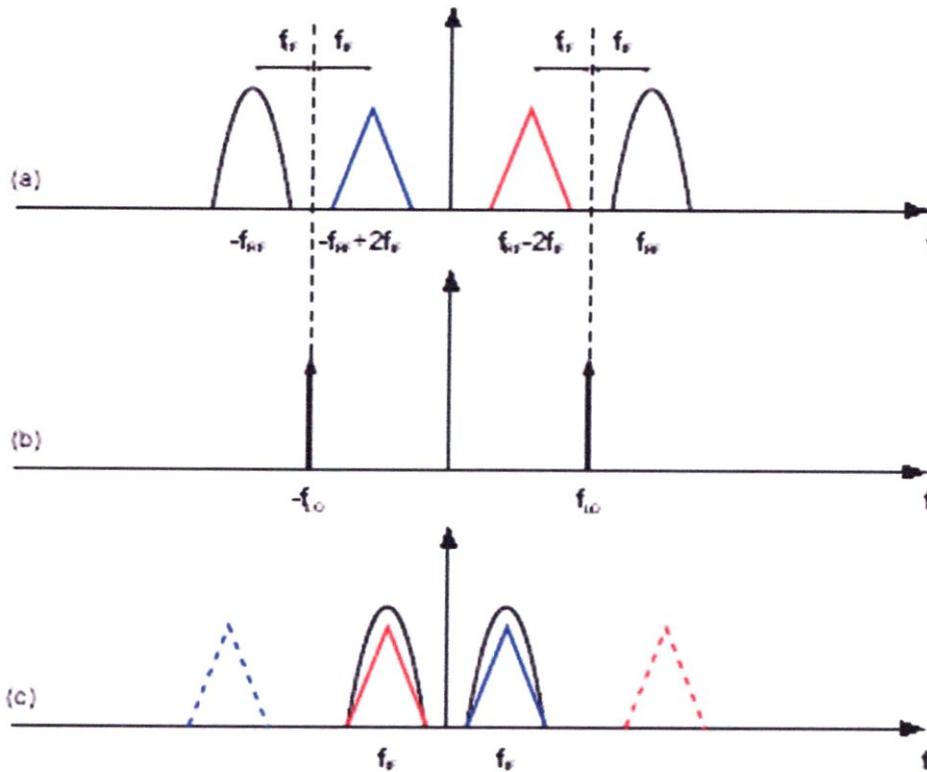


Figure I-17: La fréquence image

**I-7-3. Le convertisseur A/N :**

Le convertisseur A/N est responsable de l'échantillonnage du signal analogique après la conversion de fréquence. En respectant la condition de *Shanon*, qui indique que la fréquence d'échantillonnage doit être au moins deux fois la bande :

$$f_e = 2 \cdot \Delta f \tag{I-20}$$

Avec  $\Delta f$  Est la bande du signal

Si on s'intéresse à la porteuse, le signal doit être échantillonné avec :

$$f_e = 2 \cdot f_{\max} \tag{I-21}$$

Sachant que  $f_{\max}$  est la fréquence maximale de signal.

Sur la fréquence  $L_1$  du GPS, la bande du signal est approximativement  $\Delta f = 2 \text{ MHz}$ .

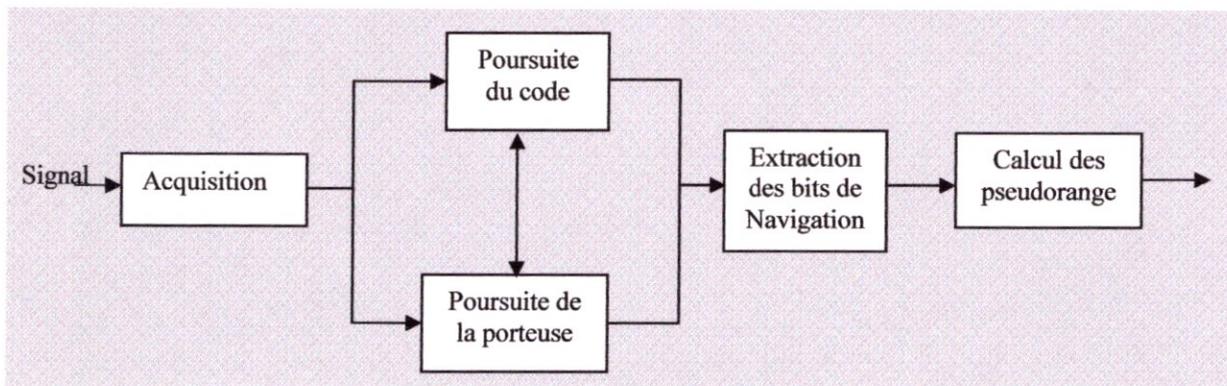
Et lorsque le signal est converti à la fréquence intermédiaire donnée FI, la composante de fréquence maximale est :

$$\begin{aligned} f_{\max} &= f_{FI} + \frac{1}{2} \Delta f \\ &= f_{FI} + 1 \text{ MHz} \end{aligned}$$

### I-8. LE MODULE NUMERIQUE :

Les premières architectures de récepteur GPS ont été analogiques. Actuellement les récepteurs GPS traitent numériquement le signal au plus tôt dans la chaîne. Dans le module numérique, on distingue principalement un ou deux circuits ASIC (Application Specific Integrated Circuit) dédiés au traitement GPS et un processeur de signal. L'ASIC est contrôlé par un processeur de signal numérique. Celui-ci réalise les fonctions asservissement des signaux des satellites, la démodulation des messages de navigation, les calculs de navigation...

Le traitement du signal GPS se réalise dans des canaux indépendants. Chaque satellite visible est affecté à un canal, par conséquent le nombre maximal des canaux est une caractéristique du récepteur. La figure ci-dessous donne une idée générale sur le traitement effectué dans un canal :



Avant que le récepteur réserve un canal à un satellite il doit d'abord identifier les satellites visibles, c'est l'opération d'acquisition.

### I-8-1. L'acquisition :

L'intérêt de l'acquisition est d'identifier les satellites visibles. Si cette opération réussie à accomplir sa mission c'est qu'elle peut nous fournir :

\* **La fréquence** : à cause du Doppler la fréquence du signal varie au tour d'une valeur nominale qui est la FI. Le décalage Doppler maximal est de  $\pm 5\text{Khz}$  pour un récepteur fixe et de  $\pm 10\text{Khz}$  pour un récepteur mobil.

\* **Le code phase** : le code phase indique le début du code C/A considéré. Si on examine un bloc de données de 1ms nous aurons un code C/A qui contient un seul début.

Dans ce contexte plusieurs méthodes sont élaborées, mais d'une façon ou d'une autre elles sont toutes basées sur les caractéristiques particulières de la corrélation du code C/A et elles seront traitées l'une après l'autre dans le travail qui suit.

Afin de donner une idée générale sur l'acquisition, on peut la décrire comme une opération de recherche sur le code et la fréquence, une fois un satellite considéré est présent, un pic bien identifié apparaît dans la fonction corrélation, placé sur le code phase correspondant ainsi que la fréquence correspondante. La figure (I-18 ) montre bien cette caractéristique pour le satellite PRN1 qui est présent dans ce cas, tandis que la figure (I-19 ) indique que le satellite PRN5 est absent.

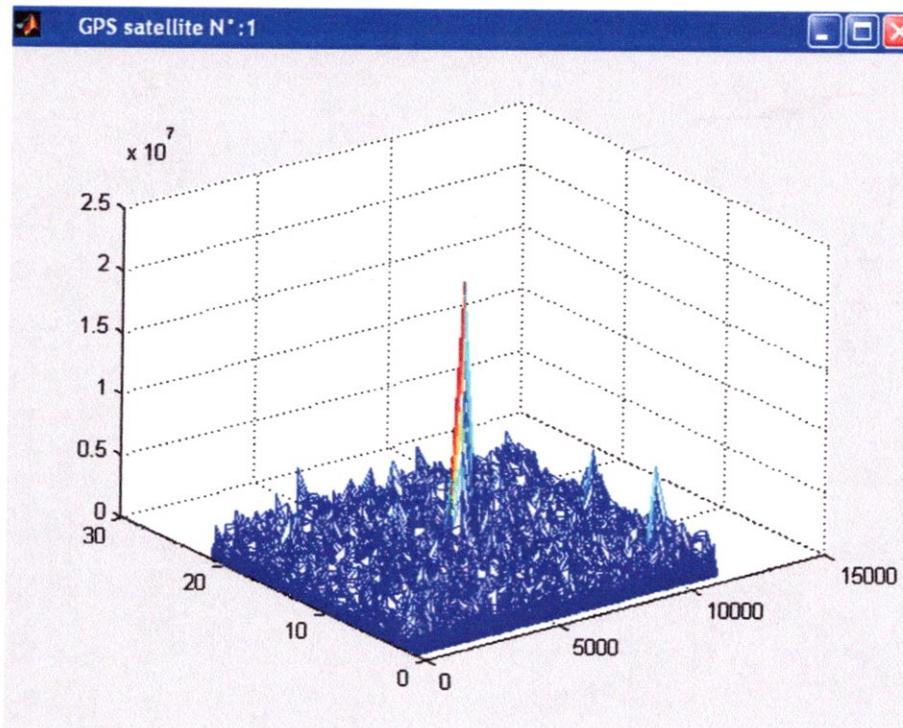
### I-8-2. La poursuite :

Cette opération à pour but de raffiner les valeurs de fréquence et code phase résultantes de l'acquisition, puis assurer leurs poursuite en fonction du temps. Elle consiste en deux parties :

\* **La poursuite du code** : généralement implémenté comme une DLL (Delay Lock Loop) où trois répliques locales du code du satellite concerné sont générées et corrélées. Elles s'appellent (Early-Late-Prompt), chacune d'elles représente un décalage de  $\frac{1}{2}$  chip.

\* **La poursuite de la phase** : cette opération est aussi réalisée d'une façon continue et elle est assurée par une boucle à verrouillage de phase, appelée PLL (Phase Locked Loop).

Chacune de ces boucles poursuit le signal d'entrée qui évolue en fonction du temps.



**Figure I-18** : Résultat d'acquisition d'un satellite présent

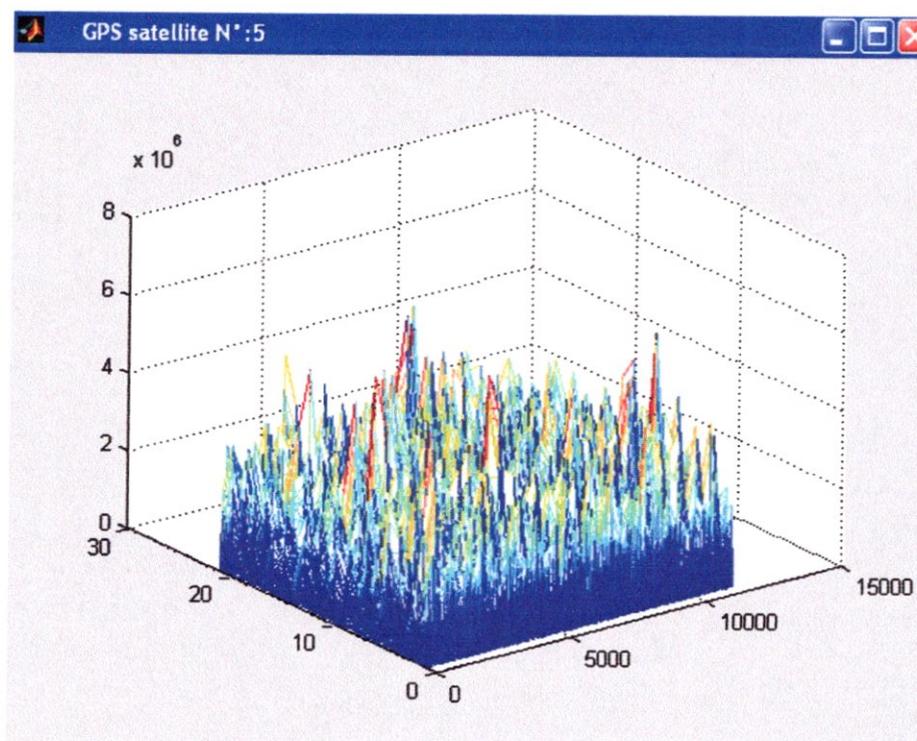


Figure I-19: Résultat d'acquisition d'un satellite absent.

### I-8-3. Extraction des données de navigation :

Une fois que la poursuite est réalisée, la sortie de cette opération sera convertie en données de navigation. Cette étape se fait par la conversion en valeur +1 et -1. Cependant, il y a plusieurs manières d'accomplir ceci; une manière commune est de trouver la différence entre les sorties adjacentes de chaque milliseconde. Si la différence est au delà d'un certain seuil, il y a une transition de données. Pour le programme de poursuite, le seuil est habituellement obtenu à partir de l'amplitude prévue minimum de la sortie. Lorsque on obtient les données qui comporte des différentes informations concernant les éphémérides. La position de satellite est obtenue grâce à ces éphémérides qui nous permet de calculer la position du récepteur.

### I-9. CALCUL DE LA POSITION:

Une fois qu'on a accroché un satellite et qu'on a pris connaissance des données de navigation, il reste à déterminer la distance entre le satellite et le récepteur. On pourra alors, en connaissant la position du satellite (grâce aux éphémérides), calculer la position du récepteur. La distance satellite-récepteur déterminée par le récepteur est alors appelée pseudo distance : en effet, elle est entachée d'un certain nombre d'imprécisions.

#### Calcul de la pseudo distance:

On suppose qu'on a réussi à acquérir un satellite ; en particulier, le satellite est synchrone avec le récepteur, et on a récupéré les données de navigation. On sait que le signal GPS est émis à une date précise par le satellite et le récepteur est en mesure de calculer à quelle date le message est reçu. On obtient alors le temps mis par le signal pour parcourir le trajet satellite-récepteur, dont on déduit la distance qui nous intéresse.

Cependant il faut apporter de nombreuses corrections à cette mesure afin d'obtenir une distance fiable. En particulier, il faut tenir compte du fait qu'on a trois références temporelles :

- ❖  $T$  : le temps GPS, qui sert de temps de référence ; il est coordonné au temps de l'USNO (United States Naval Observatory) et correspond au temps mesuré par une horloge parfaite pour un utilisateur immobile à la surface de la Terre.

- ❖  $T_S$  : le temps satellite est celui donné par l'horloge du satellite. Pour corriger la dérive interne de cette horloge, le satellite transmet des coefficients de correction pour chaque satellite.

- ❖  $T_R$  : le temps récepteur. Il est impossible d'avoir une horloge atomique dans le récepteur, le temps récepteur n'est donc pas synchronisé aux deux autres temps. Par conséquent on a :

$$T_S = T + \Delta T_S, \text{ et } T_R = T + \Delta T_R$$

Si l'on note  $t^e, t_S^e, t^r, \text{ et } t_r^r$  les temps d'émission (référentiel GPS et satellite) et de réception (référentiel GPS et récepteur), la pseudo distance est donc donnée par :

$$D_{pseudo} = c.(t_r^r - t_s^e) \quad (I-22)$$

Pour obtenir la vraie distance, il nous faut donc rajouter les termes d'erreurs :

$$\Delta t_r^r = t_r^r - t^r, \Delta t_s^e = t_s^e - t^e$$

et  $\Delta_{propa}$  qui correspondent aux décalages d'horloge et aux erreurs lors de la propagation du signal. La formule générale de la distance est alors :

$$D = D_{pseudo} + c.(\Delta t_s^e - \Delta t_r^r) - \Delta_{propa} \quad (I-23)$$

Pour pouvoir estimer la distance, il faut donc estimer les erreurs commises.

On note que  $\Delta_{propa}$  est estimable à partir des coefficients de corrections émis par le satellite. De même, on a :

$$\Delta t_s^e = a_0 + a_1.(t_s^e - t_s^0) + a_2.(t_s^e - t_s^0)^2 + \varepsilon_{alea} + \varepsilon_{rel} \quad (I-24)$$

Où  $a_0, a_1, a_2$  sont les coefficients de corrections de l'horloge,

$\varepsilon_{alea}$  et  $\varepsilon_{rel}$  représentent les imprécisions dues aux phénomènes aléatoires et aux termes relativistes.

Il reste donc à déterminer  $\Delta t_r^r$ , ce qui se fait par résolution des équations de navigation.

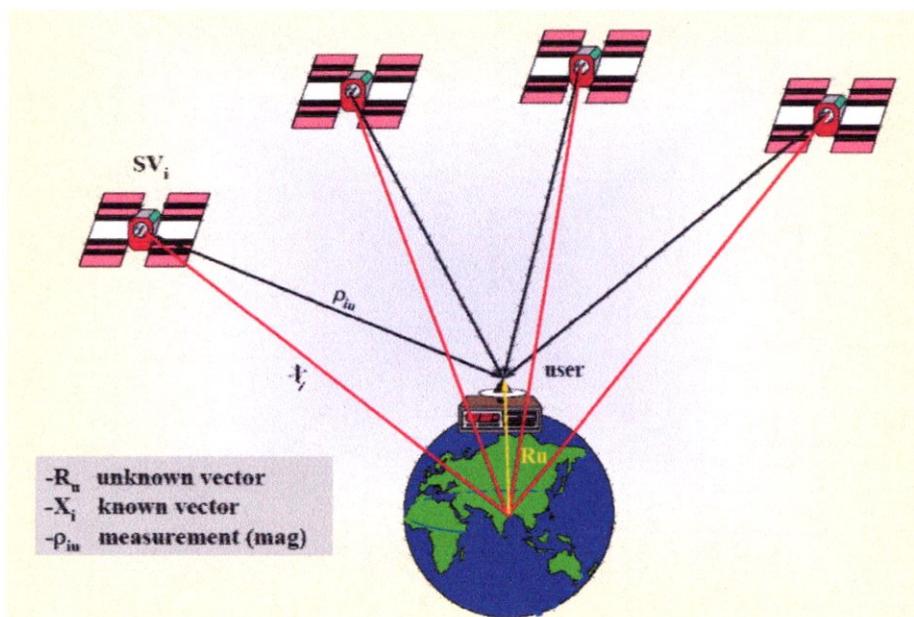


Figure I-20 : Positionnement autonome.

Sur la figure (I-20),  $SV_i$   $i=1,4$  ; représentent quatre satellites différents qui sont suivis. La position de ceux-ci est donnée par rapport au centre de la Terre dans le système de coordonnées ECEF. Les coordonnées de  $s_1$  sont notées  $(X_{s1}, Y_{s1}, Z_{s1})$ . Les coordonnées de  $R_U$ , le point inconnu, relativement au centre de la Terre, sont

$(X_U, Y_U, Z_U)$ . La pseudo distance observée,  $\rho_i$  permet d'établir la relation entre les coordonnées connues du  $i^{\text{ème}}$  satellite et les coordonnées inconnues du récepteur au moyen de l'équation d'un vecteur dans l'espace tridimensionnel :

$$\rho_i = \sqrt{(X_i - X_U)^2 + (Y_i - Y_U)^2 + (Z_i - Z_U)^2} + c.t_u \quad (I-25)$$

Finalement, ces équations non linéaires peuvent être résolues par l'une des méthodes suivantes :

- ❖ Solution analytique.
- ❖ Méthodes des moindres carrées.
- ❖ Filtre de Kalman.

# Chapitre II

## Analyse Théorique du traitement de signal GPS

## II-1 INTRODUCTION :

Afin de poursuivre et de décoder l'information dans le signal GPS, une méthode d'acquisition doit être employée pour détecter la présence du signal. Une fois que le signal est détecté les résultats de l'acquisition seront assurés pour lancer un programme de poursuite, à partir duquel l'information transmise dans le signal sous forme de message de navigation sera obtenue et décodée afin d'être exploitée pour le calcul des position des satellite puis de la position du récepteur.

## II-2. ACQUISITION :

### II-2-1. Introduction :

L'objet de l'acquisition est de déterminer les satellites visibles ainsi que le code phase et la fréquence du signal traité dans un canal donné. Le code phase est nécessaire afin de générer un code PRN local qui est parfaitement aligné avec le code reçu tandis que la fréquence à son tour, affectée par un doppler variant entre  $\pm 5\text{Khz}$ , permet de générer une réplique locale utilisée afin d'enlever la porteuse du signal reçu, la finalité de ces deux opérations est d'initialiser la procédure de poursuite.

Dans ce qui suit on présente les différentes méthodes d'acquisition afin de choisir la meilleure qui sera adoptée pour notre travail.

### II-2-2. Acquisition série : (Serial Search Acquisition)

C'est la première méthode que nous proposons dans notre travail dont le synoptique correspondant est représenté dans le schéma (II-1)

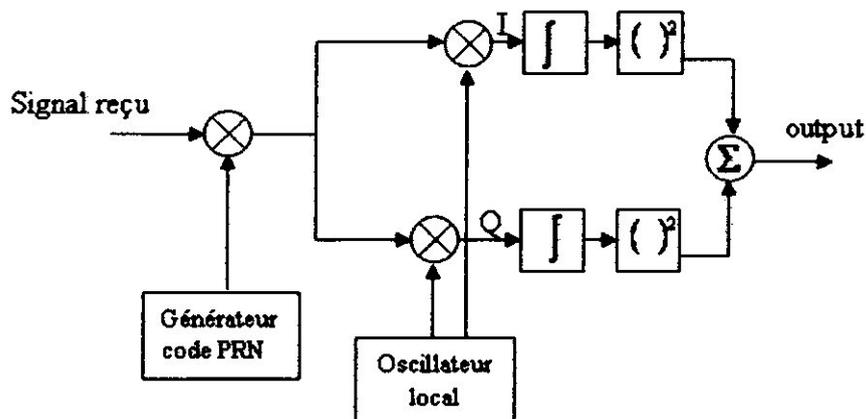


Figure II-1 : Schéma de l'acquisition série

D'après cette figure, on constate que l'algorithme est basé sur la multiplication du signal reçu par un code PRN et une porteuse générée localement. Le générateur PRN génère une séquence correspondante à un satellite donné, cette séquence possède un code phase entre 1 et 1023 chips. Le signal reçu est multiplié par le code PRN puis multiplié par une porteuse générée localement. Cette dernière constitue le signal 'I' tandis que la multiplication avec la porteuse déphasée de  $90^\circ$  génère le signal 'Q'.

I et Q sont intégrés sur un temps donné, qui est la longueur d'un code C/A donc 1ms, finalement ces deux voies sont mises au carré puis additionnées. Idéalement la puissance du signal doit être sur la voie I ce qui signifie que la démodulation doit être sur cette voie seulement, mais à cause du déphasage il est nécessaire d'examiner les deux voies I et Q.

La sortie est la valeur de la corrélation entre le signal reçu et le signal généré localement. Si cette sortie dépasse un certain seuil prédéterminé on le localise puis on récupère la fréquence et le code phase correspondant.

En acquisition série on a deux paramètres à balayer selon plusieurs valeurs :

- La fréquence qui doit être glissée sur toutes les valeurs possibles entre  $F-5$  KHz et  $F+5$  KHz avec un pas de 500Hz.

- Un code qui glisse sur les 1023 code phases différentes.

Par conséquent, le nombre d'opération total est :

$$1023 * (2 * (5000/500) + 1) = 1023 * 21 = \mathbf{21483} \text{ combinaisons.}$$

Qui est un nombre très important.

### II-2-3. Acquisition parallèle sur la fréquence : (parallel frequency space search acquisition)

La méthode précédente est très coûteuse en nombre d'opérations par conséquent en temps de calcul, mais si on a la possibilité d'éliminer la recherche sur l'un des deux paramètres, la performance de l'algorithme s'améliora sûrement.

