

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSIEGNEMENT SUPERIEUR ET DE RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA

Faculté des sciences de l'ingénieur

Département d'Aéronautique



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

En vue de l'obtention du diplôme D'INGENIEUR D'ETAT en AERONAUTIQUE

Option : Installation

THEME

**AMELIORATION DES PERFORMANCES DE LA BOUCLE COSTAS AU
NIVEAU D'UN RECEPTEUR GPS PAR FILTRAGE DE KALMAN**

Encadré par : M^r. BENACHENHOU

**Présenté par : CHERGUI Abdelkrim
HOUHOU Oussama**

Année universitaire 2007-2008

ملخص

نتيجة للتطور الهائل الذي شهده الطيران المدني والعسكري، المؤدي إلى تكثف النطاق الجوي بالطائرات، جعل تحديد موقعها عملية جد معقدة قد تمس امن حركة الملاحة الجوية. تحديد موقع الطائرات في النطاق الجوي يتطلب وسائل ملاحة جوية متطورة و دقيقة، لذا كان اختيار عملنا هذا المتمثل في النظام العالمي لتحديد المواقع، وبالضبط تطرقنا لموضوع تحسين حلقة كوستا، مدموجة مع مرشح كالمان، في مستقبل الجي بي اس.

Résumé

L'évolution de l'aviation civile et militaire et l'augmentation du trafic aérien ont rendu le positionnement des mobiles aériens une tâche très complexe et dangereuse qui peut toucher la sécurité de la navigation aérienne.

Ce positionnement des mobiles exige des moyens de navigation aérienne (terrestre ou spatial) précises, nous nous intéressons dans ce travail au système de positionnement global par satellite GPS, et précisément l'amélioration des performances de la boucle Costas au niveau d'un récepteur GPS par filtrage de Kalman.

Summary

The evolution of civil and military aviation and the increase in the air traffic returned the positioning of the mobiles air a very complex and dangerous spot which can affect the air safety.

This positioning of the mobiles requires means of transport air (terrestrial or space) Precise, we are interested in this work in the system of total positioning by satellite GPS and precisely improvement of the performances of the Costas loop on the level of a receiver GPS by Kalman filter.