Comme son nom l'indique 'acquisition parallèle sur la fréquence' on parallélise la recherche sur la fréquence, pour cela on utilise la transformée de Fourier selon le synoptique (II-2) :

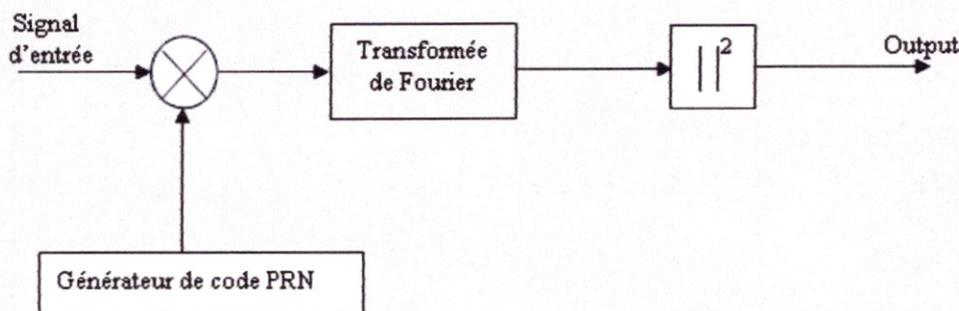
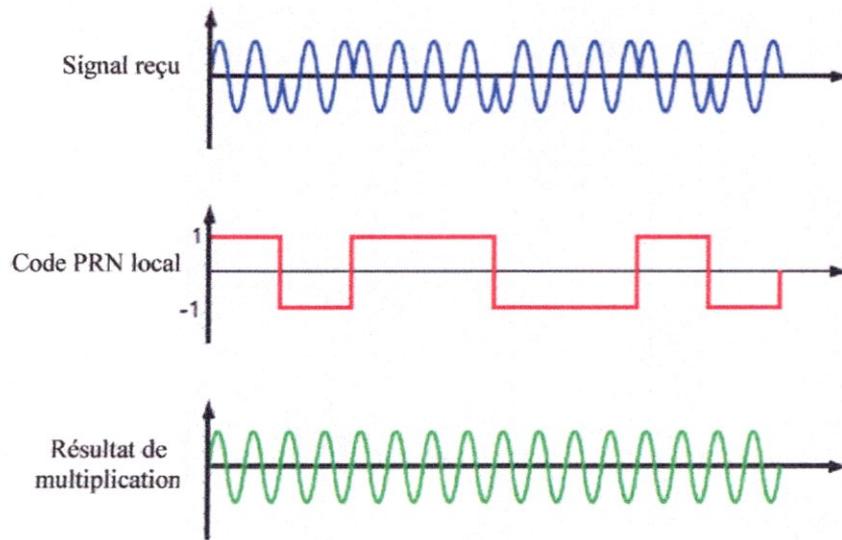


Figure II- 2 : Schéma de l'acquisition parallèle

En examinant ce synoptique, on constate que le signal reçu est multiplié par le code généré localement correspondant à chaque satellite et avec un code phase variant entre 0 et 1023 chips, le signal résultant est transformé en domaine fréquentiel par la transformée de Fourier. La figure (II-3) illustre le résultat de multiplication avec un code parfaitement aligné avec le code généré localement :



**Figure II-3:** Extraction de la porteuse du signal GPS

La figure (II-3) montre que dans ce cas le résultat de multiplication est un signal sinusoïdal continu et ceci seulement dans le cas où le code est parfaitement aligné avec celui reçu. La TF présente un pic localisé sur la fréquence porteuse du signal reçu.

L'exactitude de la fréquence déterminée dépend de la longueur de la DFT qui correspond au nombre d'échantillons analysés, si 1ms de données est analysé, le nombre d'échantillons peut être calculé comme 1/1000 de la fréquence d'échantillonnage, alors si :  $f_s = 10\text{MHz}$ , le nombre d'échantillon est  $N = 10000$

Avec une DFT de longueur 10000, les 1<sup>er</sup>  $N/2$  échantillons représentent les fréquences de

0 Hz à  $f_s/2$  par conséquent la résolution en fréquence est de :  $\Delta f = \frac{f_s/2}{N/2} = \frac{f_s}{N}$

Dans le cas où  $f_s = 10\text{MHz}$  la résolution en fréquence sera :  $\Delta f = \frac{10\text{MHz}}{10000} = 1\text{KHz}$

La résolution dans ce cas est de 1KHz qui est plus large en comparant avec la 1<sup>ère</sup> méthode dont la résolution est de 500Hz.

L'avantage de cette méthode par rapport à la précédente est la réalisation de **1023** pas de recherche sur le code phase seulement, par conséquent un nombre d'opérations de 1023 au lieu de 21483.

**II-2-4. Acquisition parallèle sur le code phase:** (parallel code phase search acquisition)

La méthode précédente parallélise la recherche en fréquence sur les 1023 code phase possibles mais inversement si l'acquisition est parallélisée sur le code phase seulement 21 pas seront nécessaires au lieu de 1023. Dans ce contexte une autre méthode est utilisée dans le récepteur GPS qui consiste en acquisition parallèle sur le code phase, cette dernière sera détaillée en ce qui suit.

Le but de cette méthode d'acquisition est de réaliser la corrélation entre le signal reçu est le PRN généré, au lieu d'utiliser 1023 code phase comme l'indique les deux méthodes précédentes, on réalise la '*corrélation circulaire*' :

La TFD d'une séquence  $X(n)$  de longueur  $N$  est calculée par :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi kn/N} \quad (\text{II-1})$$

L'intercorrélation entre deux séquences  $X(n)$  et  $Y(n)$  de longueur  $N$  est:

$$z(n) = \sum_{m=0}^{N-1} x(m)y(n-m) \quad (\text{II-2})$$

Aussi la convolution entre  $X(n)$  et  $Y(n)$  peut être écrite sous la forme suivante :

$$z(n) = x(n) * y(n) = \sum_{n=0}^{N-1} x(m)y(n-m) \quad (\text{II-3})$$

Les équations (II-1) et (II-2) montrent que la différence entre corrélation et convolution est seulement le signe dans  $y(n+m)$ . La convolution peut être transférée dans le domaine fréquentiel par la TF telle que :

$$\begin{aligned} z(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} x(m)y(n-m)e^{-2j\pi kn/N} \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} x(m)e^{-2j\pi km/N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n-m)e^{-2j\pi k(n-m)/N} \end{aligned} \quad (\text{II-4})$$

Mais la combinaison entre (II-1) et (II-2) donne :

$$\begin{aligned}
 z(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} x(m)y(n+m)e^{-2j\pi kn/N} \\
 &= \sum_{m=0}^{N-1} x(m)e^{+2j\pi km/N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n+m)e^{-2j\pi k(n+m)/N} \\
 &= x^*(k)y(k)
 \end{aligned}
 \tag{II-5}$$

Donc la connexion entre la corrélation en domaine temporel et fréquentiel est similaire à la connexion entre la convolution en domaine temporel et fréquentiel, la différence est seulement que l'une des deux entrées soit conjuguée avant la multiplication.

Quand la représentation fréquentielle de la corrélation est trouvée, la représentation en domaine temporel se fait à travers la Transformée de Fourier inverse. Le synoptique (II-4) qui suit représente le diagramme de cette méthode :

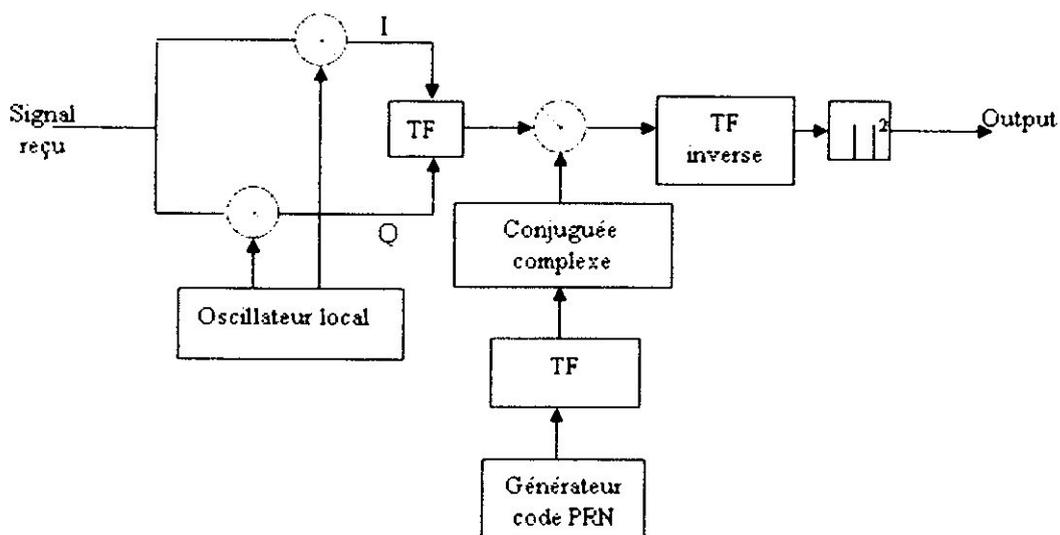


Figure II-4 : Schéma de l'acquisition parallèle sur le code phase

Dans ce cas le signal reçu est multiplié par une porteuse générée localement ; la multiplication directe donne le signal I et la multiplication par la porteuse déphasée de  $90^0$  donne le signal Q puis les deux signaux I et Q sont combinés à fin de fournir un signal complexe :

$$X(n) = I(n) + j*Q(n)$$

Ce dernier sera l'entrée de la DFT.

Le code PRN généré est transformé en domaine fréquentiel (à travers la TF) puis on prend son complexe conjugué, par la suite on réalise le produit entre ce complexe conjugué du PRN et le signal d'entrée déjà réalisé. Le résultat de cette multiplication est transformé en espace temporel à travers la transformée de Fourier inverse. Le module de cette dernière correspond à la corrélation entre le signal d'entrée et le code PRN.

Si on constate la présence d'un pic de corrélation alors son index correspond au code phase du PRN reçu.

Comparant avec les deux méthodes précédentes, cette méthode réalise la recherche seulement sur 21 fréquences différentes. Pour chaque fréquence on performe une transformée de Fourier et une transformée de Fourier inverse, donc cette méthode dépend de la réalisation de ces deux fonctions. L'exactitude des paramètres estimés concernant la fréquence est la même que la 1<sup>ère</sup> méthode tandis que pour le code phase on a plus de précision par rapport au deux méthodes précédentes, car on réalise l'opération de corrélation avec les PRN échantillonnés sur 11.253MHz, par conséquent il y aura 11253 échantillons pour un code PRN donné, donc l'exactitude de ce code phase peut avoir 11253 valeurs différentes au lieu de 1023.

### II-3. LA POURSUITE :

#### II-3-1. Introduction :

La poursuite d'un signal GPS se fait grâce aux boucles de poursuite de la porteuse et du code, le but principal étant la synchronisation du signal généré localement avec celui traité dans le canal correspondant à un satellite donné.

En effet, lors de la réception du signal, le récepteur ne connaît qu'une estimation de temps de transmission noté  $\hat{\tau}$  et une estimation de phase  $\hat{\theta}$ .

Le but de la poursuite est donc de s'accrocher à:

- d'une part le bon déphasage qui permettra d'éliminer la porteuse à l'aide de la boucle de poursuite de phase PLL (Phase Lock Loop).

- d'autre part le retard du code dans le signal reçu qui permettra d'éliminer le PRN du signal traité à l'aide de la boucle de poursuite de code DLL (Delay Lock Loop).

Dans ce qui suit nous donnons la théorie nécessaire permettant de modéliser les deux boucles de poursuites PLL et DLL, vers la fin le synoptique final sera élaboré tandis que sa simulation sera présentée dans le chapitre suivant.

#### II-3-2. Démodulation :

Le schéma suivant montre la méthode employée pour démoduler le signal d'entrée pour obtenir le message de navigation.

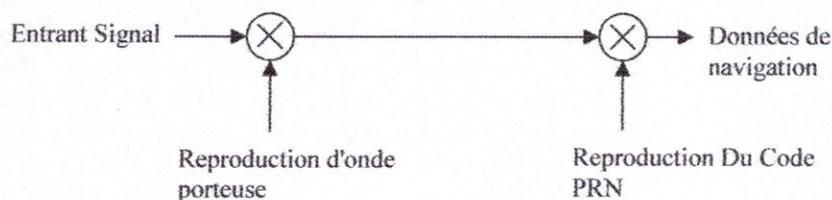


Figure II-5 : Schéma de base de la démodulation.

Tout d'abord, 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:

$$s^K(t) = \sqrt{2P_C} (C^K(t)D^K(t)) \cos(2\pi f_{L1}t) + \sqrt{2P_{PL1}} (P^K(t)D^K(t)) \sin(2\pi f_{L1}t) \\ + \sqrt{2P_{PL2}} (P^K(t)D^K(t)) \cos(2\pi f_{L2}t) \quad (\text{II-6})$$

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 :

$$s^K(t) = \sqrt{2P_C} (C^K(t)D^K(t)) \cos(\omega_{IF}t) + \sqrt{2P_{PL1}} (P^K(t)D^K(t)) \sin(\omega_{IF}t) \quad (\text{II-7})$$

Où  $\omega_{IF}$  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 :

$$s^K(n) = (C^K(n)D^K(n)) \cos(\omega_{IF}n) + e(n) \quad (\text{II-8})$$

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-6. Si cette réplique est exacte, le produit donne:

$$s^K(n) \cos(\omega_{IF}n) = (C^K(n)D^K(n)) \cos(\omega_{IF}n) \cos(\omega_{IF}n) \\ = \frac{1}{2} (C^K(n)D^K(n)) - \frac{1}{2} \cos(2\omega_{IF}n) (C^K(n)D^K(n)) \quad (\text{II-9})$$

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:

$$\frac{1}{2}(C^K(n)D^K(n)) \quad (\text{II-10})$$

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

$$\sum_{n=0}^{N-1} C^K(n)(C^K(n)D^K(n)) = ND^K(n) \quad (\text{II-11})$$

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.

Comme conclusion on peut dire que pour réaliser l'opération de démodulation, deux répliques locales exactes sont exigées, l'une pour la porteuse l'autre pour le code. Afin de les produire en permanence une opération de poursuite est nécessaire, ce n'est qu'une boucle PLL 'Phase Loop Lock' pour la première réplique et une boucle DLL 'Delay Lock Loop' pour la deuxième. Ces boucles sont décrites dans les deux sections suivantes.

### II-3-3. Poursuite de code :

Le but de la boucle de poursuite de code est de maintenir la poursuite du code phase d'un PRN spécifique à un satellite donné. La sortie de cette boucle est une réplique alignée parfaitement au code reçu. Dans le récepteur GPS cette boucle est une DLL

(Delay Lock Loop) Early-Late qui consiste à la corrélation du signal d'entrée avec trois répliques déphasées du code comme illustré dans la figure (II-f).

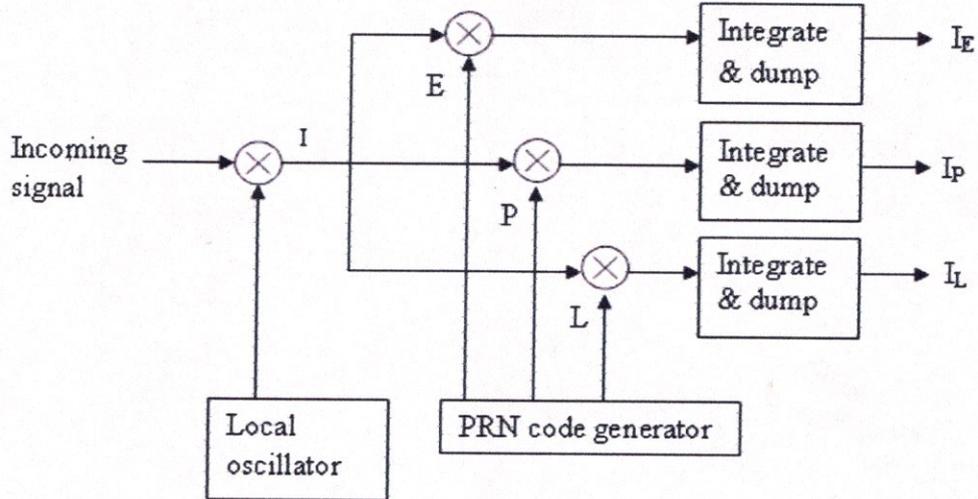


Figure II-6 : Bloc de base de la DLL

Dans ce synoptique, le code C/A est converti en bande de base, en multipliant le signal reçu par une réplique locale parfaitement alignée de la porteuse. Puis le signal résultant est multiplié au même temps avec trois répliques de code. Ces répliques sont souvent générées avec un espacement de  $\pm 1/2$  chip. Après cette deuxième multiplication, les trois sorties sont intégrées. Le résultat d'intégration n'est autre que la corrélation, indicateur de déphasage du code reçu vu sa propriété. La figure (II-7) explique cette idée :

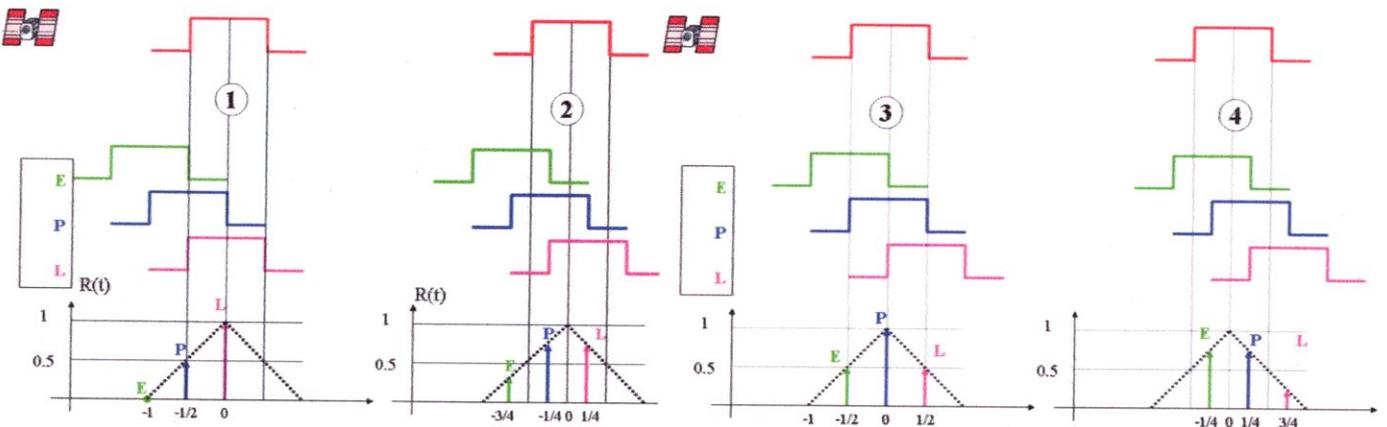


Figure II-7 : Corrélation avec les trois répliques générées localement.

Les trois sorties de corrélation  $I_E$ ,  $I_P$ , et  $I_L$  sont alors comparées pour voir laquelle fournit un pic de corrélation le plus élevé. On remarque dans la figure précédente, en 1 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. En 3 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 situations autres 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. Dans ce contexte on propose plusieurs discriminateurs qui sont résumés dans le tableau II-1.

DLL avec trois corrélateurs présentée est optimale quand la porteuse locale est verrouillée en phase et en fréquence. Mais en présence d'une erreur de phase, une portion d'énergie sera perdue proportionnellement à ce déphasage ce qui dégrade la performance de la poursuite. Afin de résoudre ce problème, on réalise dans notre travail une DLL qui génère des voix en phase avec d'autres en quadrature de phase selon le synoptique suivant:

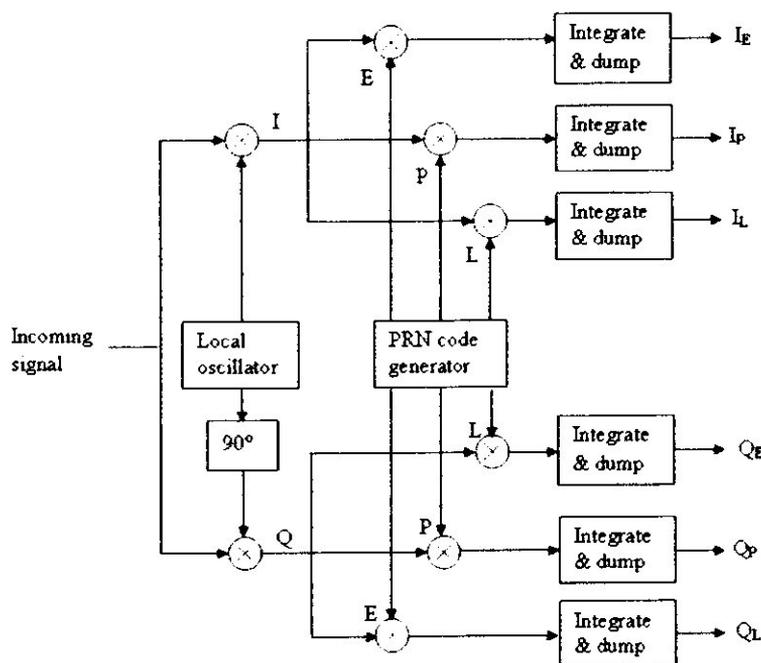


Figure II-8 : DLL avec six corrélateurs

L'avantage de ce synoptique et qu'on peut réaliser une sortie indépendante de la phase. Le discriminateur selon sont type exploite cette sortie afin d'ajuster les répliques locales, on cite les discriminateurs suivants dans le tableau II-1 :

Type	Discriminateur	Caractéristiques
Cohérent	$D = I_E - I_L$	Le plus simple de tous les discriminateurs. N'utilise pas la voie Q.
Non-cohérent	$D = (I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2)$	Early moins late en puissance, possède même performance que le cohérent entre $\pm 1/2$ chip.
	$D = \frac{(I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2)}{(I_E^2 + Q_E^2) + (I_L^2 + Q_L^2)}$	Normaliser en puissance, il permet de garder la poursuite en présence du bruit grâce a sa caractéristique entre $\pm 1/2$ chip.
	$D = I_P (I_E - I_L) + Q_P (Q_E - Q_L)$	Produit scalaire. C'est le seul discriminateur de DLL qui emploie les six sorties de corrélateur.

Table II-1. Les différents discriminateurs de la boucle DLL.

Les réponses de ces discriminateurs sont illustrées par la figure (II-9) suivante :

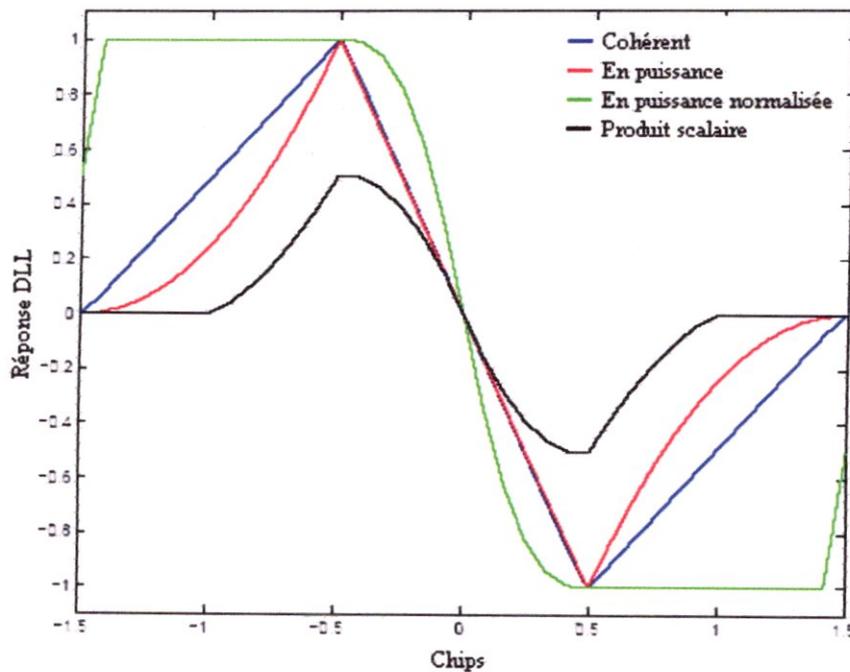
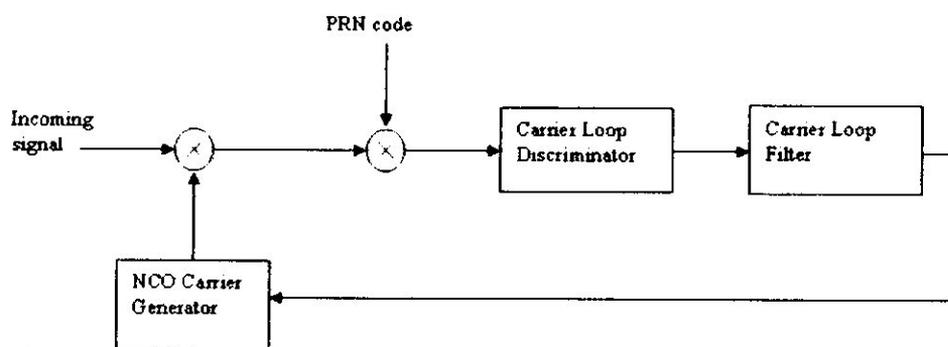


Figure II-9 : Les différents discriminateurs de la DLL

### II-3-4. Poursuite de la porteuse :

Pour que la démodulation des bits de navigation soit réalisée avec succès il faut que la réplique générée de la porteuse soit exacte. C'est pour quoi on utilise la boucle de poursuite de phase PLL (Phase Lock Loops) dont le synoptique est le suivant :



**Figure II-10 :** Schéma fonctionnel de la PLL

D'après cette figure, Les deux multiplications éliminent la porteuse puis le code PRN du signal reçu, ce dernier est éliminé en utilisant la réponse de la DLL présentée dans la section précédente. Cette réponse est employée afin d'ajuster l'erreur de phase de la réplique locale du code. Le résultat de multiplication est appliqué sur l'entrée d'un comparateur de phase, qui donne selon le type utilisé l'erreur de phase (ou une fonction de l'erreur de phase), cette dernière est filtrée puis appliquée sur un NCO (Numerically Controlled Oscillator) placé dans une chaîne de retour et dont son rôle est d'ajuster la fréquence de la réplique locale de la porteuse. A travers un choix judicieux des paramètres de cet asservissement la porteuse locale sera une réplique exacte de la porteuse du signal traité dans le canal attribué à un satellite donné.

On note que la PLL présentée est sensible à un déphasage de 180 degrés causé par la transition d'un bit de navigation, ce qui constitue une ambiguïté, par conséquent la boucle de poursuite de phase utilisée dans notre travail est une boucle de Costas qui est

insensible au décalage de phase de 180 degrés, son synoptique est donné par la figure suivante :

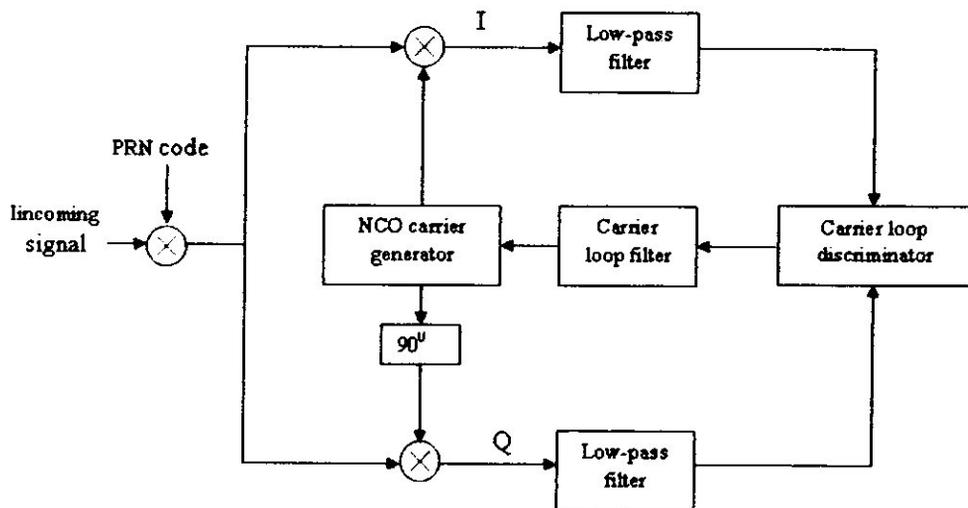


Figure II-11 : La boucle Costas

Plusieurs types de discriminateurs de phase peuvent être utilisés, le tableau II-2 présente quelques un et la figure (I-12 ) illustre leurs réponses.

Discriminateur	Description
$D = \sin(I^k) * Q^k$	Moindre volume des calculs, le rendement du discriminateur proportionnel au $\sin(\Phi)$
$D = I^k * Q^k$	Le volume des calculs modéré, le rendement de discriminateur est proportionnel à $\sin(2\Phi)$
$D = \tan^{-1}(Q^k / I^k)$	Le volume des calculs élevé, la sortie de discriminateur est l'erreur de phase

Tableau II-2. Les divers types de discriminateurs dans la PLL

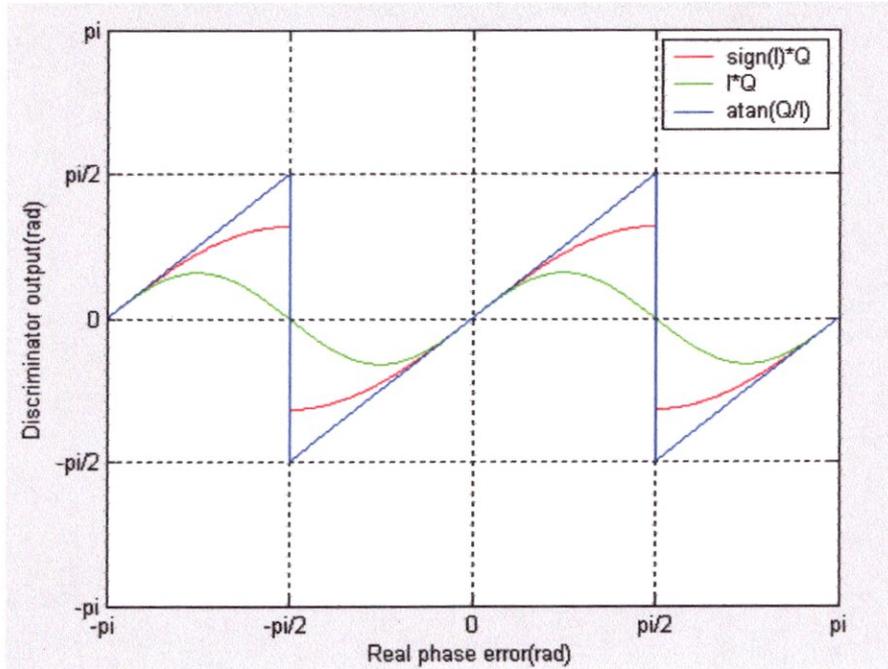


Figure II-12 : Différents réponses des discriminateurs

**II-3-5. Le choix de la PLL :**

Dans cette section on étudie la conception de la PLL, qui inclut la fonction de transfert, la fonction de transfert d'erreur, la largeur de bande de bruit et la réponse a deux types de signaux d'entrée.

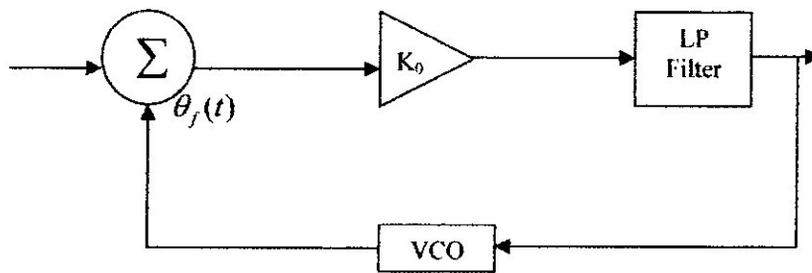
Le but principal de cette boucle est qu'elle doit ajuster la fréquence de l'oscillateur local afin d'obtenir la fréquence d'un signal d'entrée. Une boucle de verrouillage de phase est montrée sur la figure (II-13).

La figure (II-13-a) montre une configuration dans le domaine temporel et la figure (II-13-b) dans le domaine S, obtenu à partir de la transformée de Laplace. Le signal d'entrée est  $\theta_i(t)$  et la sortie du VCO est  $\theta_o(t)$ . Le comparateur de phase  $\Sigma$  mesure la différence de phase de ces deux signaux. L'amplificateur  $k_0$  correspond au gain du comparateur de phase et le filtre passe-bas limite le bruit dans la boucle. La tension d'entrée  $V_0$  du VCO commande sa fréquence de sortie, qui peut être exprimée comme :

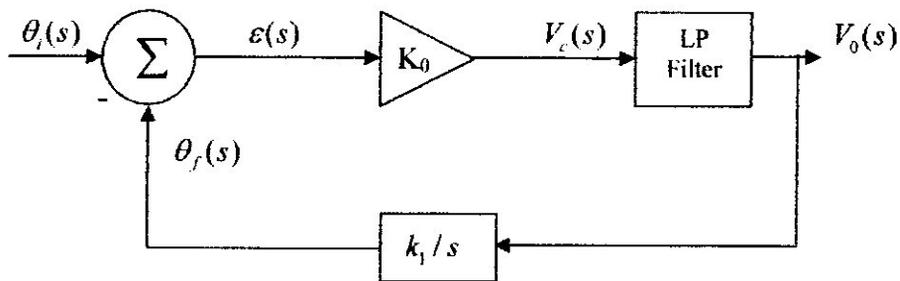
$$w_2(t) = w_0 + k_1 u(t) \tag{II-12}$$

où  $w_0$  est la fréquence centrale du VCO,  $k_1$  est le gain du VCO et  $u(t)$  est la fonction échelon unité définie par :

$$u(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } t < 0 \\ 0 & \text{si } t > 0 \end{cases} \quad (\text{II-13})$$



(a) domaine temporel



(b) domaine S

Figure II-13 : Concept de base de la PLL

La phase instantanée du VCO peut être obtenue en intégrant l'équation (II-12) :

$$\int_0^t w_2(t) dt = w_0 t + \theta_f(t) = w_0 t + \int_0^t k_1 u(t) dt$$

D'où :

$$\theta_f(t) = \int_0^t k_1 u(t) dt \quad (\text{II-14})$$

Dont la transformée de Laplace est :

$$\theta_f(s) = \frac{k_1}{s} \quad (\text{II-15})$$

De la figure 8.1b, on peut écrire :

$$V_c(s) = k_0 \varepsilon(s) = k_0 [\theta_i(s) - \theta_f(s)] \quad (\text{II-16})$$

$$V_0(s) = V_c(s) F(s) \quad (\text{II-17})$$

$$\theta_f(s) = V_0(s) \frac{k_1}{s} \quad (\text{II-18})$$

À partir de ces trois équations on obtient l'erreur de phase comme suit:

$$\varepsilon(s) = \theta_i(s) - \theta_f(s) = \frac{V_c(s)}{k_0} = \frac{V_0(s)}{k_0 F(s)} = \frac{s \theta_f(s)}{k_0 k_1 F(s)}$$

Ou :

$$\theta_i(s) = \theta_f(s) \left( 1 + \frac{s}{k_0 k_1 F(s)} \right) \quad (\text{II-19})$$

La fonction de transfert  $H(s)$  de la boucle est définie par :

$$H(s) = \frac{\theta_f(s)}{\theta_i(s)} = \frac{k_0 k_1 F(s)}{s + k_0 k_1 F(s)} \quad (\text{II-20})$$

Par conséquent la fonction de transfert d'erreur est:

$$H_e(s) = \frac{\varepsilon(s)}{\theta_i(s)} = \frac{\theta_i(s) - \theta_f(s)}{\theta_i(s)} = 1 - H(s) = \frac{s}{s + k_0 k_1 F(s)} \quad (\text{II-21})$$

On note que la largeur de bande équivalente de bruit est donnée par:

$$B_n = \int_0^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega \quad (\text{II-22})$$

Afin d'étudier les propriétés de la PLL, on étudie sa réponse à une entrée échelon puis une rampe. Sachant que pour l'échelon :

$$\theta_i(t) = u(t) \quad \text{Dont la transformée de Laplace est } \theta_i(s) = \frac{1}{s} \quad (\text{II-23})$$

Et pour la rampe qui correspond à une modulation de fréquence:

$$\theta_i(t) = \Delta \omega t \quad \text{ou} \quad \theta_i(s) = \frac{\Delta \omega}{s^2} \quad (\text{II-24})$$

#### a. Boucle à verrouillage de phase du premier ordre:

Une boucle PLL de premier ordre implique le dénominateur de la fonction de transfert  $H(s)$  est une fonction de premier ordre. On note que l'ordre de la boucle à verrouillage de phase dépend de l'ordre du filtre dans la boucle. Dans ce cas, le filtre est caractérisé par sa fonction de transfert :

$$F(s) = 1 \quad (\text{II-25})$$

C'est la boucle à verrouillage de phase la plus simple. Pour une entrée échelon unité, la fonction de transfert correspondante selon l'équation (II-21) est :

$$H(s) = \frac{k_0 k_1}{s + k_0 k_1} \quad (\text{II-26})$$

$H(s)$  est une fonction de transfert du premier ordre. La largeur de bande de bruit peut être calculée par:

$$\begin{aligned} B_n &= \int_0^{\infty} \frac{(k_0 k_1)^2 df}{\omega^2 + (k_0 k_1)^2} = \frac{(k_0 k_1)^2}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{\omega^2 + (k_0 k_1)^2} \\ &= \frac{(k_0 k_1)^2}{2\pi k_0 k_1} \tan^{-1} \left( \frac{\omega}{k_0 k_1} \right) \Big|_0^{\infty} = \frac{k_0 k_1}{4} \end{aligned} \quad (\text{II-27})$$

Avec le signal d'entrée  $\theta_i(s) = \frac{1}{s}$ , l'erreur peut être trouvée selon l'équation (II-22) comme:

$$\varepsilon(s) = \theta_i(s) H_e(s) = \frac{1}{s + k_0 k_1} \quad (\text{II-28})$$

En régime permanent on a :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \varepsilon(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{s + k_0 k_1} = 0 \quad (\text{II-29})$$

Mais si le signal d'entrée est  $\theta_i(s) = \frac{\Delta w}{s^2}$ , l'erreur sera :

$$\varepsilon(s) = \theta_i(s) H_e(s) = \frac{\Delta w}{s} \frac{1}{s + k_0 k_1} \quad (\text{II-31})$$

En régime permanent:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \varepsilon(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\Delta w}{s + k_0 k_1} = \frac{\Delta w}{k_0 k_1} \quad (\text{II-32})$$

On constate que dans ce cas l'erreur n'est pas nulle et on remarque qu'une valeur importante de  $k_0 k_1$  peut rendre l'erreur faible. Cependant, l'équation (II-26) indique qu'une faible valeur de  $\varepsilon(t)$  signifie une bande de bruit plus large.

### **b. Boucle à verrouillage de phase du deuxième ordre :**

Une boucle à verrouillage de phase du second ordre signifie que le dénominateur de la fonction  $H(s)$  de transfert est une fonction de second ordre de  $s$ . dans ce cas on propose le filtre suivant:

$$F(s) = \frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1} \quad (\text{II-32})$$

Substituant cette relation dans l'équation (II-21), la fonction de transfert de la boucle devient :

$$H(s) = \frac{\frac{k_0 k_1 \tau_2 s + k_0 k_1}{\tau_1}}{s^2 + \frac{k_0 k_1 \tau_2 s + k_0 k_1}{\tau_1}} = \frac{2\zeta \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{II-33})$$

Avec  $\omega_n$  est la pulsation naturelle, qui peut être exprimée par :

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_0 k_1}{\tau_1}} \quad (\text{II-34})$$

Et  $\zeta$  le coefficient d'amortissement, qui peut être exprimé par :

$$2\zeta \omega_n = \frac{k_0 k_1 \tau_2}{\tau_1} \quad \text{Où} \quad \zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2} \quad (\text{II-35})$$

La largeur de bande de bruit peut être trouvée comme suit :

$$\begin{aligned}
 B_n &= \int_0^{\infty} |H(\omega)|^2 df = \frac{\omega_n}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{1 + \left(2\zeta \frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left(2\zeta \frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} d\omega \\
 &= \frac{\omega_n}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{1 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}{\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^4 + 2(2\zeta^2 - 1)\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + 1} d\omega = \frac{\omega_n}{2} \left(\zeta + \frac{1}{4\zeta}\right)
 \end{aligned} \tag{II-36}$$

La fonction de transfert d'erreur peut être obtenue à partir de l'équation (II-22) :

$$H_e(s) = 1 - H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{II-37}$$

Si l'entrée est un échelon, l'erreur sera:

$$\mathcal{E}(s) = \frac{s}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{II-38}$$

En régime permanent:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathcal{E}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s\mathcal{E}(s) = 0 \tag{II-39}$$

Et si on applique l'entrée  $\theta_i(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2}$ , l'erreur sera :

$$\mathcal{E}(s) = \frac{1}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{II-40}$$

En régime permanent:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathcal{E}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s\mathcal{E}(s) = 0 \tag{II-41}$$

Contrairement à la boucle de premier ordre, l'erreur en régime permanent est nulle pour un signal modulé en fréquence. Pour cette raison dans notre travail on a adopté une PLL au second ordre, car le signal est modulé en fréquence par le Doppler qui résulte du mouvement permanent du satellite.

Dans la section qui suit on adopte une PLL de second ordre, cet dernier contient un filtre de premier ordre et un VCO. Sur la figure (II-11) la boucle Costas contient deux

multiplications, la première multiplication est le produit entre le signal d'entrée et la porteuse locale et la deuxième multiplication est entre une onde porteuse déphasée de 90 degrés et le signal d'entrée. Le but de la boucle de Costas est d'essayer de maintenir toute l'énergie dans la voie  $I$  (in-phase). Si on le suppose que la réplique de code sur la figure (II-12) est parfaitement alignée, la multiplication dans la voie  $I$  donne l'équation suivante:

$$D^K(n) \cos(w_{IF}n) \cos(w_{IF}n + \Phi) = \frac{1}{2} D^K(n) \cos(\Phi) + \frac{1}{2} D^K(n) \cos(2w_{IF}n + \Phi) \quad (\text{II-42})$$

Là où  $\Phi$  est l'erreur de phase entre la phase du signal d'entrée et la phase de la réplique locale. La multiplication dans la voie  $Q$  (Quadrature) donne l'équation suivante:

$$D^K(n) \cos(w_{IF}n) \sin(w_{IF}n + \Phi) = \frac{1}{2} D^K(n) \sin(\Phi) + \frac{1}{2} D^K(n) \sin(2w_{IF}n + \Phi) \quad (\text{II-43})$$

Après la multiplication les deux signaux sont filtrés avec un filtre passe-bas afin d'éliminer les deux termes avec double FI, et les deux signaux suivants sont obtenus :

$$I^K = \frac{1}{2} D^K(n) \cos(\Phi) \quad (\text{II-44})$$

$$Q^K = \frac{1}{2} D^K(n) \sin(\Phi) \quad (\text{II-45})$$

Sachant que l'entrée appliquée au VCO n'est autre que la phase qui résulte du discriminateur utilisé, dans notre cas c'est le 'Atan' car :

$$\frac{Q^K}{I^K} = \frac{1/2 D^K(n) \sin(\phi)}{1/2 D^K(n) \cos(\phi)} \quad (\text{II-46})$$

$$= \tan(\phi)$$

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{Q^K}{I^K}\right). \quad (\text{II-47})$$

Dans notre travail on définit le filtre passe-bas et le VCO par leurs fonctions de transfert suivantes :

$$F(s) = \frac{1}{s} \frac{\tau_2 s + 1}{\tau_1} \quad (\text{II-48})$$

$$N(s) = \frac{K_0}{s} \quad (\text{II-49})$$

Selon l'équation (II-21) la fonction de transfert de la PLL est :

$$H(s) = \frac{K_d F(s) N(s)}{1 + K_d F(s) N(s)} \quad (\text{II-50})$$

Où  $K_d$  est le gain du discriminateur de phase. Substituant l'équation (II-48) et (II-49) dans la fonction de transfert de l'équation (II-50) on trouve:

$$H(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + s\zeta\omega_n + \omega_n^2} \quad (\text{II-51})$$

Où la fréquence normale  $\omega_n = \sqrt{\frac{K_0 K_d}{\tau_1}}$ , et le facteur d'amortissement  $\zeta = \frac{\tau_2 \omega_n}{2}$ .

Comme les signaux de notre simulation sont discrets, la fonction de transfert ci-dessus doit être convertie en domaine Z. Ceci nous donne la fonction de transfert numérique suivante:

$$H_1(z) = \frac{(4\zeta\omega_n T + (\omega_n T)^2) + 2(\omega_n T)^2 z^{-1} + ((\omega_n T)^2 - 4\zeta\omega_n T) z^{-2}}{(4 + 4\zeta\omega_n T + (\omega_n T)^2) + (2(\omega_n T)^2 - 8) z^{-1} + (4 + (\omega_n T)^2 - 4\zeta\omega_n T) z^{-2}} \quad (\text{II-52})$$

Le modèle numérique de la PLL de deuxième ordre est montré sur la figure ci-dessous :

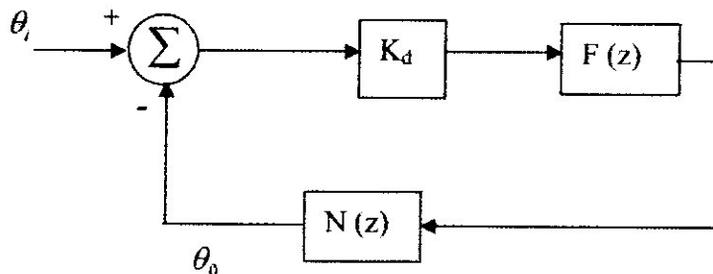


Figure II-14 : Modèle numérique de la PLL de second ordre

Où  $K_d$  est le gain de discriminateur,  $F(z)$  est la fonction de transfert du filtre, et  $N(z)$  est la fonction de transfert de VCO. Alors que les fonctions de transfert numériques pour le filtre et le VCO sont :

$$F(z) = \frac{(C_1 + C_2) - C_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (\text{II-53})$$

(II-54)

$$N(z) = \frac{K_0 z^{-1}}{1 - z^{-1}}$$

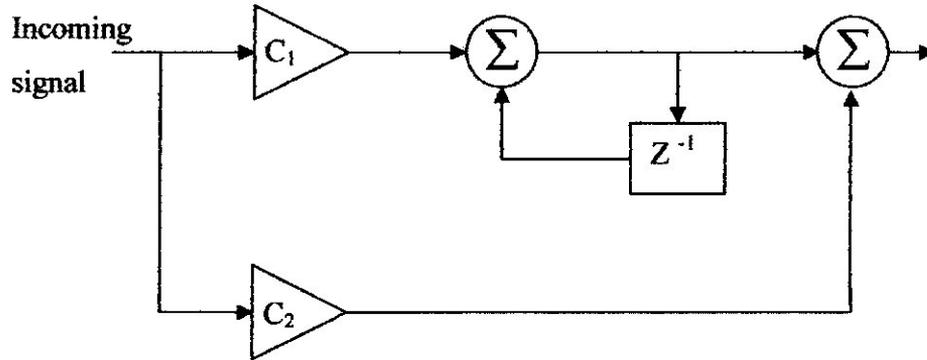


Figure II-15: Filtre de la boucle PLL.

La figure (II-15) donne le synoptique équivalent au filtre de boucle  $F(z)$ . On remarque que ce dernier sera défini seulement en déterminant les coefficients  $C_1$  et  $C_2$ .

La fonction de transfert en  $z$  est alors:

$$H(z) = \frac{\theta_0(z)}{\theta_i(z)} = \frac{K_d F(z) N(z)}{1 + K_d F(z) N(z)} \tag{II-55}$$

On replace les deux équations (II-53) et (II-54) dans (II-55) on trouve:

$$H_2(z) = \frac{K_0 K_d (C_1 + C_2) z^{-1} - K_0 K_d C_1 z^{-2}}{1 + (K_0 K_d (C_1 + C_2) - 2) z^{-1} + (1 - K_0 K_d C_1) z^{-2}} \tag{II-56}$$

Afin de trouver les deux coefficients  $C_1$  et  $C_2$  on compare l'équation (II-52) avec (II-56).

Ce qui nous donne :

$$C_1 = \frac{1}{K_0 K_d} \frac{8\zeta\omega_n T}{4 + 4\zeta\omega_n T + (\omega_n T)^2} \tag{II-57}$$

$$C_2 = \frac{1}{K_0 K_d} \frac{4(\omega_n T)^2}{4 + 4\zeta\omega_n T + (\omega_n T)^2} \tag{II-58}$$

Où  $K_0 K_d$  est le gain de boucle.

La fréquence naturelle peut être trouvée en utilisant:

$$\omega_n = \frac{8\zeta B_L}{4\zeta^2 + 1} \tag{II-59}$$

Où  $B_L$  est la largeur de bande de bruit dans la boucle.

**II-3-6. Schéma bloc de poursuite:**

Avant de discuter l'utilisation de l'équation ci-dessus, concentrons sur la poursuite du signal GPS. L'entrée de la PLL conventionnel est habituellement un signal modulé en fréquence et la fréquence du VCO est commandée pour suivre la fréquence du signal d'entrée. Dans un récepteur GPS l'entrée est un signal GPS et la PLL doit suivre ce signal. Cependant, le signal GPS est déphasé et code. Les fréquences de la porteuse et la fréquence de code changent en raison de l'effet Doppler, qui est provoqué par le mouvement du satellite GPS aussi bien que le mouvement du récepteur. Afin de dépister le signal de GPS, l'information de code C/A doit être enlevée. En conséquence, il exige deux boucles a verrouillage de phase pour dépister le signal GPS. Une boucle pour la poursuite de code C/A et l'autre pour la fréquence de la porteuse. Dans cette section on décrit comment la DLL et la PLL peuvent être couplées ensemble pour réduire au minimum le volume des calculs.

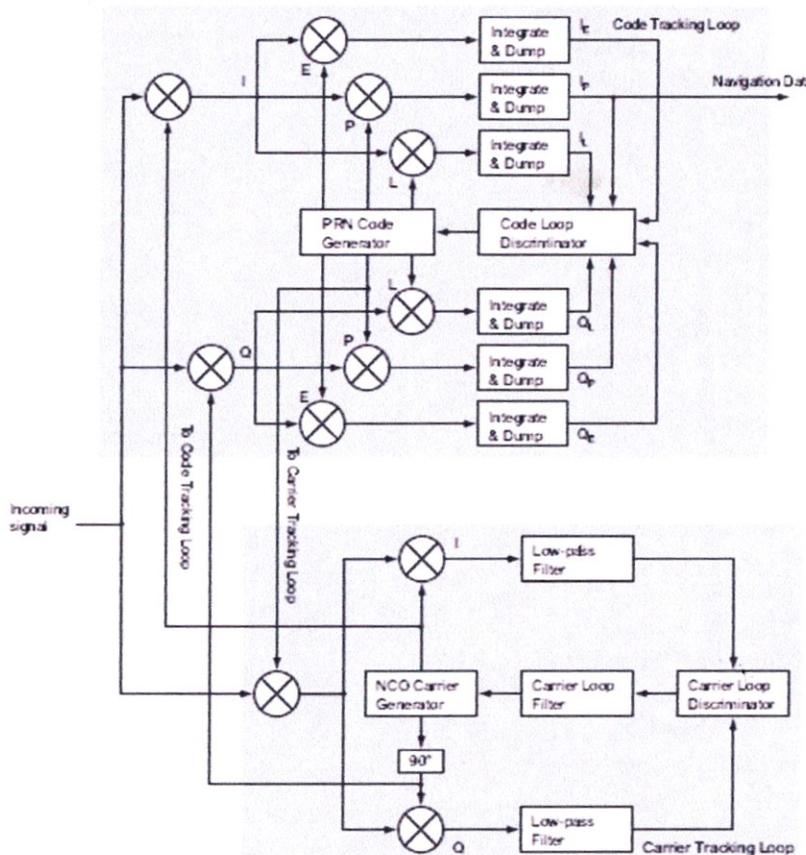


Figure II-16 : Schéma global de poursuite.

## II-4. CALCUL DE LA POSITION DES SATELLITES :

La position de chaque satellite est nécessaire afin de déterminer la position du récepteur. Le calcul de cette position est basé sur les informations émises dans le message de navigation, que soit des éphémérides ou des almanachs et elles sont basées sur la modélisation de **Kepler**.

### II-4-1. Description de Kepler d'une orbite :

Les paramètres de Kepler décrivent la position du plan orbital d'un satellite dans l'espace, la figure (I-17) illustre l'orbite dans un référentiel ECEF qui est mieux adapté pour le GPS, tandis que le tableau (I-3) donne une explication pour ces paramètres.

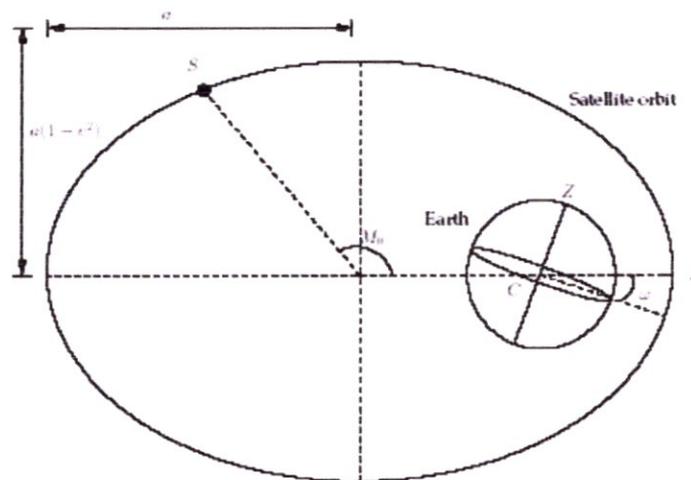


Figure II-17: Orbite d'un satellite.

Variable	Nom	Description
$i$	Taux de variation de l'inclinaison.	C'est l'angle entre le plan équatorial de la terre et le plan orbital du satellite
$\Omega$	Longitude du nœud ascendant	C'est l'angle entre l'axe x et le point d'intersection du plan orbital avec le plan équatorial.
$\omega$	Argument du périégée (rad)	Le périégée est un point sur l'orbite qui est le plus proche de la terre. $\omega$ est l'angle entre ce point et l'ascending node dans le plan orbital.
$e$	Excentricité de l'orbite.	C'est une mesure d'aplatissement de l'orbite, car si $e=0$ , l'orbite est circulaire.
$a$	demi grand-axe de l'ellipse.	C'est la distance entre le centre de l'ellipse et le périégée.
$n_0$	Vitesse angulaire moyenne	C'est la vitesse angulaire moyenne d'un satellite qui tourne une révolution autour de son orbite.
$M_0$	Anomalie moyenne	C'est l'angle entre le périégée et le satellite mesuré dans le plan orbital et par rapport au centre de l'ellipse.

Tableau II-3 : Description des paramètres de Kepler.

Nous avons besoin aussi de quelques paramètres additionnels qui sont :

Variable	Nom	Description
$f$	<b>True anomaly</b>	C'est l'angle entre le périégée et le satellite mesuré dans le plan orbital et par rapport au centre de la terre.
$E$	<b>Eccentric anomaly</b>	C'est l'angle entre le périégée et la position du satellite dans le plan orbital projetée sur un cercle de rayon 'a' et comme centre, le centre de la terre.
$r$	<b>Radius</b>	C'est la distance entre le centre de la terre et la position du satellite.

Les deux figures (II-18) et (II-19) suivantes présentent la position du satellite dans le plan orbital :

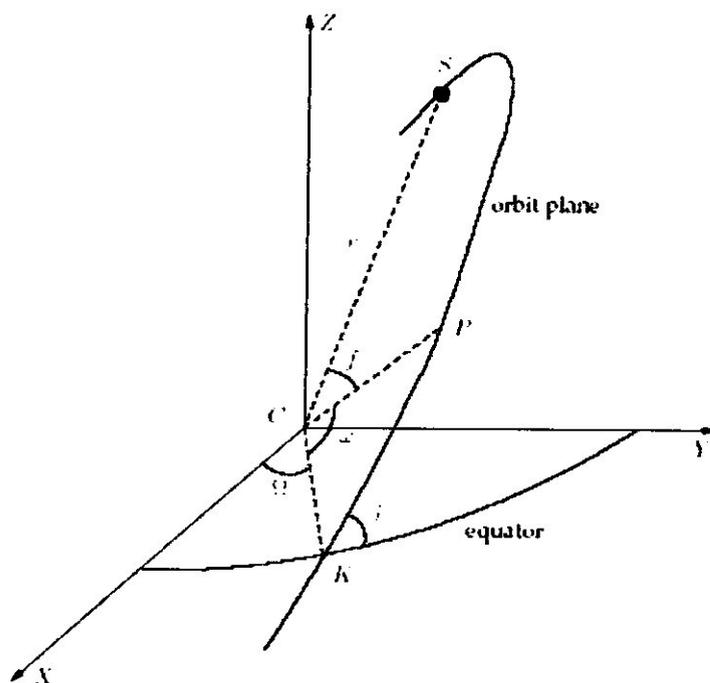


Figure II-18: Orbite du satellite et les paramètres de Kepler dans le ECEF

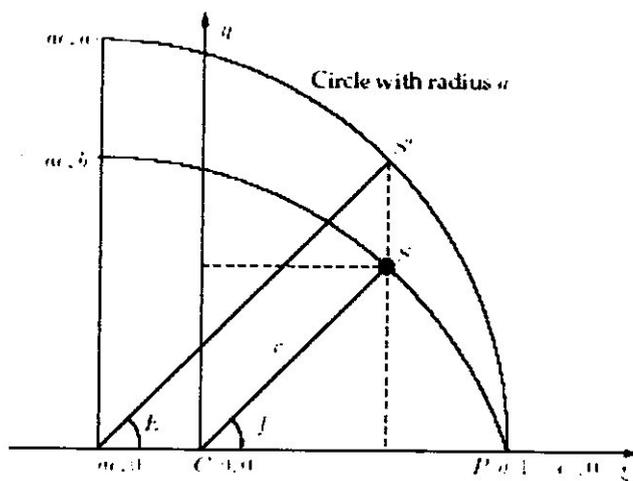


Figure II-19: Le plan orbital.

### II-4-2. Les données d'éphémérides :

Afin de calculer d'une façon plus précise la position d'un satellite GPS, d'autres paramètres sont utilisés de plus, ces paramètres sont inclus dans les éphémérides, ces derniers constituent une partie du message de navigation et sont spécifiques à chaque satellite. Le tableau (II-4) cite les paramètres essentiels éphémérides utilisés dans le calcul de position :

Variable	Description
$M_0$	Anomalie moyenne
$\Delta\eta$	Correction de la vitesse angulaire moyenne de rotation.
$e$	Excentricité de l'orbite.
$\sqrt{a}$	Racine carrée du demi grand-axe de l'ellipse.
$\Omega_0$	Ascension droite de l'orbite au temps de référence.
$i_0$	Inclinaison de l'orbite au temps de référence.
$\omega$	Argument du périhélie de l'ellipse.
$\dot{\Omega}$	Taux de variation de ascension droite.
$\dot{i}$	Taux de variation de l'inclinaison.
$C_{\omega c}$ $C_{\omega s}$	Coefficients de correction de l'argument du périhélie.
$C_{rc}$ $C_{rs}$	Coefficients de correction du rayon de l'orbite.
$C_{ic}$ $C_{is}$	Coefficients de correction de l'inclinaison de l'orbite.
$t_{oe}$	Temps de référence de l'éphéméride.

**Tableau II-4 :** Quelques paramètres d'éphémérides

Les  $C_{xx}$  sont des corrections harmoniques en terme de sinus et de cosinus des variables correspondantes.

**II-4-3. Calcul de la position d'un satellite à partir des éphémérides :**

A partir des éphémérides on peut calculer une position précise de chaque satellite GPS, ceci selon l'algorithme présenté ci-dessous dont la variable d'entrée est l'instant 't' la ou la position du satellite est désirée :

1.	temps passé depuis le temps de référence :	$t = t_S - t_{0e}$
2.	anomalie moyenne au temps t :	$\mu = \mu_0 + \left( \sqrt{\frac{GM}{a^3} + \Delta n} \right) t$ ( $GM = 3.986005 \cdot 10^{14} \text{ m}^3/\text{s}^2$ )
3.	anomalie excentrique :	$E = \mu + e \sin E$ (résolution de l'équation de Kepler par une méthode itérative)
4.	anomalie vraie :	$f = \arctan \left( \frac{\sqrt{1 - e^2} \sin E}{\cos E - e} \right)$
5.	longitude du noeud ascendant :	$\Omega = \Omega_0 + (\dot{\Omega} - \omega_e) t - \omega_e t_{0e}$ ( $\omega_e$ : vitesse angulaire de rotation de la Terre = $7.292115147 \cdot 10^{-5} \text{ rad/s}$ )
6.	argument corrigé du périhélie :	$\omega_c = \omega + f + C_{\omega c} \cos 2(\omega + f) + C_{\omega s} \sin 2(\omega + f)$
7.	distance radiale corrigée :	$r = a(1 - e \cos E) + C_{rc} \cos 2(\omega + f) + C_{rs} \sin 2(\omega + f)$
8.	inclinaison corrigée :	$i = i_0 + \dot{i} \cdot t + C_{ic} \cos 2(\omega + f) + C_{is} \sin 2(\omega + f)$
9.	coordonnées ECEF du satellite :	$\begin{aligned} X_S &= r \cos \omega_c \cos \Omega - r \sin \omega_c \cos i \sin \Omega \\ Y_S &= r \cos \omega_c \sin \Omega - r \sin \omega_c \cos i \cos \Omega \\ Z_S &= r \sin \omega_c \sin i \end{aligned}$

## II-5. CALCUL DE LA POSITION DU RÉCEPTEUR :

La méthode la plus utilisée dans le calcul de la position du récepteur est la méthode des moindres carrés, cette méthode est utilisée dans le cas où nous avons un nombre d'équations supérieur au nombre de variables. Dans ce qui suit nous présentons cette méthode car elle sera utilisée dans le dernier chapitre afin de réaliser notre calcul.

### II-5-1. Linéarisation des équations d'observation :

Dans le cas général, l'équation d'observation est donnée par :

$$P_i^k = \rho_i^k + c(dt_i - dt^k) + T_i^k + I_i^k + e_i^k \quad (\text{II-60})$$

Avec  $P$  est la pseudo distance entre le satellite  $k$  et le récepteur à l'instant  $i$ , tandis que  $\rho$  est la distance géométrique entre le satellite et le récepteur.

$dt_i$  : est l'offset de l'horloge du récepteur.

$dt$  : est l'offset de l'horloge du satellite.

$T$  : est le délai troposphérique.

$I$  : est le délai ionosphérique.

$e$  : des erreurs additionnelles.

La distance géométrique entre le satellite et le récepteur  $\rho$  est calculée à partir :

$$\rho_i^k = \sqrt{(X^k - X_i)^2 + (Y^k - Y_i)^2 + (Z^k - Z_i)^2} \quad (\text{II-61})$$

Ou :

$(X^k, Y^k, Z^k)$ : les coordonnées du satellite  $K$ .

$(X_i, Y_i, Z_i)$ : les coordonnées du récepteur  $i$ .

L'équation d'observation sera donnée par :

$$P_i^k = \sqrt{(X^k - X_i)^2 + (Y^k - Y_i)^2 + (Z^k - Z_i)^2} + c(dt_i - dt^k) + T_i^k + I_i^k + e_i^k \quad (\text{II-62})$$

En utilisant les données des éphémérides, l'offset  $dt$  de l'horloge du satellite ainsi que la position  $(X, Y, Z)$  de chaque satellite sont calculés. Si les délais troposphérique et

ionosphérique sont omis, les inconnus dans l'équation d'observation sont réduits à quatre seulement, qui sont (X,Y,Z) coordonnées du récepteur et dt l'offset de l'horloge du récepteur, par conséquent au moins quatre équations doivent être utilisées avec les pseudo distances correspondantes mesurées.

Ainsi l'équation d'observation résultante ou le système d'équations résultant est non linéaire. Dans le but d'appliquer la méthode des moindres carrés on doit linéariser cette équation, pour cela notons la partie non linéaire comme suit :

$$f(X_i, Y_i, Z_i) = \sqrt{(X^k - X_i)^2 + (Y^k - Y_i)^2 + (Z^k - Z_i)^2} \quad (\text{II-63})$$

La première étape de linéarisation consiste à trouver une approximation initiale de la position du récepteur notée  $X_0, Y_0, Z_0$  puis utilisons :

$$\begin{aligned} X_{i,1} &= X_{i,0} + \Delta X_i \\ Y_{i,1} &= Y_{i,0} + \Delta Y_i \\ Z_{i,1} &= Z_{i,0} + \Delta Z_i \end{aligned} \quad (\text{II-64})$$

Avec  $\Delta$  est la différence entre la position réelle et la position approximée. Autour d'une position approximative on peut développer en série de Taylor la fonction  $f$ , on a :

$$\begin{aligned} f(X_{i,1}, Y_{i,1}, Z_{i,1}) &= f(X_{i,0}, Y_{i,0}, Z_{i,0}) + \frac{\partial f(X_{i,0}, Y_{i,0}, Z_{i,0})}{\partial X_{i,0}} \Delta X_i + \frac{\partial f(X_{i,0}, Y_{i,0}, Z_{i,0})}{\partial Y_{i,0}} \Delta Y_i + \frac{\partial f(X_{i,0}, Y_{i,0}, Z_{i,0})}{\partial Z_{i,0}} \Delta Z_i \\ \frac{\partial f(X_{i,0}, Y_{i,0}, Z_{i,0})}{\partial X_{i,0}} &= -\frac{X^k - X_{i,0}}{\rho_i^k} \\ \frac{\partial f(X_{i,0}, Y_{i,0}, Z_{i,0})}{\partial Y_{i,0}} &= -\frac{Y^k - Y_{i,0}}{\rho_i^k} \\ \frac{\partial f(X_{i,0}, Y_{i,0}, Z_{i,0})}{\partial Z_{i,0}} &= -\frac{Z^k - Z_{i,0}}{\rho_i^k} \end{aligned} \quad (\text{II-64})$$

Ce qui nous donne une équation d'observation linéaire tel que :

$$P_i^k = \rho_i^k - \frac{X^k - X_{i,0}}{\rho_i^k} \Delta X_i - \frac{Y^k - Y_{i,0}}{\rho_i^k} \Delta Y_i - \frac{Z^k - Z_{i,0}}{\rho_i^k} \Delta Z_i + c(dt_i - dt^k) + T_i^k + I_i^k + e_i^k \quad (\text{II-65})$$

$$P_i^k = \rho_i^k \left[ \begin{array}{ccc|c} -\frac{X^k - X_{i,0}}{\rho_i^k} & -\frac{Y^k - Y_{i,0}}{\rho_i^k} & -\frac{Z^k - Z_{i,0}}{\rho_i^k} & 1 \end{array} \right] \begin{bmatrix} \Delta X_i \\ \Delta Y_i \\ \Delta Z_i \\ c \cdot dt_i \end{bmatrix} = -c \cdot dt^k + T_i^k + I_i^k + e_i^k$$

$$\left[ \begin{array}{ccc|c} -\frac{X^k - X_{i,0}}{\rho_i^k} & -\frac{Y^k - Y_{i,0}}{\rho_i^k} & -\frac{Z^k - Z_{i,0}}{\rho_i^k} & 1 \end{array} \right] \begin{bmatrix} \Delta X_i \\ \Delta Y_i \\ \Delta Z_i \\ c \cdot dt_i \end{bmatrix} = [P_i^k - \rho_i^k + c \cdot dt^k - T_i^k - I_i^k - e_i^k] \quad (\text{II-66})$$

Une solution unique ne peut pas être trouvée à l'équation ci-dessus parce qu'il y a seulement une équation à quatre variables inconnues. Ainsi l'équation finale à résoudre est la suivante :

$$Ax = \begin{bmatrix} \frac{X^1 - X_{i,0}}{\rho_i^1} & -\frac{Y^1 - Y_{i,0}}{\rho_i^1} & -\frac{Z^1 - Z_{i,0}}{\rho_i^1} & 1 \\ \frac{X^2 - X_{i,0}}{\rho_i^2} & -\frac{Y^2 - Y_{i,0}}{\rho_i^2} & -\frac{Z^2 - Z_{i,0}}{\rho_i^2} & 1 \\ \frac{X^3 - X_{i,0}}{\rho_i^3} & -\frac{Y^3 - Y_{i,0}}{\rho_i^3} & -\frac{Z^3 - Z_{i,0}}{\rho_i^3} & 1 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \frac{X^m - X_{i,0}}{\rho_i^m} & -\frac{Y^m - Y_{i,0}}{\rho_i^m} & -\frac{Z^m - Z_{i,0}}{\rho_i^m} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta X_{i,1} \\ \Delta Y_{i,1} \\ \Delta Z_{i,1} \\ c \cdot dt_{i,1} \end{bmatrix} = b \quad (\text{II-67})$$

Où  $b = P_i^k - \rho_i^k + c(dt_i - dt^k) - T_i^k - I_i^k - e_i^k$ . Si  $m \geq 4$  il y a une solution au système. La solution  $\Delta X_{i,1}$ ,  $\Delta Y_{i,1}$ ,  $\Delta Z_{i,1}$  est la différence entre la position rapprochée initiale de récepteur et la prochaine position rapprochée comme :

$$\begin{aligned} X_{i,1} &= X_{i,0} + \Delta X_{i,1} \\ Y_{i,1} &= Y_{i,0} + \Delta Y_{i,1} \\ Z_{i,1} &= Z_{i,0} + \Delta Z_{i,1} \end{aligned} \quad (\text{II-68})$$

# Chapitre III

## Simulation du signal GPS et de l'ACQUISITION

### III-1. SIMULATION DU SIGNAL :

#### III-1-1. Introduction :

Comme il a été décrit au chapitre I, le signal GPS est constitué d'une porteuse (L1 ou L2) un code C/A et un message de navigation qui contient les informations nécessaires utiles afin de réaliser un positionnement GPS; aussi de cette description on a constaté la possibilité d'utilisation du logiciel MATLAB pour simuler un signal GPS plus proche de la réalité. Dans ce contexte, le code C/A, la porteuse, le message de navigation ainsi qu'un bruit additionnel, seront tous réalisés sous MATLAB et dans ce qui suit on présente des explications concernant notre simulation.

#### III-1-2. Génération du code C/A :

L'implémentation de la génération du code C/A, comme elle a été décrite au premier chapitre, en **SIMULINK** se résous à l'aide de deux registres à décalage qui permettent l'enregistrement des bits (Chips) et de porte XOR qui fournisse une entrée à chaque registre avant le décalage de son dernier bit qui nous servira en suite de terminer la génération d'un Chip de code C/A.

pour différencier les codes de chaque satellite, on note qu'ils sont de type Gold dont chaque combinaison réalisée sur le registre G2 est spécifique à un satellite donné et définie selon le tableau (I-1).

#### III-1-3. Implémentation Simulink :

Le schéma (III-1) illustre l'opération implémentée sous Simulink pour obtenir le code C/A.

Dans cette simulation, on note que le code C/A est composé de 1023 Chips ce qui correspond à 1.023ms, pour cela on utilise une horloge fonctionnant à une fréquence de 1.023 Mhz.

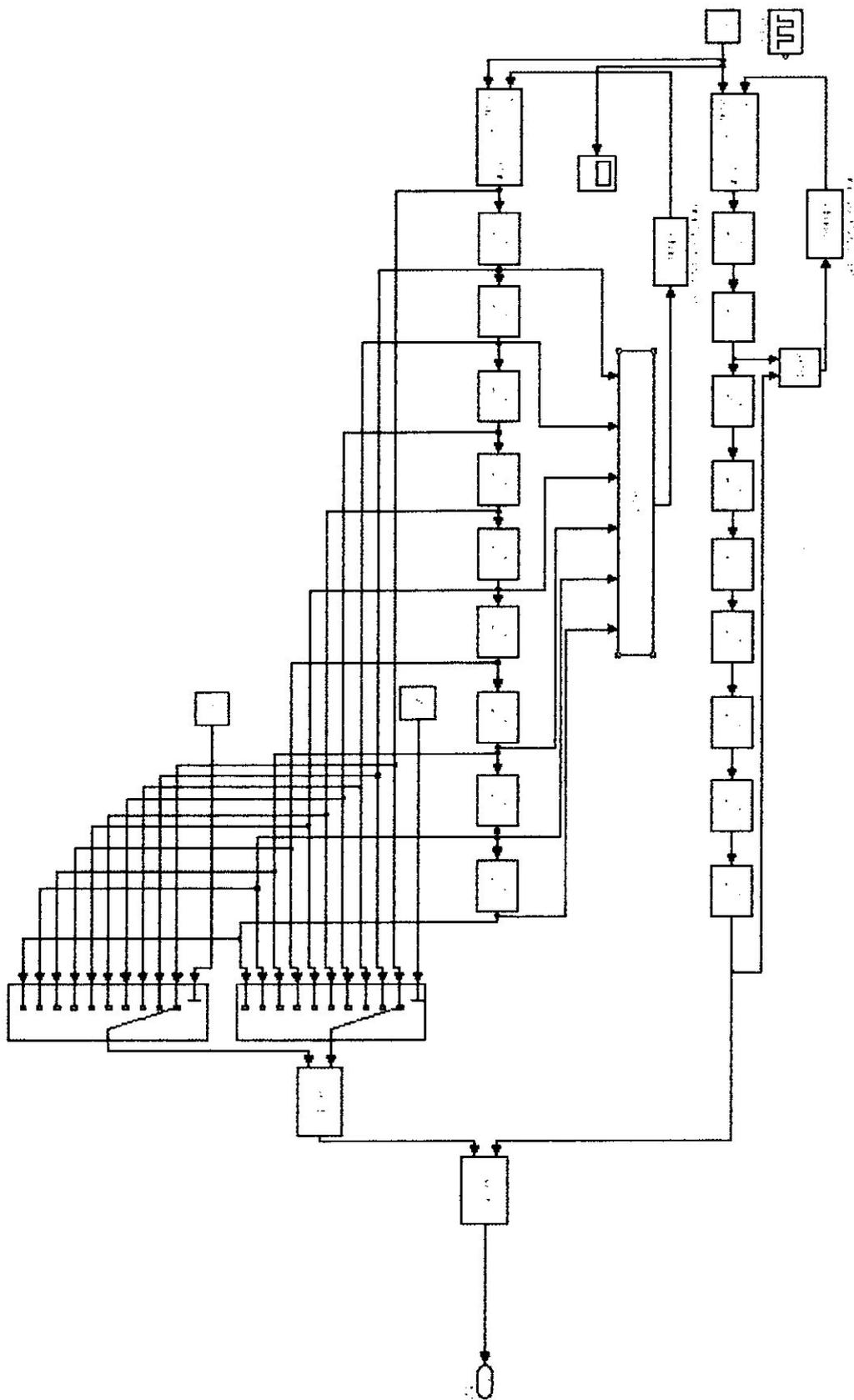


Figure III-1 : Le bloc Simulink pour la simulation du code GOLD.

#### III-1-4. Génération du signal GPS en utilisant des données réelles issus des fichiers RINEX :

Le signal GPS contient le code C/A, le message de navigation et la porteuse à haute fréquence. Ce n'est pas toujours évident de réaliser un tel signal en temps réel, car il est d'une certaine complexité qui lui rend un peu délicat à la simulation pratique.

Pour la simulation du signal on va tout d'abord essayer de multiplier le code C/A et le message de navigation, ce dernier contient 20 codes C/A. La réalisation de cette multiplication se fait en utilisant la fonction simulink (**Look-up Table**) qui permette de sauvegarder les PRN de l'ensemble des satellites, ainsi que le message de navigation traduit et codé sur 1500 bits à partir d'un fichier RINEX de navigation que nous disposons. Cette fonction simulink est commandée par des compteurs qui nous enlève la difficulté du comptage des codes C/A nécessaires pour le déblocage d'un bit de navigation. Notons que les PRN utilisés comme variables sont stockés sous forme de vecteur, ce qui nous oblige pour accomplir l'opération de multiplication l'utilisation du bloc (**Product**), ainsi le signal résultant est :

$$D(t) \cdot C(t) \quad (III-1)$$

Il nous reste maintenant la multiplication par la porteuse; afin d'éviter un temps d'exécution excessif à cause de la valeur importante de la fréquence L1, on a simulé directement une porteuse à la fréquence intermédiaire qui est bien inférieure (3.563000 MHz) ceci correspond à un signal obtenu directement à la sortie de l'étage RF. Dans notre simulation on a employé le bloc (**Discret-Time VCO**) car non seulement il permet de générer une porteuse FI, mais aussi d'injecter un décalage Doppler selon la forme du signal donnée au chapitre I et avec des valeurs réelles prises à partir d'un fichier Rinex d'observation. Dans notre travail le VCO est conditionné par un signal de type rampe dont la pente est calculée à partir du changement Doppler constaté dans le fichier observation. A ce stade on note que le fichier que nous disposons contient une information Doppler prise chaque seconde tandis que notre simulation est réalisée en premier lieu sur quelques millisecondes. Pour cela on a exploité les valeurs disponibles

en utilisant une interpolation linéaire, une fois la droite, doppler fonction du temps, est obtenue, sa pente correspond au changement Doppler et sa valeur est utilisée dans le bloc 'rampe' du simulink. A l'issus de cette étape nous pouvons avoir un signal de la forme suivante:

$$D(t) \cdot C(t) \cdot \cos(2 \cdot \Pi \cdot F_I \cdot t + \varphi(t)) \quad (\text{III-2})$$

Signalant que  $\varphi(t)$  contient la phase du signal utile ainsi que le Doppler qui est fonction du temps.

Finalement afin d'obtenir notre signal GPS reçu, on multiplie en utilisant le bloc **PRODUCT** la porteuse issue du VCO avec le produit du code C/A et le message de navigation issu de la première partie de la simulation du signal.

Ce qui nous reste c'est juste l'addition du bruit considéré comme un signal aléatoire de distribution Gaussienne à l'aide du bloc **Random Number** et on l'additionne à l'équation (III-2), d'où le signal final à la sortie de cette simulation donné par :

$$D(t) \cdot C(t) \cdot \cos(2 \cdot \Pi \cdot F_I \cdot t + \varphi(t)) + n(t) \quad (\text{III-3})$$

où  $n(t)$  est le bruit Gaussien.

### III-1-5. Implémentation Simulink :

Le schéma (III-2) résume ce qu'on arrive d'élaborer en ce qui concerne la simulation du signal GPS dans la section précédente.

On note que la fréquence d'échantillonnage utilisée dans cette simulation est de l'ordre de 11.253 MHz.

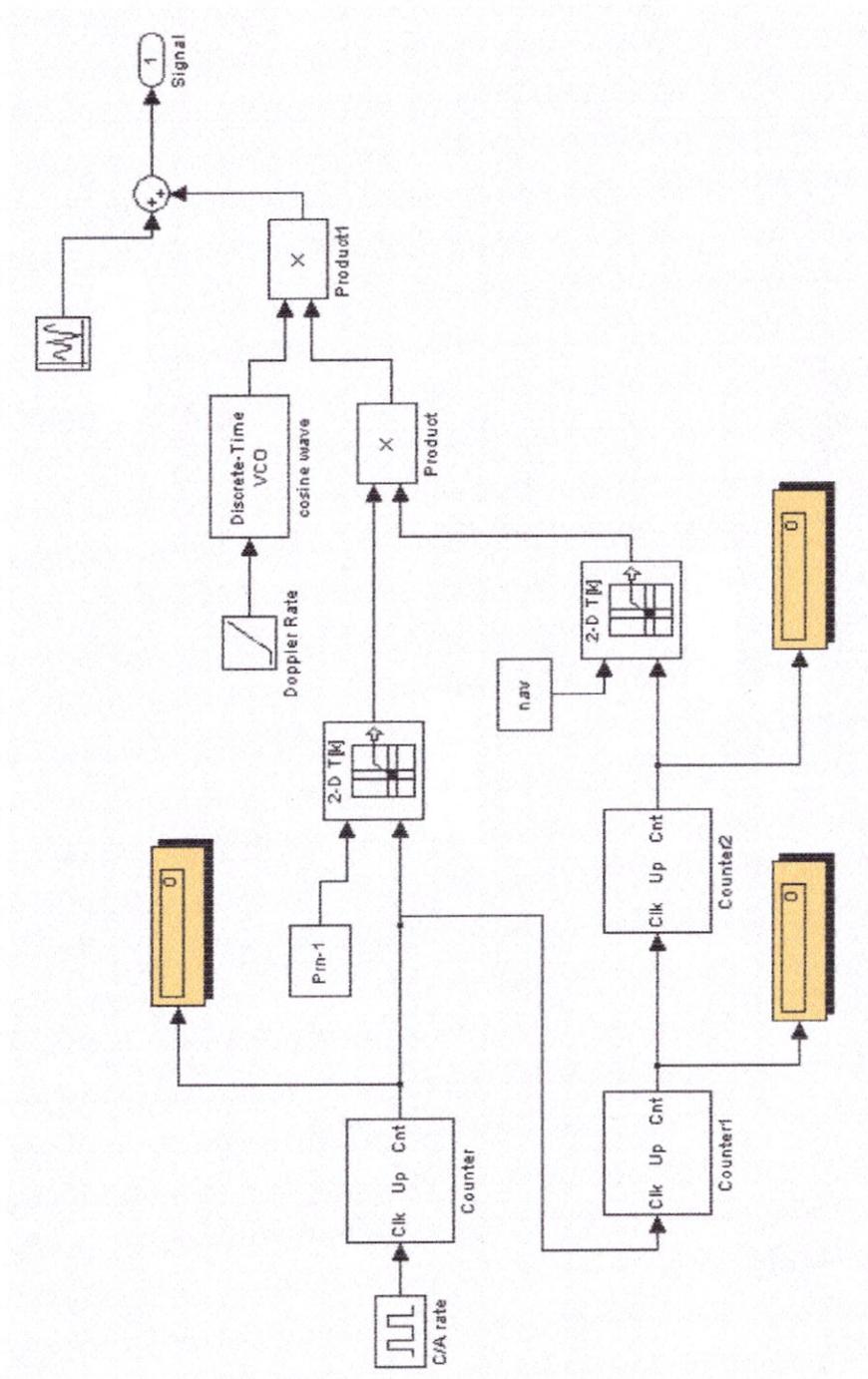
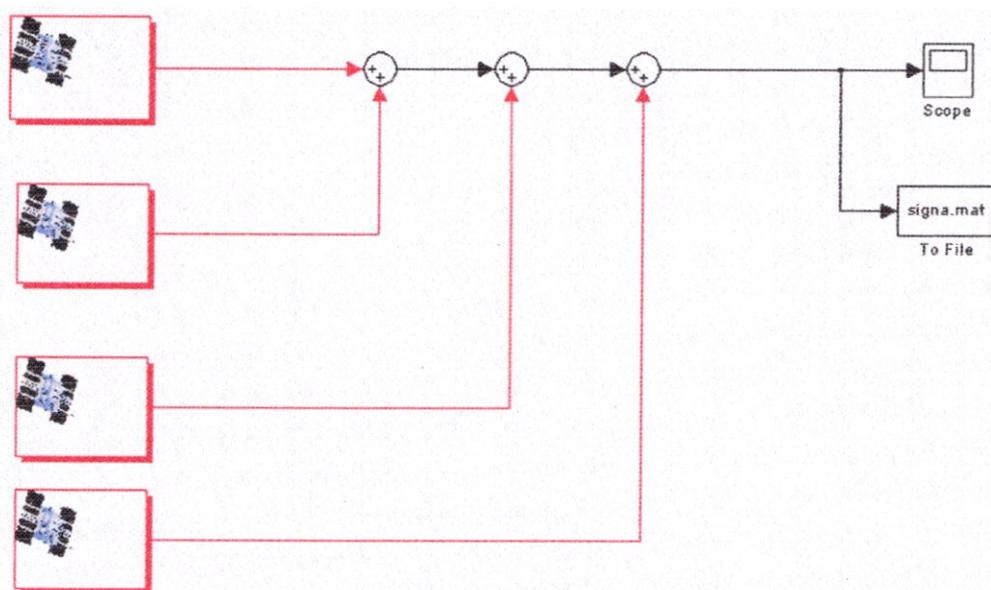


Figure III-2 : Le bloc Simulink pour la simulation du signal d'un satellite

Nous savons que le signal reçu à l'entrée du récepteur ne contient pas seulement le signal d'un seul satellite mais d'un mélange de signaux reçu à partir des satellites visibles. Donc on s'est servi du fichier d'observation qui nous donne une information sur les satellites présents afin de simuler une séquence réelle. Cette séquence choisie correspond à l'utilisation de quatre satellites, dont les signaux provenant sont simulés puis additionnés, l'ajout du bruit donne un aspect très proche à la réalité d'un vrai signal GPS.

Le schéma (III-3) montre une description globale de la simulation MATLAB du signal GPS.

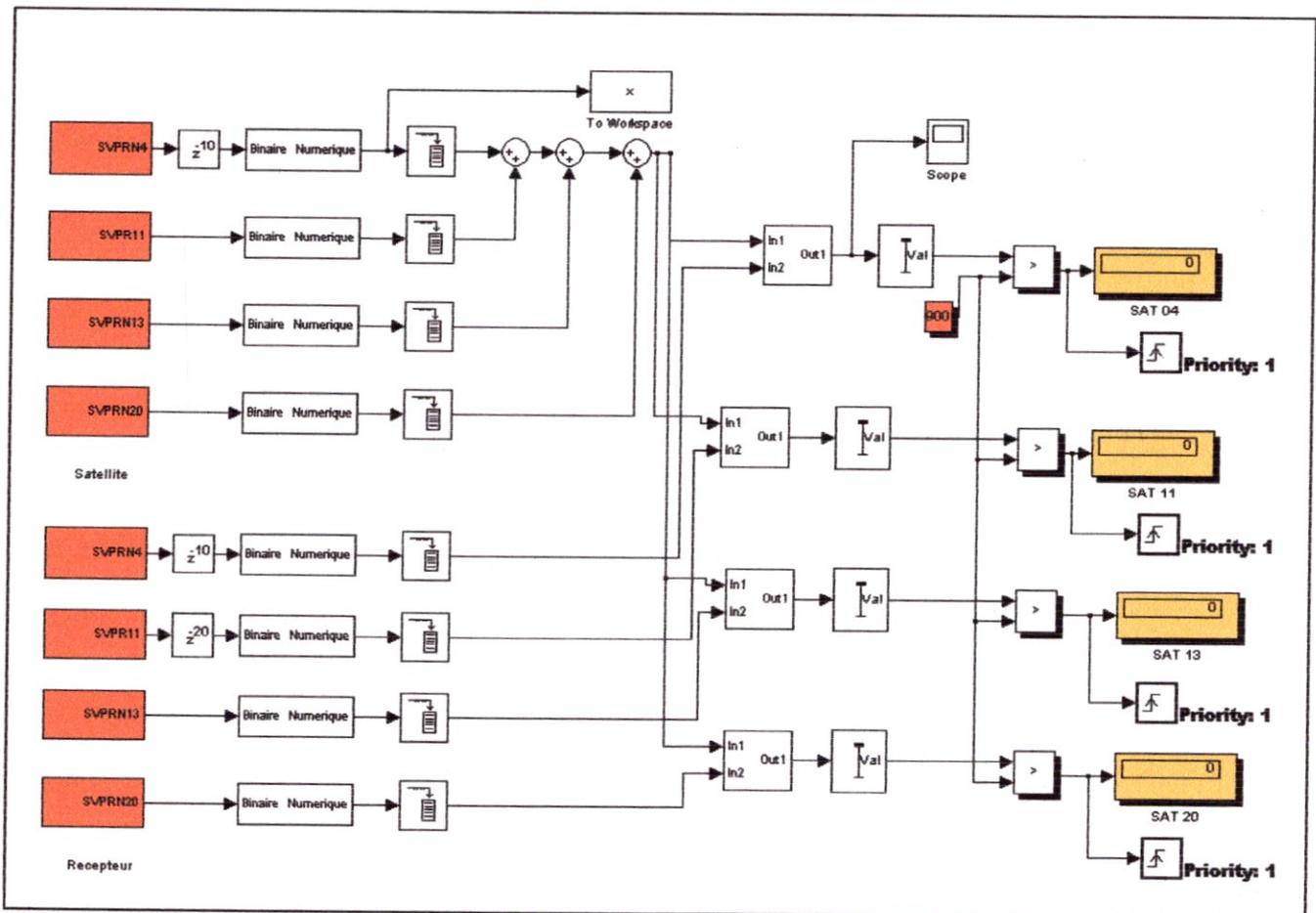


**Figure III-3 :** représentation globale de la simulation du signal a l'entrée du récepteur.

**III-2. SIMULATION DE LA 1<sup>ère</sup> METHODE DE L'ACQUISITION :**

L'algorithme de cette méthode, comme elle a été décrite au Chapitre II, consiste à la multiplication successive du signal GPS reçu par un PRN généré localement et en suite par une porteuse générée aussi localement ; donc pour mieux récapituler cette méthode, on dit qu'elle n'est qu'une application directe du concept de corrélation.

**III-2-1. Implémentation Simulink :**



**Figure III-4 :** Schéma bloc de La première méthode de l'acquisition.

La figure ci-dessus (III-4) représente une partie de l'implémentation Simulink de la 1<sup>ère</sup> méthode qui doit comprendre dans la partie récepteur un nombre de boites de l'ordre de (1023\*32), sachant aussi que ce schéma ne fait que visualiser le traitement effectué sur le code après avoir ramener la porteuse à la freelance intermédiaire en

suite extraire le code seul. Donc si c'était une représentation réelle complète de cette méthode et si on adoptera un pas de fréquence de 500Hz, sachant qu'on tolère un Doppler qui varie de 10 KHz de part et d'autre de la fréquence centrale, elle contiendra alors un nombre de boîte de l'ordre de  $(1023 \cdot 32 \cdot 21)$ .

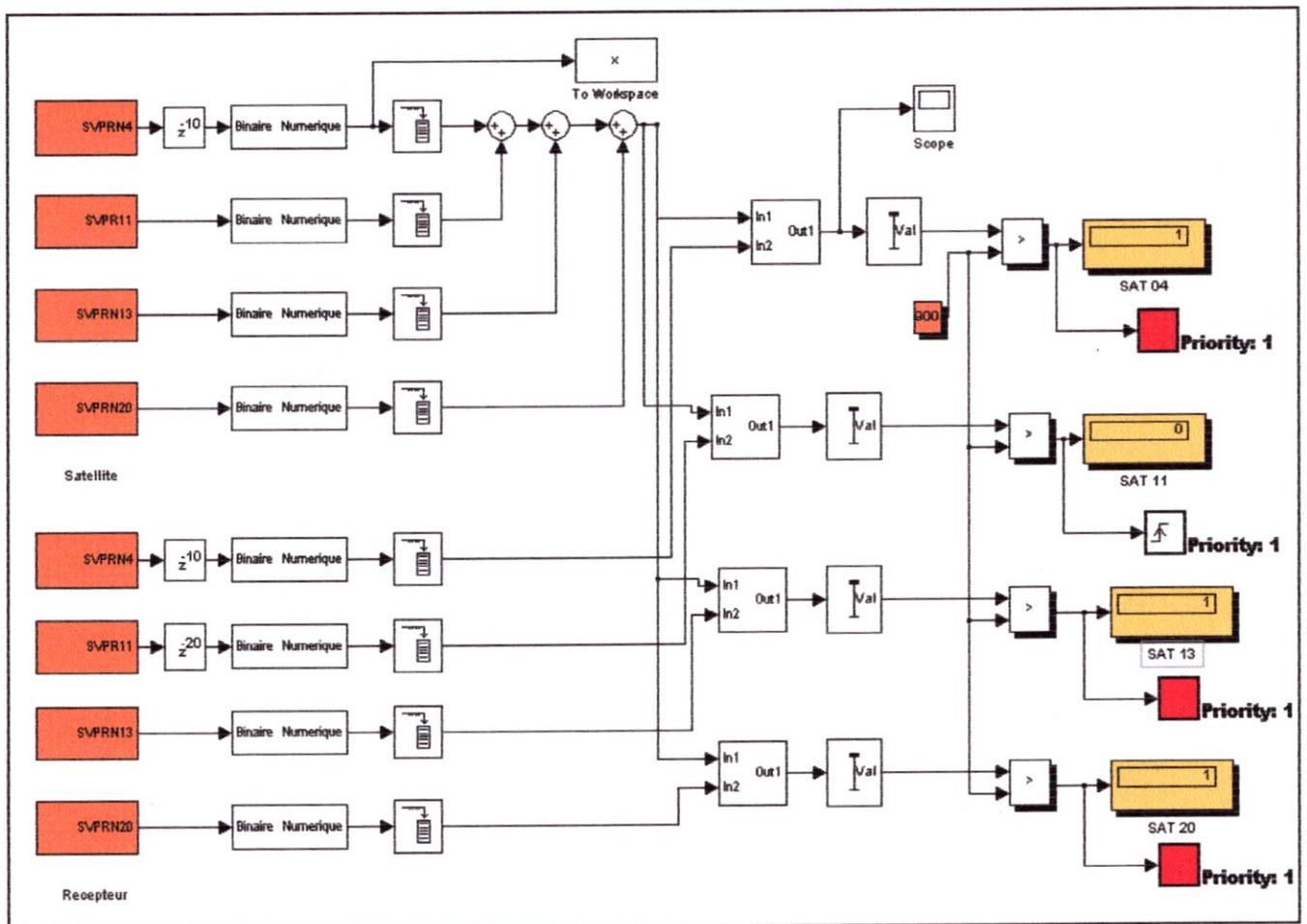


Figure III-5 : Illustration d'un exemple de la première méthode de l'acquisition.

La figure (III-5) représente le résultat obtenu après l'exécution de la 1<sup>ère</sup> méthode, et les lampes qui signalent en rouge représentent la présence du satellite ainsi que son code phase à travers le code dont lequel la corrélation dépasse le seuil voulu (précisé à 900 dans notre simulation).

Le compteur présent en jaune sert à compter le nombre de dépassement qu'effectue la valeur maximale du vecteur de corrélation.

### III-2-2. Avantages et inconvénients de la méthode :

L'avantage de cette méthode se réside dans le principal de l'acquisition qui est la décision de la présence du satellite ainsi que l'obtention de son code phase, qui servira en suite pour le calcul de la position du récepteur. Par contre et comme sa était noté avant, le nombre d'opération effectué lors de cette méthode est assez élevé par conséquent le temps d'exécution sera important, d'où la nécessité de diminuer le nombre d'opération,  $(1023*32*21=687456)$  qui sera immense si on prend en considération la fréquence d'échantillonnage de chaque bloc. Par exemple si on considère que tous les blocs tournent à la même fréquence égale à 1.2MHz, donc le traitement de 1ms du signal reçu prend :

$$(1.2*10^6)/(1023*32*21)= 1.74556626169529 \text{ s}$$

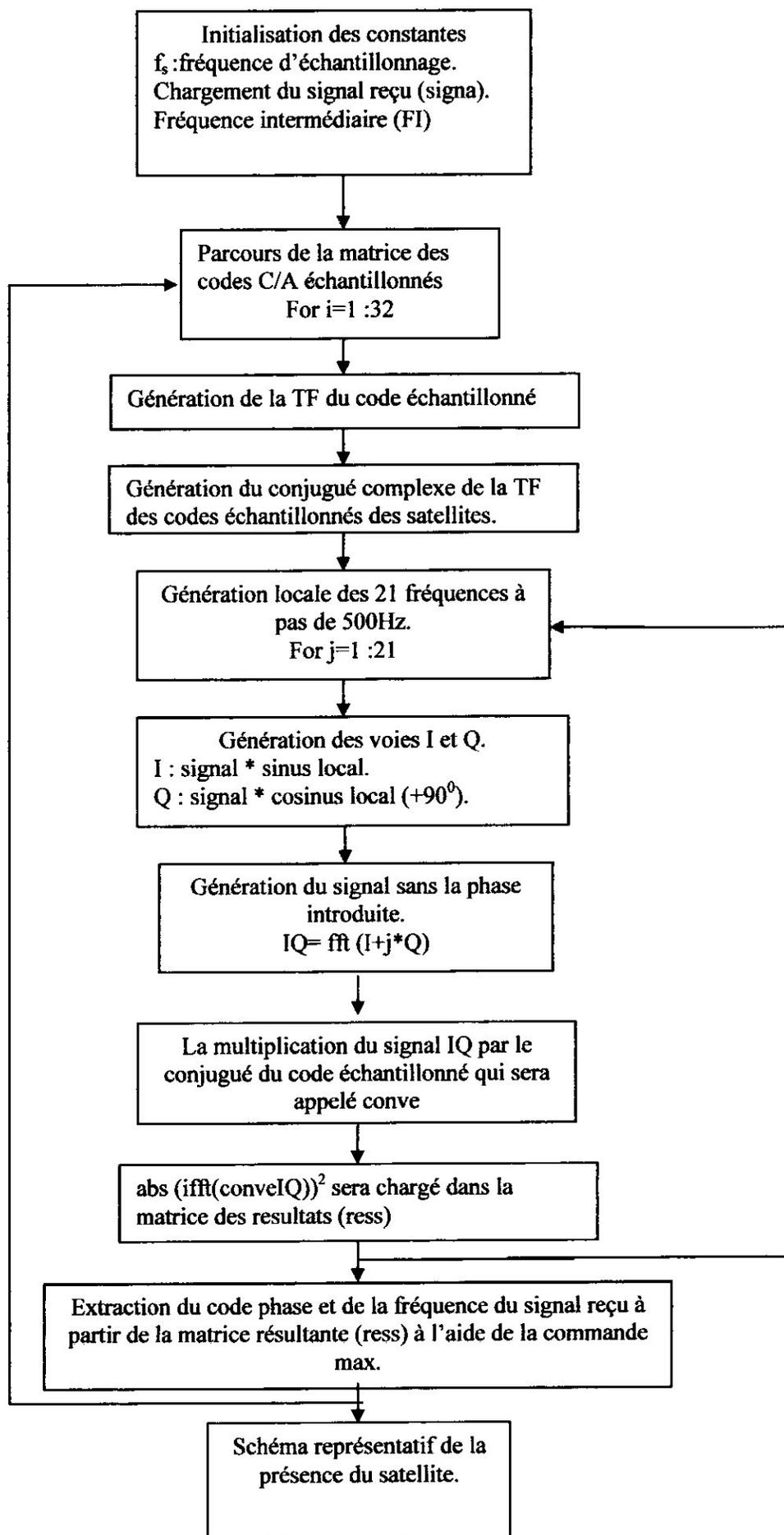
Ce qui n'est pas valide au déplacement des satellites qui tournent à 3874 m/s, et tout ça va induire des erreurs qui se cumuleront en fur et à mesure.

### III-3. SIMULATION DE LA 3<sup>ème</sup> METHODE :

Comme ça été noté à la deuxième section du Chapitre II, la troisième méthode de l'acquisition qui se nomme « L'acquisition parallèle sur le code phase » est la méthode la plus rapide en terme de nombre d'opération à exécuter due à l'utilisation de la corrélation circulaire qui consiste à la génération de **21** fréquences au lieu de générer **21** fréquences plus les **1023** combinaisons de code C/A pour chaque satellite.

#### III-3-1. Algorithme du programme adopté pour la 3<sup>ème</sup> méthode :

Pour son remarquable avantage on adoptera cette méthode pour l'élaboration de l'acquisition dans notre travail, et on a abouti à l'organigramme suivant :



Et le programme en MATLAB illustre l'organigramme ci-dessus.

Notons que la dernière génération des récepteurs GPS est dotée de la technique appelée démarrage à chaud, qui consiste à introduire des données préliminaires par le constructeur. Ces données comportent les codes des satellites possibles à être visibles dans une région à un moment près, ce qui facilite l'acquisition au récepteur.

Alors que le traitement de cette méthode se fait à une fréquence intermédiaire qui résulte des diverses modifications fréquentielles subies lors du passage du signal dans la tête HF.

Pour ce programme, le code local est déjà généré et stocké dans un fichier chargé. Cependant, dans un vrai récepteur GPS, les technologies utilisées ne permettent pas encore l'accès à un espace mémoire d'où l'obligation de les générer par registre à décalage.

L'acquisition ne conduit qu'à une estimation grossière du déphasage et du retard (servant ensuite de base pour les boucles de poursuite). En effet, un chip d'erreur (d'une période d'environ  $\frac{1}{1,023 \cdot 10^6} \approx 1 \mu s$ ) équivaut à une erreur position  $1 \mu s \times 3 \cdot 10^8 = 300 m$  d'où la nécessité d'une estimation précise du code phase et de la fréquence du signal reçu.

Ce programme a été testé et on a obtenu pour un code différent du code entrant, une fonction d'intercorrélation sans pic significatif :

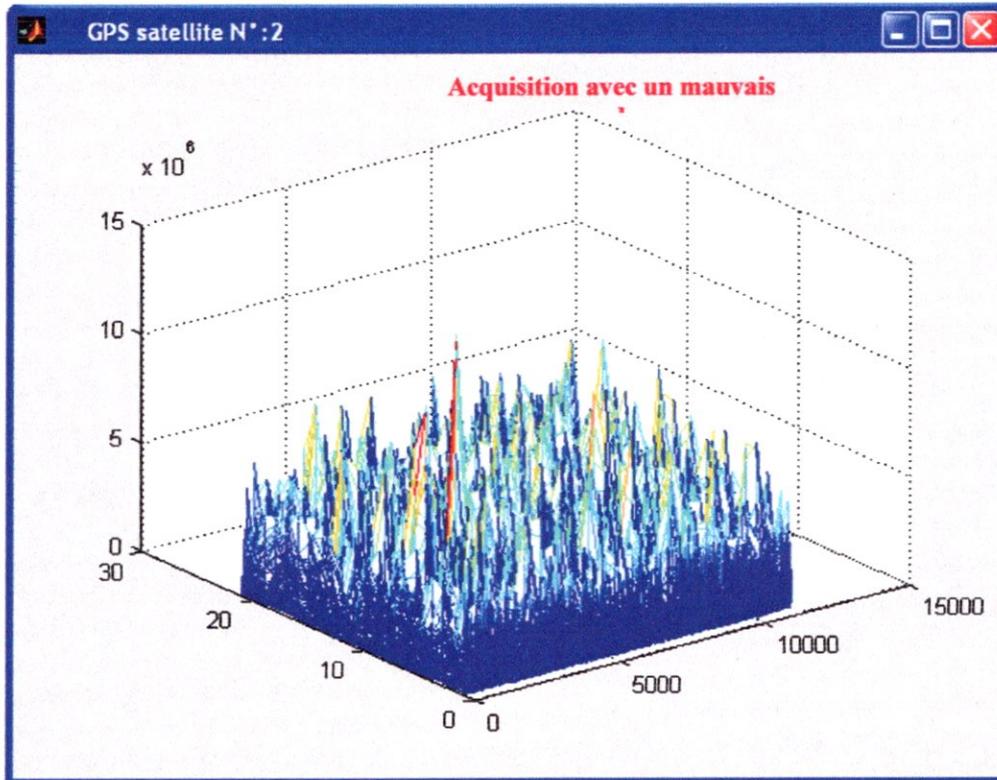


Figure III-6 : Résultat de l'acquisition pour un canal calé sur un mauvais code.

Lorsqu'on a trouvé le bon code, le résultat de l'acquisition était de la forme suivante :

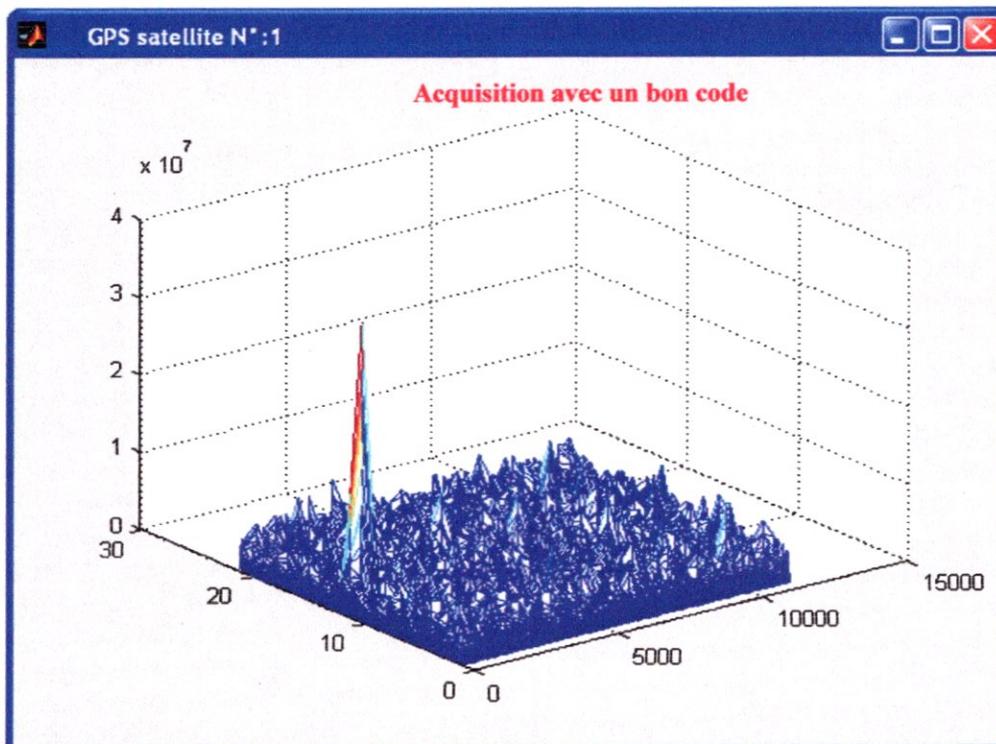


Figure III-7 : Résultat de l'acquisition pour un canal cale sur le bon code.

Et le code issu du programme était : **330** points et la fréquence était : **3563000Hz**, et ces résultats seront injectés d'une manière automatique dans le programme de la poursuite.

### **III-3-2. Avantages de la méthode :**

Bien au contraire de la première et la deuxième méthode, c'est que cette troisième a pu leurs réunir toutes les deux en une seule.

Au chapitre II on a mentionné que la deuxième méthode est plus performante que la première car elle diminue les opérations et elle n'effectue ses recherches que sur le code phase, c'est à dire qu'elle se repose juste sur la génération de **1023** codes C/A, sauf qu'elle perd entre temps la sensibilité de la première en terme de la recherche de la fréquence qui était à **500** Hz et qui saute pour la deuxième jusqu'à **1KHz**.

Cette troisième a pu enlever ce problème en utilisant la Corrélation Circulaire, de ce fait elle garde la sensibilité en fréquence (**500Hz**) et ne gère qu'un seul code C/A pour chaque canal, ce qui implique une remarquable réduction de temps de recherche du code phase et de la fréquence.

# Chapitre IV

Simulation de la poursuite  
et  
extraction du message de navigation

#### IV-1. INTRODUCTION :

La poursuite du signal GPS est réalisée à base des données délivrées par l'acquisition, opération qui fournit à sa sortie le code phase correspondant au satellite source du signal traité ainsi que sa fréquence qui nous servira à déterminer son Doppler. Mais il reste que l'acquisition ne fournit que des valeurs estimées de code phase et de fréquence qui seront maintenues et raffinés au cours du temps par la boucle de poursuite.

Donc les données fournies à la poursuite ne sont que des valeurs approximées qui nécessitent une certaine exactitude pour leurs exploitations, de ce fait la poursuite se définit en deux étapes :

- une poursuite de code.
- Une poursuite de phase (ou de fréquence).

Les entrées de la poursuite sont le code phase estimé noté par  $\hat{\tau}$ , et la phase estimée de la porteuse notée par  $\hat{\theta}$ .

#### IV-2. POURSUITE DU CODE :

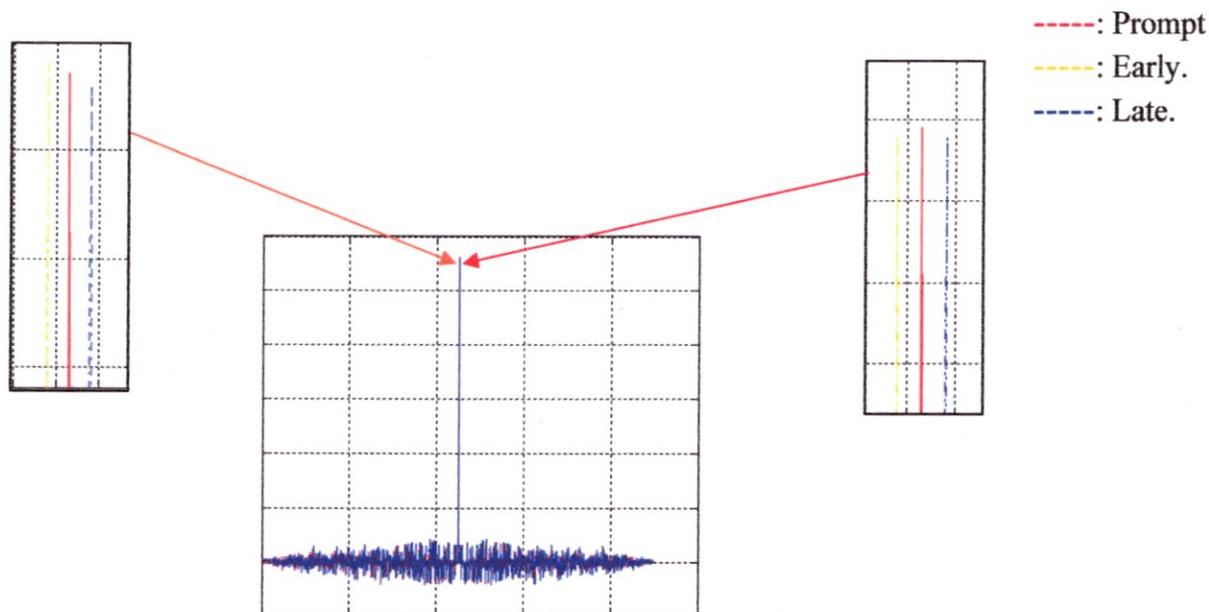
La poursuite du code est assurée dans le GPS par la boucle qu'on appelle DLL. La DLL est une boucle ayant pour but de déterminer précisément le retard du code pour pouvoir l'éliminer du signal à fin d'extraire le message de navigation plus facilement.

Cette boucle prend le code phase issu de l'acquisition comme une initialisation pour s'accrocher rapidement au code phase au cours du temps de réception du signal.

Comme l'illustre la figure (II-17), la DLL se couple directement avec la PLL pour qu'elles puissent fonctionner simultanément par l'accord de la réplique Prompt générée chaque 1ms.

Les trois répliques générées par le générateur local du code seront multipliées avec le signal reçu échantillonné à la fréquence 11.253MHz, puis intégrées sur l'intervalle de 1ms, pour avoir leur valeur de corrélation avec le code présent dans le signal reçu. Les six valeurs d'intégration ( $I_E, I_P, I_L, Q_E, Q_P, Q_L$ ) seront les entrées du discriminateur utilisé.

La figure (IV-1) représente deux exemples de corrélation obtenus lors de l'exécution de notre travail, pour deux répliques différentes de prompt :



**Figure IV-1 :** Corrélation entre les trois répliques et le code présent dans le signal reçu.

**A :** est obtenus lorsque  $I_E - I_L = 0$  c'est-à-dire que la réplique prompt est alignée avec le signal GPS et on n'affectera aucun décalage.

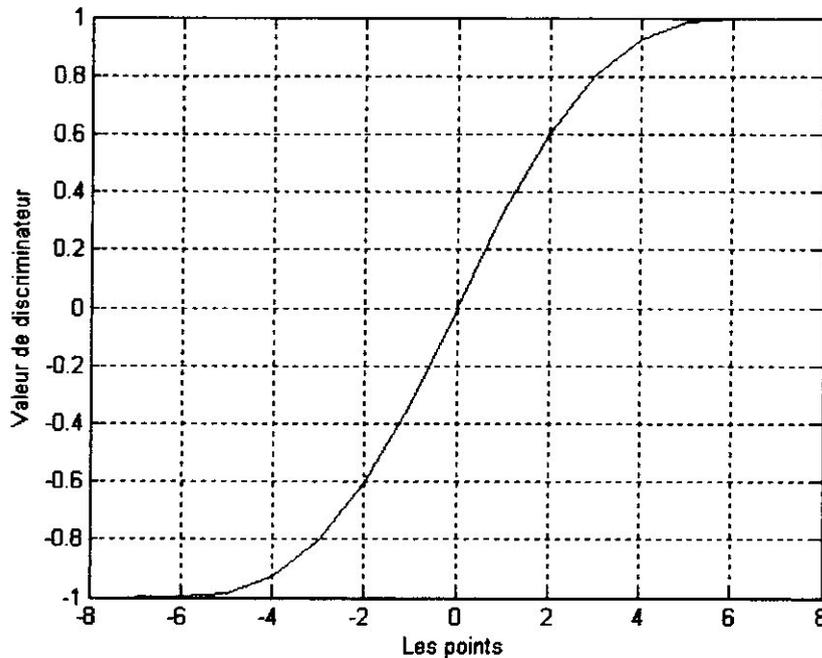
**B :** est obtenus lorsque  $I_E - I_L > 0$  c'est-à-dire que la réplique Early est alignée avec le signal GPS et on affectera un décalage d'un  $\frac{1}{2}$  chip a gauche.

Le discriminateur qu'on a utilise pour notre travail est le discriminateur cohérent suivant car il est indépendant de la phase :

$$D = \frac{(I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2)}{(I_E^2 + Q_E^2) + (I_L^2 + Q_L^2)} \quad (IV-1)$$

La valeur de ce discriminateur sert comme une commande pour le générateur local du code. De ce fait on était obliger de déterminer un seuil pour sa valeur, et on s'est servis de la figure (IV-2) qui représente les différentes valeurs de ce

discriminateur pour des valeurs du pas de correction (code\_change) variants de -8 à 8. Et comme on a adopté le pas de correction de l'ordre de 3 points d'échantillons du code, la valeur maximale du discriminateur doit être de l'ordre de **0.80185**.



**Figure IV-2 : La réponse du discriminateur.**

Donc de ce fait, on accélère le programme en évitant la génération des trois répliques chaque 1ms, par contre elle ne sera effectuée que si le discriminateur de code dépasse ce seuil.

Pour démontrer l'utilité de ce discriminateur, on a adopté pour l'exécution du programme de poursuite du code un signal à code phase de 336 et on a représenté sa réponse pour une DLL qui prend en considération le résultat exact de l'acquisition et une autre pour un programme qui prend le résultat de l'acquisition erroné de 3 points. La figure (IV-3) montre les deux réponses :

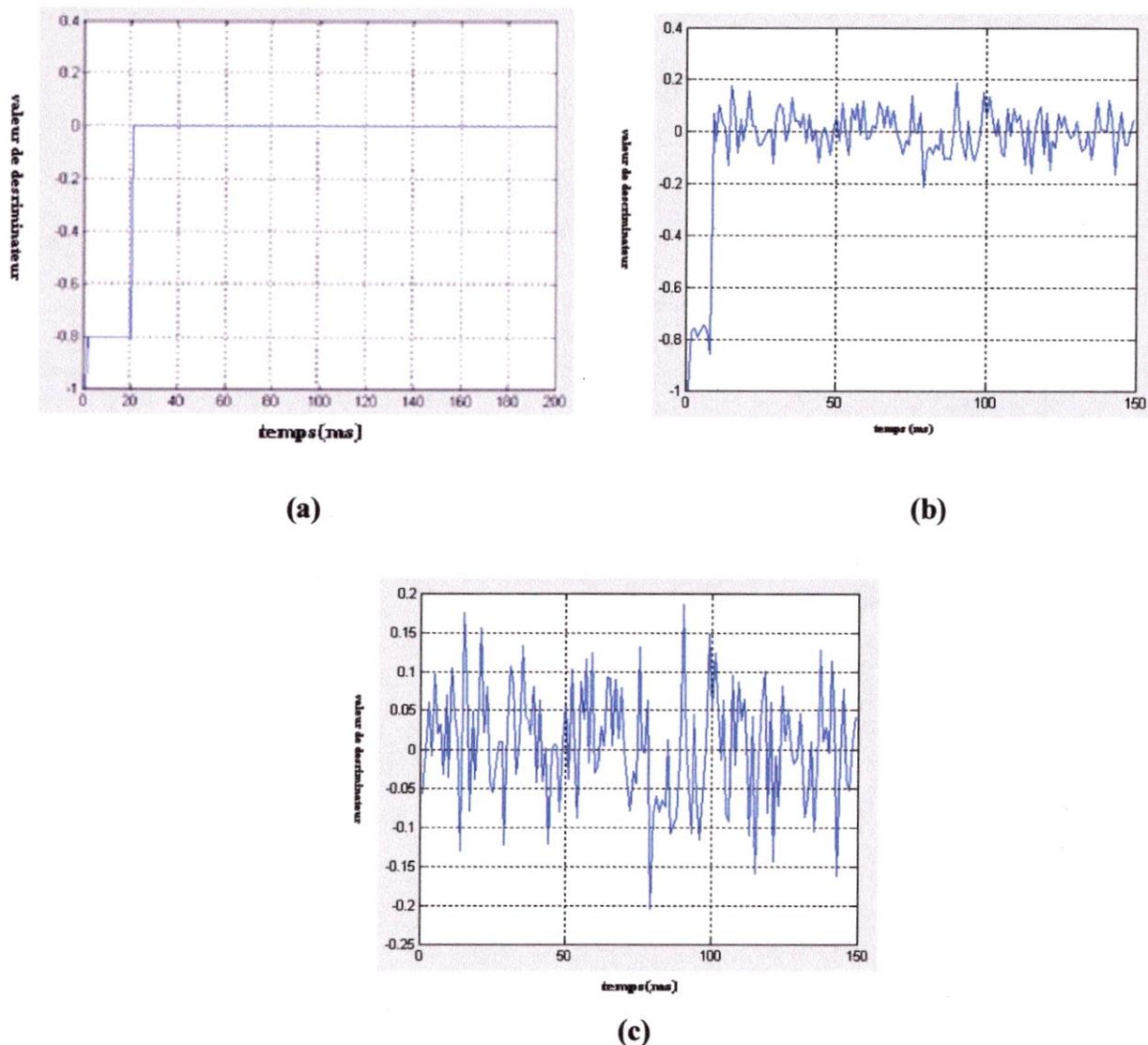


Figure IV-3 : La réponse de la DLL.

- a : représente une réponse de la DLL pour le code phase égale à 330 sans bruit.
- b : représente une réponse de la DLL pour le code phase égale à 330 avec bruit.
- c: représente une réponse de la DLL pour un code phase exact.

Afin de mieux réaliser la comparaison on réalise un lissage sur la réponse de la DLL grâce a un filtre passe-bas récursif qui a la forme suivante:

$$H(z) = \frac{b}{1 - a.z^{-1}} \tag{IV-2}$$

$$\Rightarrow y(n) = ay(n-1) + bx(n) \tag{IV-3}$$

Avec :  $y(n)$  la sortie de discriminateur.

$x(n)$  le signal d'entrée.

a, b des coefficients prédéterminés (a =0.95, b =0.05).

Donc :

$$y(n) = 0.95y(n-1) + 0.05x(n) \quad (\text{IV-4})$$

L'équation (IV-4) représente une opération de *lissage* qui sera appliquée sur le discriminateur de code pour éliminer les oscillations et mieux remarquer le changement du code.

### IV-3. POURSUITE DE LA PORTEUSE :

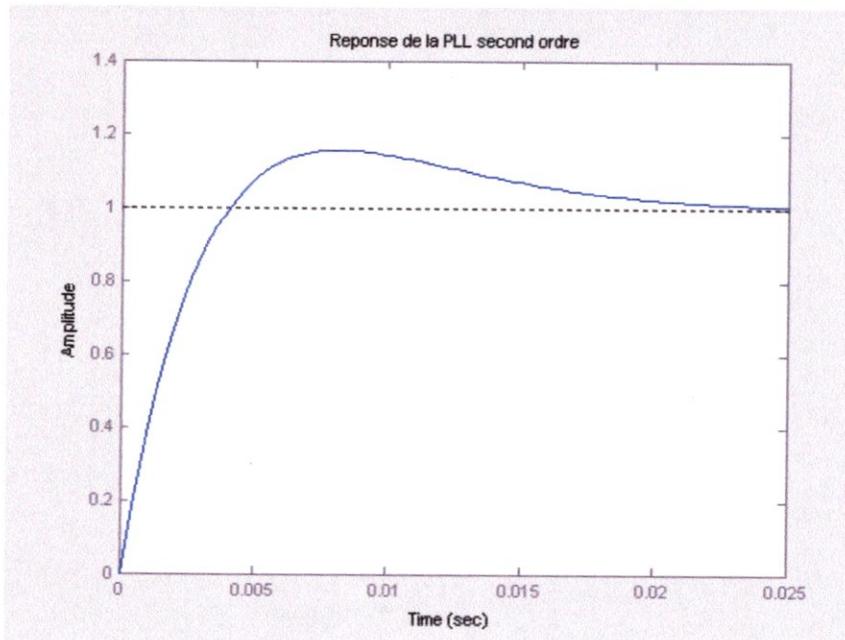
La PLL est une boucle ayant pour but de déterminer précisément le déphasage de la porteuse en fournissant une valeur de correction de la fréquence chaque 1ms. D'où le paramètre dominant dans le programme de la boucle de poursuite de la phase c'est bien le taux de correction effectué sur la fréquence, initialisé en premier lieu par 0 et la fréquence initiale de la poursuite est assurée par l'acquisition.

Le NCO génère la porteuse locale en partant tout d'abord de la fréquence issue de l'acquisition. Mais comme nous le savons qu'un NCO a besoin d'une tension d'entrée qui lui servira pour accomplir son rôle de modulateur de fréquence, alors que cette tension sera fournie par le filtre de la boucle qui transforme la sortie du discriminateur de phase de sa nature phasique en terme de tension.

Le discriminateur qu'on a utilisé pour notre travail est le discriminateur Arctan qui nous servira à éliminer le terme de la phase causé par la transition de bit de navigation. Le discriminateur qu'on utilise prend la forme :

$$D = A \tan\left(\frac{Q}{I}\right)$$

La fonction de transfert de la PLL deuxième ordre qu'on a utilisé pour notre travail est donnée par l'équation (II-51), et sa réponse est donnée par la figure (IV-4).



**Figure IV-4 : réponse de la PLL second ordre**

D'après les équations (II-51) et (II-59), on constate que les paramètres qui agissent d'une façon remarquable sur la réponse de la PLL sont : le coefficient d'amortissement  $\zeta$  et la bande passante  $B_L$ . La justification de notre choix de ces deux paramètres pour notre travail sera éclaircie dans la section qui suit.

#### IV-3-1. Choix du coefficient d'amortissement :

On note le coefficient d'amortissement par ( $\xi$ ). Ce facteur contrôle le dépassement du filtre aussi bien que sa rapidité afin d'atteindre le régime permanent, de ce fait que son choix soit assez délicat pour avoir une boucle qui fonctionne dans des meilleures conditions.

Pour le choix de ce paramètre on a abouti à la visualisation de la réponse d'une PLL avec des valeurs différentes de coefficient d'amortissement.

Pour ce fait on a choisi une bande de **150Hz** et les valeurs de  $\zeta$  (0.900, 0.707, 0.4), les réponses respectives sont illustrées dans la figure (IV-5) :

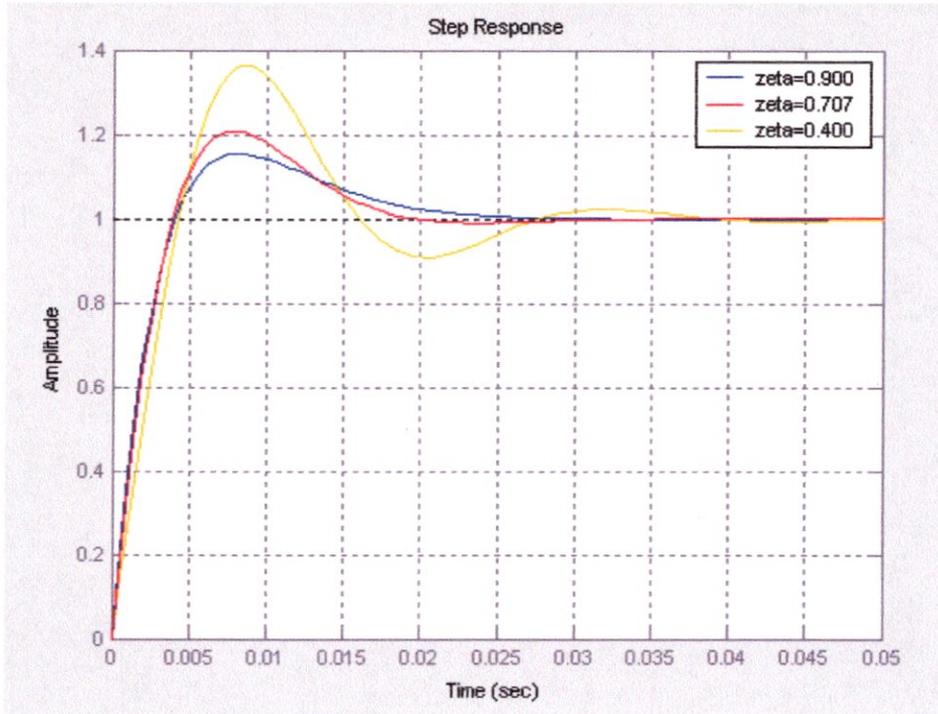


Figure IV-5 : réponse de la PLL pour différents zêta ( $\zeta$ ).

Pour un zêta d'ordre assez inférieur la PLL aura une réponse oscillatoire qui présente pas mal de dépassements qui empêchent un bon fonctionnement rapide de la boucle. La réponse de la boucle pour un zêta = 0.400 comme le montre la figure (IV-5) est oscillatoire, de ce fait on peut conclure qu'il est déconseillé de prendre une valeur assez inférieure de zêta.

Pour les deux autres systèmes (zêta =0.707 et zêta =0.900) leurs réponses sont également oscillatoires, sauf qu'on remarque que la PLL pour zêta =0.707 est une boucle qui se stabilise avec un minimum de dépassements tout comme le système a zêta =0.900, donc pour ne pas être indécis on a choisi la valeur **0.707** comme une valeur optimale pour aboutir aux résultats voulus.

#### IV-3-2. Choix de la bande de bruit:

Cette bande contrôle le niveau du bruit permet dans le filtre, ce paramètre peut aussi contrôler le temps de réponse de la boucle.

Dans notre simulation on utilise deux PLL:

- a-  $B = 150\text{Hz}$ ,  $\zeta = 0.9$  pour verrouiller la boucle sur la phase du signal reçu.
- b-  $B = 15\text{Hz}$ ,  $\zeta = 0.7$  maintenir le signal quand le filtre de PLL s'accroche à la bonne fréquence.

On utilise le 1<sup>ère</sup> filtre avec sa bande large pour 30ms qui suffit pour s'accrocher à la phase du signal reçu, puis on applique le deuxième filtre avec sa bande assez étroite que la première puisque à ce stade là on s'intéresse pas à la bande de bruit.

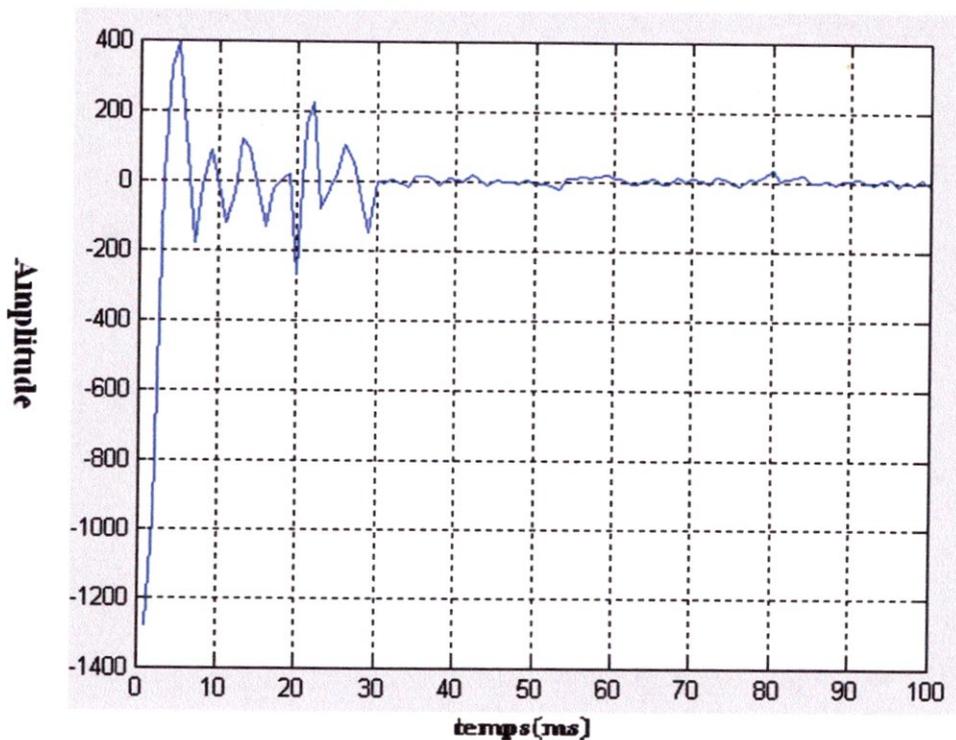
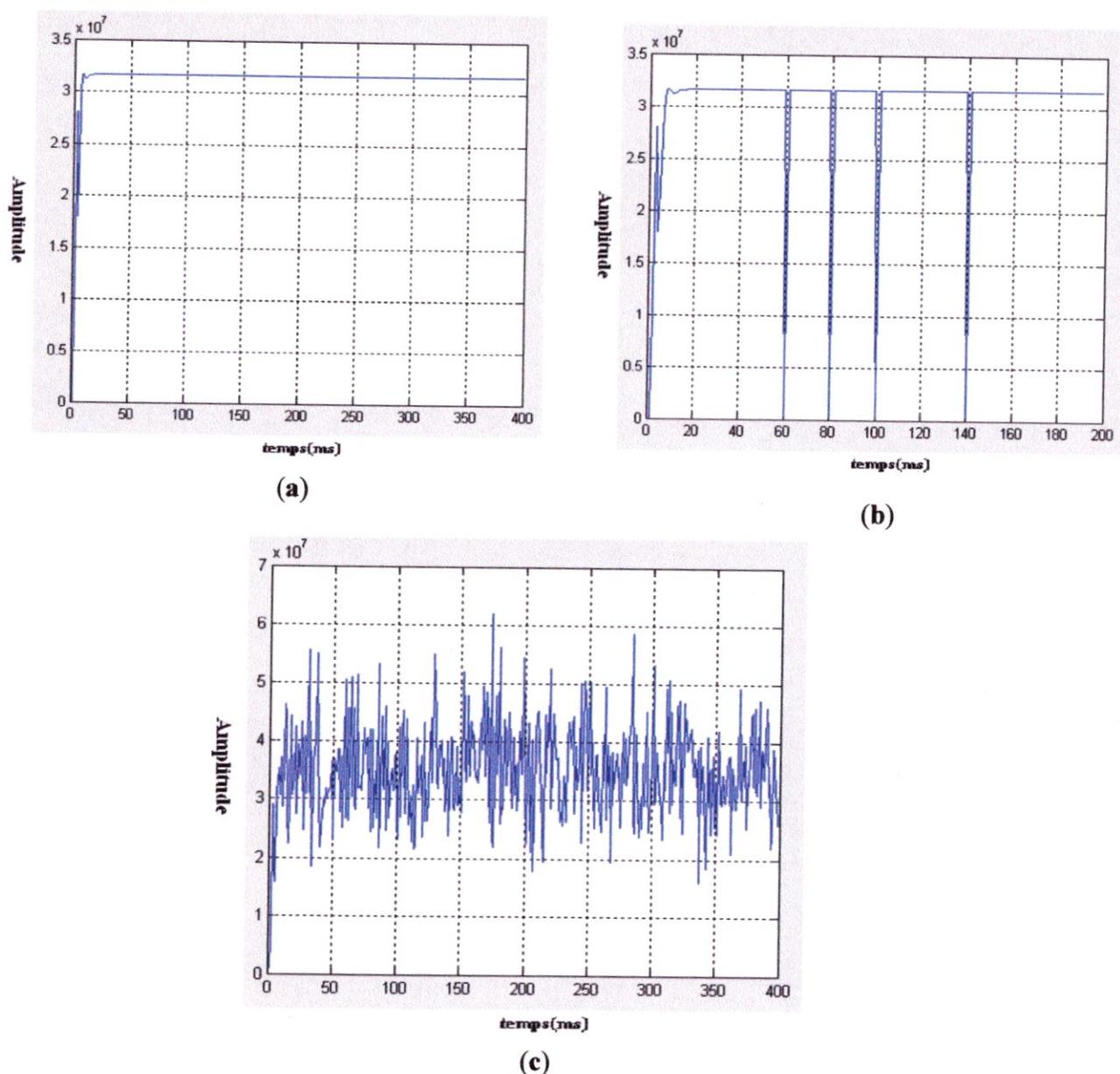


Figure IV-6 : La repense en fréquence des deux boucles PLL

Après avoir régler les paramètres de la PLL on a abouti aux réponses suivantes :



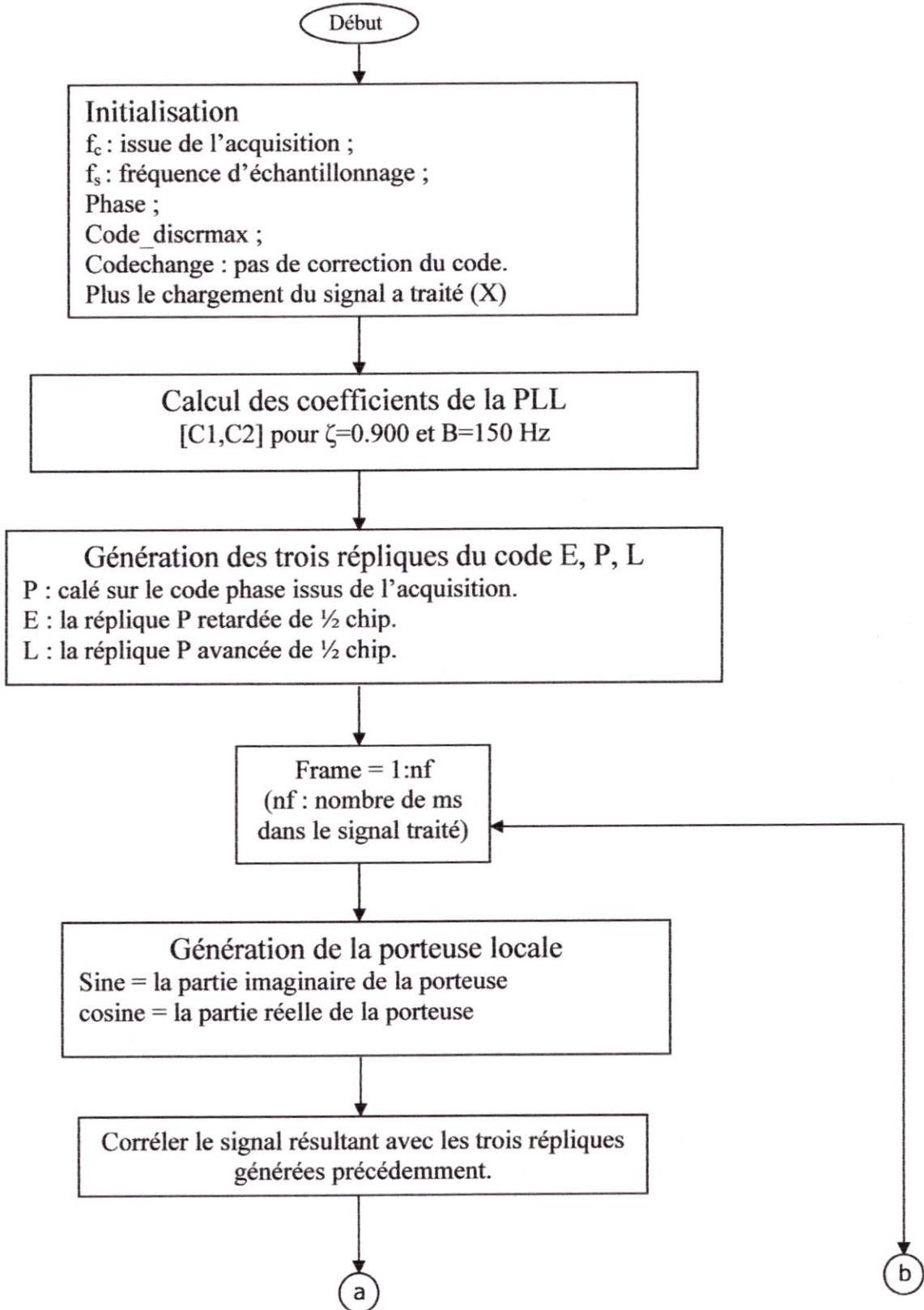
**Figure IV-7 : La réponse de la PLL.**

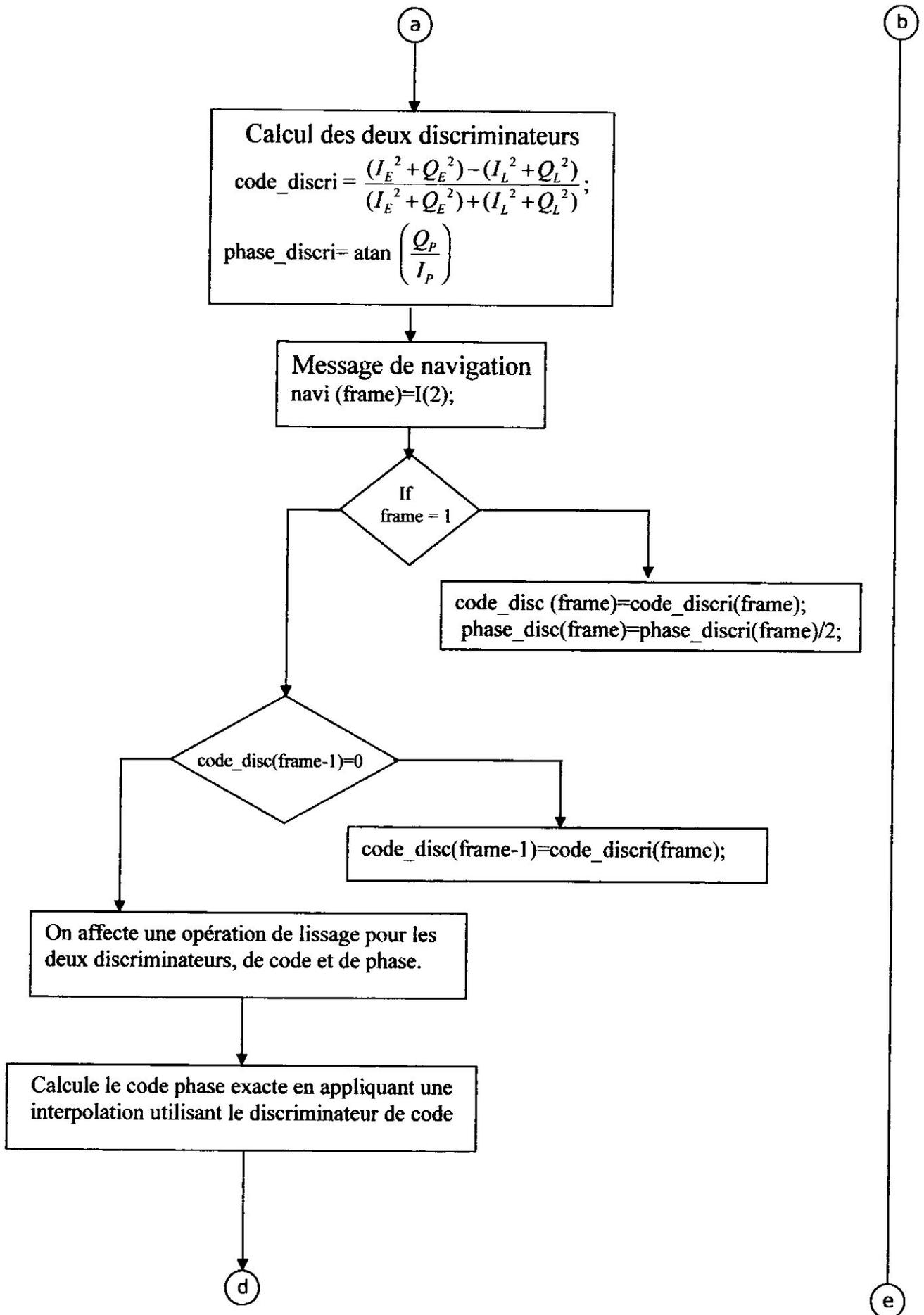
- (a) : réponse de la PLL pour un signal sans message de navigation.
- (b) : réponse de la PLL pour un signal avec message de navigation.
- (c) : réponse de la PLL pour un signal bruité et avec message de navigation.

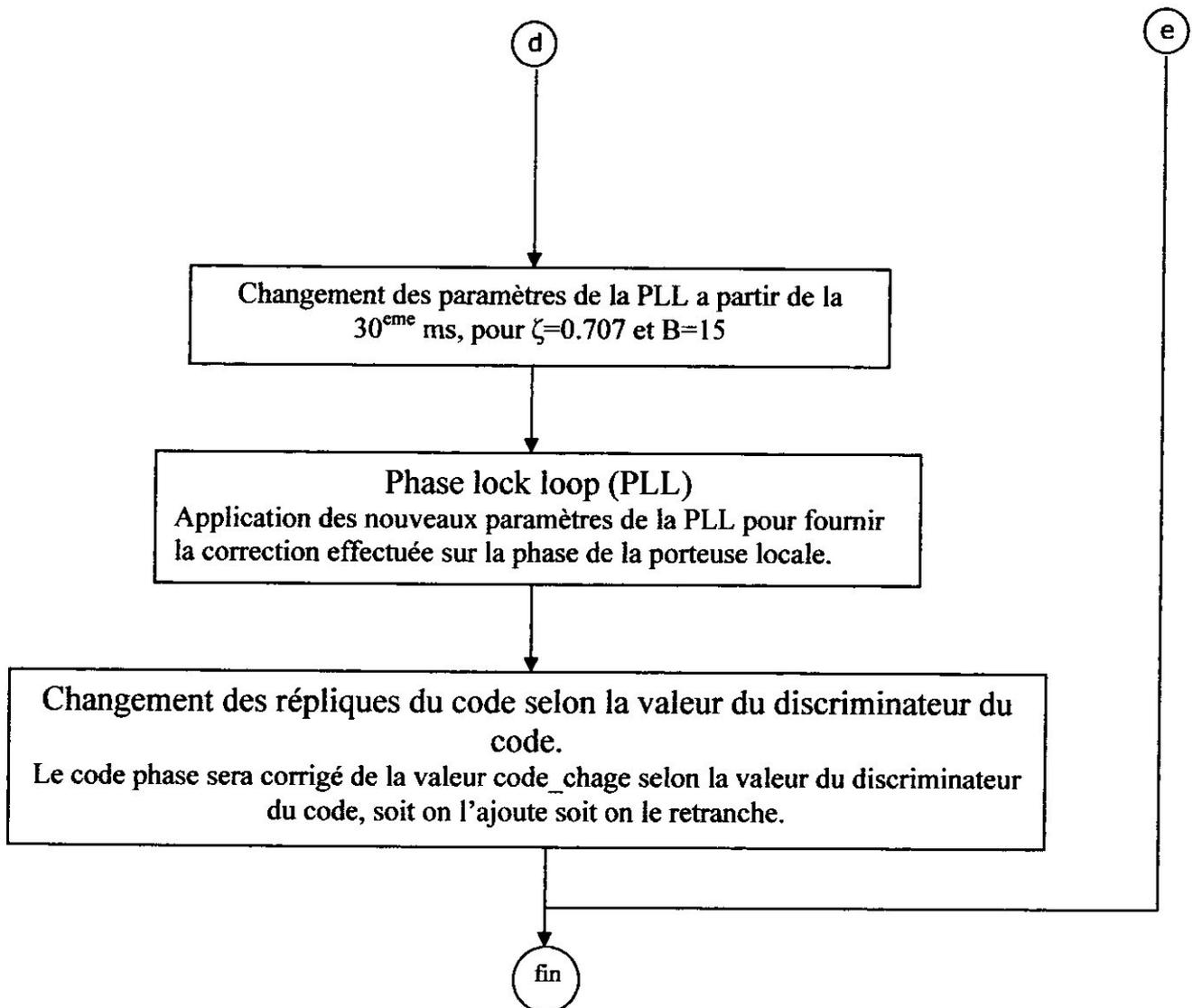
La figure (IV-7-b) montre clairement l'influence de la transition du bit de navigation sur la réponse de la boucle PLL qui a un temps de réponse de l'ordre de 1ms suffisant pour que la PLL puisse accomplir sa mission.

**IV-4. ORGANIGRAMME DE POURSUITE DU SIGNAL GPS :**

Pour la traduction du schéma globale de la poursuite illustre dans la figure (II-17) en terme de programme sous MATLAB, on a propose l'organigramme suivant résumant et couplant les deux boucles de poursuite :







#### IV-5. SYNCHRONISATION DU BIT DE NAVIGATION :

Après l'acquisition on aura une initialisation du code phase qui nous permettra en suite de localiser le début du code C/A, ce qui nous reste en suite à déterminer c'est bien la position de ce code C/A dans le bit de navigation qui reste ambiguë jusqu'à sa synchronisation. De ce fait, on a intérêt à se synchroniser avec le bit de navigation pour pouvoir extraire le message de navigation et en suite le décoder d'une manière fiable et exacte.

Comme nous savons qu'un bit de navigation dure 20ms, c'est-à-dire 20 codes C/A, alors nous avons adopté une technique basée sur la corrélation avec le code C/A du satellite concerne, dont le contexte est le suivant :

Cette technique consiste à effectuer chaque 1ms, une corrélation avec le code concerné et au cours du temps cette corrélation va changer de signe qui sera une conséquence directe de la transition du bit de navigation, ce qui nous permettra de localiser le début d'un bit de navigation.

Pour montrer l'effet de cette technique on a simulé un signal à message de navigation dont le début est (0 1 0 0) et on lui a corrélé avec le code correspondant pendant une période de 24 ms. La figure (IV-8) illustre cette technique :

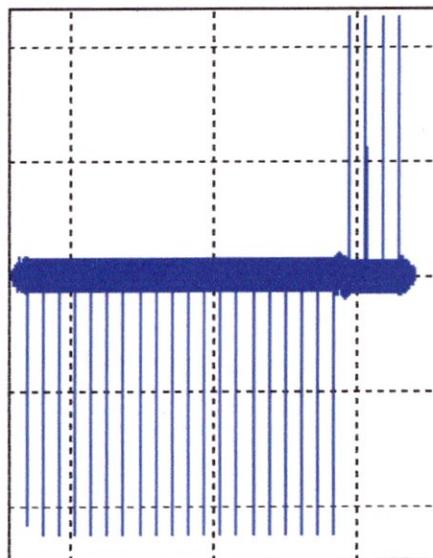
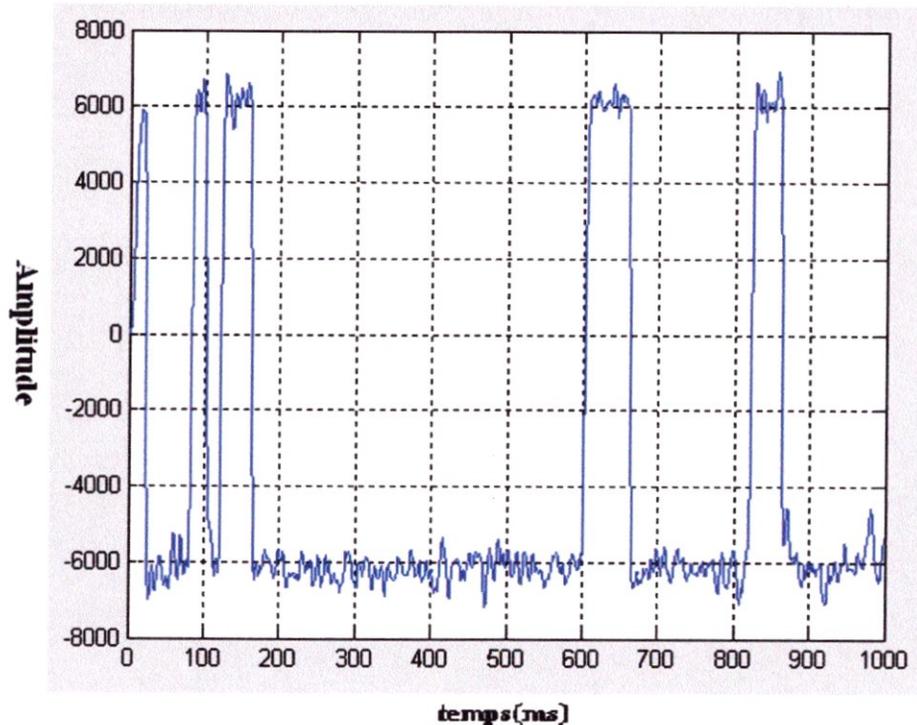


Figure IV-8 : transition due au bit de navigation.

#### IV-5-1. La valeur du bit (troncation) :

Après avoir synchroniser le code C/A avec le bit de navigation on peut extraire le message de navigation de ce fait la figure (IV-9) représente le message de navigation extrait d'un signal de durée de 1s. Notons que cette réponse est issue de la voie *I* de la DLL.



**Figure IV-9 :** les bits de navigation.

Le résultat du message de navigation ainsi représenté, sera filtré avec un filtre Butter worth, type passe-bas, de plus après avoir le normaliser, on l'injectera dans un algorithme de matérialisation du bit de navigation, le message de navigation sera représenté comme suit dans la figure (IV-10) :

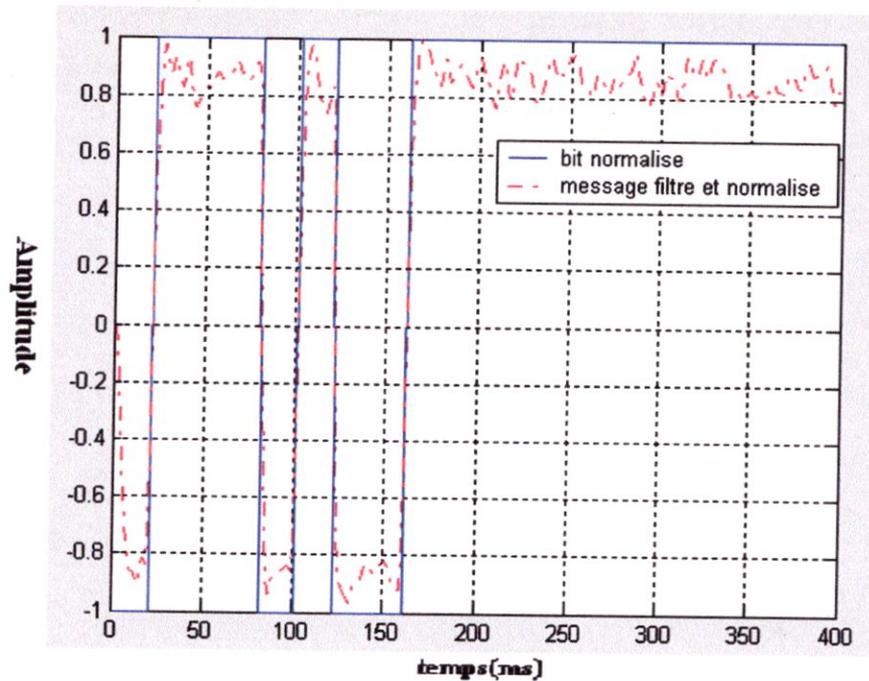


Figure IV-10 : les bites de navigation après filtrage.

## IV -6. DECODAGE DU MESSAGE DE NAVIGATION :

### IV -6-1. Localisation du Preamble :

Le premier problème qui se pose dans le décodage du message de navigation est la localisation du début d'un subframe (sous trame). Le début d'un subframe est noté par un preamble de longueur de 8 bits. Le modèle du preamble utilisé est :

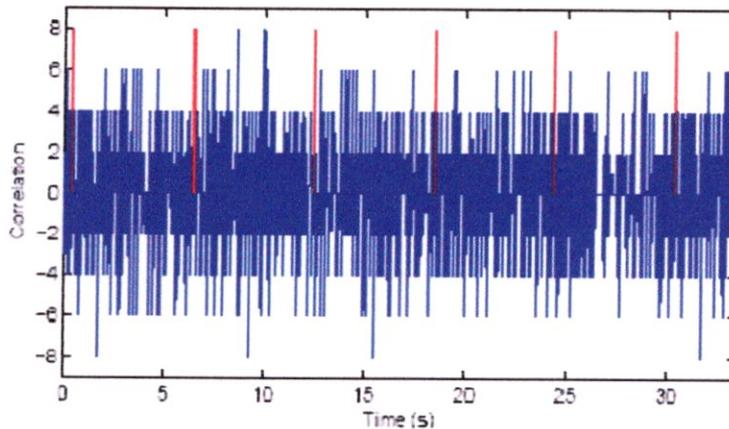
**10001011**

Ces bits peuvent se produire par hasard partout dans le message de navigation reçu par le récepteur ainsi un contrôle additionnel doit être porté dehors pour authentifier le preamble. Le procédé d'authentification vérifie si le même preamble se répète toutes les 6 secondes correspondant au temps entre la transmission de deux subframe consécutifs.

La recherche du preamble est assurée par une corrélation. La première entrée à la corrélation est la séquence de données de navigation reçue par le récepteur.

Cette séquence sera représentée par des 1 et des -1. La deuxième entrée à la corrélation est la séquence des 8 bits du preamble représentés aussi par des 1 et des -1. Lorsqu'on utilise des 1 et des -1 au lieu des 0 et des 1 la sortie de la corrélation sera 8

quand un preamble sera localisé et -8 à l'apparition d'un preamble inverse. Un exemple de corrélation entre une séquence du message de navigation et le preamble peut être visualisé de la façon suivante :



**Figure IV-11** : résultat de corrélation (séquence navigation-Preamble)

Comme c'est présenté dans cette figure la fonction de corrélation donne un maximum de 8 à plusieurs moments pendant cette séquence de longueur de 30 s. Elle doit donner 6 maximums car cette période ne contient que 6 subframe. Pour faire distinguer que ces maximums correspondent vraiment aux débuts des subframe est en déterminant le décalage entre deux maximums consécutifs. Sauf si le décalage est de l'ordre de 6s on peut dire qu'ils correspondent aux débuts des subframe. Dans la figure (IV-11), le pic rouge représente les maximums de corrélation séparés de 6s l'un par rapport à l'autre. Quand les preamble corrects sont localisés, les données de chaque subframe peuvent être extraire. S'il a été déterminé par la corrélation que le preamble a été inversé, l'ordre entier de navigation doit être inversé.

IV -6-2. Extraction des données de navigation :

Chaque preamble marque le début d'un subframe de données de navigation. Chaque subframe comme a été détaillé dans le chapitre I, contient 300 bits divisés en dix mots de 30 bits chacun. La structure des deux premiers mots d'un subframe est montrée dans la figure (IV-12) :

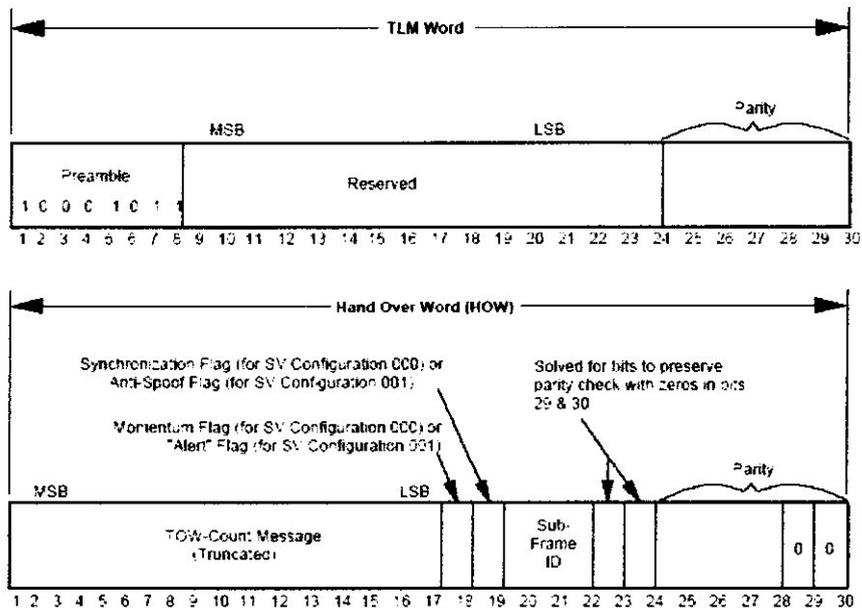


Figure IV-12 : la structure de TLM et HOW.

Paramètres des éphémérides :

Les paramètres des données de navigation sont également décodés selon les paramètres des éphémérides illustrés dans le tableau (IV-1).

PARAMETRES	NOMBRE DE BIT	LES FACTEURS	L'UNITE
WN	10	1	Week
Satellite accuracy	4		
Satellite health	6	1	discretes
T <sub>GD</sub>	8*	2 <sup>-31</sup>	seconds
IODC	10		
t <sub>oc</sub>	16	2 <sup>4</sup>	seconds
a <sub>f2</sub>	8*	2 <sup>-55</sup>	sec/sec <sup>2</sup>
a <sub>f1</sub>	16*	2 <sup>-43</sup>	sec/sec
a <sub>f0</sub>	22*	2 <sup>-31</sup>	seconds
IODE	8		
C <sub>rs</sub>	16*	2 <sup>-5</sup>	Mètres
Δn	16*	2 <sup>-43</sup>	Semi-circles/s
M <sub>0</sub>	32*	2 <sup>-31</sup>	Semi-cercles
C <sub>uc</sub>	16*	2 <sup>-29</sup>	Radians
e	32	2 <sup>-33</sup>	Dimensionless
C <sub>us</sub>	16*	2 <sup>-29</sup>	Radians
(A) <sup>1/2</sup>	32	2 <sup>-19</sup>	Meters <sup>1/2</sup>
t <sub>oe</sub>	16	2 <sup>4</sup>	Seconds
C <sub>ic</sub>	16*	2 <sup>-29</sup>	Radians
Ω <sub>0</sub>	32*	2 <sup>-31</sup>	Semi-circles
C <sub>is</sub>	16*	2 <sup>-29</sup>	Radians
i <sub>0</sub>	32*	2 <sup>-31</sup>	Semi-circles
C <sub>rc</sub>	16*	2 <sup>-5</sup>	Meters
ω	32*	2 <sup>-31</sup>	Semi-circles
ΩDOT	24*	2 <sup>-43</sup>	Semi-circles/sec
I DOT	14*	2 <sup>-43</sup>	Semi-circles/s

Tableau IV-1 : Les paramètres d'éphémérides.

La figure I-10 résume la façon dont elles sont positionnées dans le message de navigation et cette structure a été imposée par le constructeur, donc pour pouvoir décoder le message de navigation on doit reconstruire cette structure. Le tableau IV-1 nous fournit les coefficients utilisés par le constructeur pour le codage des informations des navigations. Donc et comme nous avons toutes ces données sur le codage des informations de navigations nous pouvons décoder le message de navigation issu du programme de la poursuite. C'est pour cela qu'on a proposé un algorithme de décodage, et comme le signal utilisé pour l'exécution de nos programmes a été simulé sur notre PC, on a pu comparer les résultats obtenus aux vrais données de navigation introduites au signal.

#### IV-7. REPRESENTATION DU LOGICIEL EMNIR :

Nous avons conçu ce logiciel nommé EMNIR, qui se base sur un signal simulé sur PC et stocké dans un fichier data. Il englobe une représentation de la partie traitement de signal dans un récepteur GPS, comme il nous permet une présentation des résultats exploitables fournis lors de ce traitement.

##### IV-7-1. But :

Ce logiciel a Pour but de mieux visualiser notre travail concernant la simulation et le traitement du signal GPS afin de le rendre plus accessible et plus proche du langage des utilisateurs. Il repose sur le MATLAB comme un environnement idéal d'exécution.

Il vise surtout à avoir une représentation plus lisible et rendre facile la manipulation des différentes étapes suivies par le récepteur GPS pour le traitement du signal et l'extraction des données de navigation, afin d'acquérir la position du récepteur. En analysant le signal stocké pendant le temps de simulation partant de l'acquisition et finissant par la poursuite de code et de phase, on a pu rassembler plusieurs informations sur le traitement du signal GPS et a pu y arriver au décodage du message de navigation pour obtenir les données de navigation transmis par les satellites et qui sont nécessaires pour le calcul de positionnement.

EMNIR vous rapporte plusieurs éclaircissements sur toute la procédure du traitement juste en prenant le bon ordre hiérarchique des techniques utilisées.

#### IV-7-2. Description du logiciel EMNIR :

La figure (IV-13) représente le menu principal du logiciel, dont il contient une multitude de commande qui nous permet de lui activer, gérer et manipuler.

En cliquant **Start** nous permettant l'activation du logiciel ainsi que le chargement du signal sauvegardé dans un fichier d'extension (.mat). Pendant son chargement, un indicateur de pourcentage se met à progresser et nous servira l'information s'il est prêt à l'exécution de l'acquisition. En cliquant sur le bouton **Acquisition** on sera transmis sur un autre champs de recherche des satellites présents et le résultat de l'acquisition s'apparaîtra comme un schéma en 3-D indiquant la présence des satellites. En revenant sur le champs précédant à l'aide du bouton **Retour** et en cliquant **Suivant**, les PRN des satellites visibles seront affichés sur l'écran et il sera prêt pour la partie poursuite si on agissant sur un des boutons **PLL** ou **DLL**, on aura les réponses des deux boucles. Notons aussi que le code phase du signal correspondant au satellite présent ainsi que sa fréquence seront affichés au dessus du canal correspondant.

Et à la fin de la chaîne de traitement, le message de navigation décodé sera représenté dans un tableau prêt à l'exploitation en cliquant sur le bouton **Message**.





Conclusion

Générale

## CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce projet nous a permis de comprendre le fonctionnement du GPS et plus particulièrement la partie récepteur. Cette dernière basée sur les techniques de verrouillage de phase PLL et de code DLL est étudiée en détail. Comme il nous a aidé à mieux comprendre les différentes techniques appliquées en acquisition. De plus, on a eu plus de chance pour se familiariser avec l'environnement Matlab qui nous a fourni les fonctionnalités nécessaires permettant la réalisation de notre travail.

Quant aux informations extraites grâce à ces boucles, elles seront envoyées dans un module de traitement des données afin d'extraire la pseudo-distance récepteur-satellite ainsi que les éphémérides qui seront utilisées dans l'équation d'observation dans le but d'obtenir la position du récepteur.

L'ensemble de ces opérations est présenté sous forme d'interface dynamique permettant d'illustrer le traitement réalisé d'une façon simple et didactique.



# Annexe

## RINEX

Le format RINEX (Receiver INdependent EXchange Format), format d'échange indépendant du récepteur, a été développé par l'Institut d'Astronomie de l'Université de Berne dans le but de fournir dans un même format les données collectées en format propriétaire par des récepteurs de marques différentes lors de la campagne GPS EUREF89.

Il existe six types de fichier différents :

- Un fichier contenant les données d'observation.
- Un fichier contenant les messages de navigation.
- Un fichier contenant les données météorologiques.
- Un fichier contenant les messages de navigation Glonass.
- Un fichier contenant les messages de navigation des satellites Géostationnaires.
- Un fichier contenant des informations sur les horloges des récepteurs et des satellites.

La nomenclature des fichiers est la suivante : *ssssdddf.yyt*, où :

- *ssss* : acronyme de la station.
- *ddd* : jour de l'année du premier enregistrement.
- *f* : numéro de la session dans le jour, avec 0 pour une journée complète.
- *yy* : année.
- *t* : type du fichier avec, entre parenthèses, la lettre correspondante utilisée.

Sous Windows lorsque les fichiers sont compressés:

**O(Y)** : fichier d'Observation (**Remarque** : la lettre E est utilisée quand les fichiers sont préalablement compressés "Hatanaka").

**N(X)** : fichier de Navigation.

**M (W)** : fichier Météo.

**G (V) :** fichier de navigation GLONASS.

**H (U) :** fichier des messages de navigation des satellites géostationnaires.

Dans notre travail, nous n'avons que les fichiers de données d'observation et de navigation c'est pourquoi nous ne décrivons ici que ces deux. Chacun de ces fichiers comporte un en-tête, dont les champs compris entre les colonnes 61 et 80 qui décrivent les informations de la ligne, sont obligatoires.

### Le fichier d'observations :

Le fichier d'observation contient les mesures des pseudo distances propres aux satellites visibles en fonction du temps (la case numéro 1), ainsi que d'autres informations utiles, telles que le Doppler (la case numéro 2),... Dans la figure (\*) nous donnons la structure de ce type de fichier.

2		OBSERVATION DATA					G (GPS)		RINEX VERSION / TYPE	
RINEXDLL.DLL V2.60							06 - JUL - 05 14:29		PGM / RUN BY / DATE	
F121									COMMENT	
		UNKNOWN					UNKNOWN		UNKNOWN	
									MARKER NAME	
									MARKER NUMBER	
									OBSERVER / AGENCY	
									REC # / TYPE / VERS	
									ANT # / TYPE	
									APPROX POSITION XYZ	
									ANTENNA: DELTA H/E/N	
									WAVELENGTH FACT L1/2	
									# / TYPES OF OBSERV	
									INTERVAL	
									LEAP SECONDS	
									TIME OF FIRST OBS	
									TIME OF LAST OBS	
									END OF HEADER	
2005	7	6	9	25	57.000000		GPS			
2005	7	6	12	25	59.000000		GPS			
05	7	6	9	25	57.0000000	0	8G24G23G20G13G04G07G11G27		0.00000000	
-9244983.886	7				0.000	0	20446224.696	-343.711		
-9442739.148	8				0.000	0	20164293.353	-224.596		
-7296434.519	8				0.000	0	21258996.307	-1796.245		
-12036312.680	8				0.000	0	20829218.794	1991.693		
-12173102.802	8				0.000	0	21518163.141	2154.039		
-7280223.067	7				0.000	0	22819061.973	-1919.084		
-5081423.706	7				0.000	0	24121456.966	-3540.139		
-9756479.212	6				0.000	0	24918566.072	3279.525		
05	7	6	9	25	58.0000000	0	8G24G23G20G13G04G07G11G27		0.00000000	
-9244639.600	7				0.000	0	20446290.208	-345.063		
-9442513.961	8				0.000	0	20164336.209	-225.985		
-7294637.843	8				0.000	0	21259338.190	-1797.314		
-12038303.812	8				0.000	0	20828839.908	1990.360		
-12175256.329	8				0.000	0	21517753.352	2152.810		
-7278303.441	7				0.000	0	22819427.270	-1920.313		
-5077883.175	7				0.000	0	24122130.733	-3541.087		
-9759758.418	6				0.000	0	24917942.013	3278.717		

1

2

Figure. \*

**Le fichier de navigation :**

Le fichier RINEX de navigation donne toutes les informations sur les satellites , principalement les éphémérides, qui sont utilisées pour le calcul de la position des satellites. La structure de ce fichier est donnée dans la figure (\*\*):

```

2          NAVIGATION DATA          RINEX VERSION / TYPE
  RINEXDLL.DLL V2.60                06 - JUL - 05 14:29 PGM / RUN BY /
DATE
                                     COMMENT
                                     END OF HEADER
4 05 7 6 10 0 0.0 .108802691102D-03 -.252384779742D-10 .000000000000D+00
.130000000000D+03 .656875000000D+02 .446018578464D-08 .191404886226D+01
.368617475033D-05 .697923789266D-02 .109281390905D-04 .515366117477D+04
.295200000000D+06 -.428408384323D-07 -.671052343338D-01 .163912773132D-06
.954326437150D+00 .166062500000D+03 .498884396538D-01 -.779675333750D-08
-.490734683187D-09 .000000000000D+00 .133000000000D+04 .000000000000D+00
.100000000000D+01 .000000000000D+00 -.605359673500D-08 .386000000000D+03
.291966000000D+06 .000000000000D+00 .000000000000D+00 .000000000000D+00
7 05 7 6 10 0 0.0 .211432110518D-03 .222826201934D-10 .000000000000D+00
.390000000000D+02 -.775000000000D+01 .557630370400D-08 -.129132449897D+01
-.707805156708D-07 .134197691223D-01 .539980828762D-05 .515373011017D+04
.295200000000D+06 .111758708954D-07 -.118992399126D+01 .335276126862D-06
.935497854921D+00 .262625000000D+03 -.179069911790D+01 -.836784855448D-08
-.223580719808D-09 .000000000000D+00 .133000000000D+04 .000000000000D+00
.000000000000D+00 .000000000000D+00 -.186264514923D-08 .295000000000D+03
.291966000000D+06 .000000000000D+00 .000000000000D+00 .000000000000D+00
11 05 7 6 10 0 0.0 .242971815169D-03 .386535248253D-11 .000000000000D+00
.238000000000D+03 .544687500000D+02 .566809324169D-08 -.284236925195D+01
.274181365967D-05 .422956084367D-02 .100582838058D-04 .515367461967D+04
.295200000000D+06 -.104308128357D-06 -.214771224118D+00 -.838190317154D-07
.901518472366D+00 .153812500000D+03 .238614946996D+00 -.828141638280D-08
-.504306677087D-09 .000000000000D+00 .133000000000D+04 .000000000000D+00
.000000000000D+00 .000000000000D+00 -.121071934700D-07 .238000000000D+03
.291966000000D+06 .000000000000D+00 .000000000000D+00 .000000000000D+00

```

Figure. \*\*

## BIBLIOGRAPHIE

- ✚ Fundamentals of Global Positioning System Receivers a Software Approach.

Auteur : JAMES BAO-YEN TSUI.

Copyright 2000 par John Wiley et Sons, Inc. All rights reserved. Published simultaneously in CANADA.

- ✚ Global Positioning System Standard Positioning Service Signal Specification

Edité par: NAVSTAR.

2nd Edition, June 2, 1995

- ✚ A Complete IF Software GPS Receiver: A Tutorial about the Details

Auteur: M<sup>r</sup>. KRUMVIEDA.

- ✚ Guide pour le positionnement GPS

Troisième impression, avec correction, avril 1998

Ressources naturelles Canada\*

(Ministre des Approvisionnements et Services Canada 1994)

- ✚ Le Système GPS.

Auteur: Jeremy Lainé et Laurent Leconte Ecole polytechnique.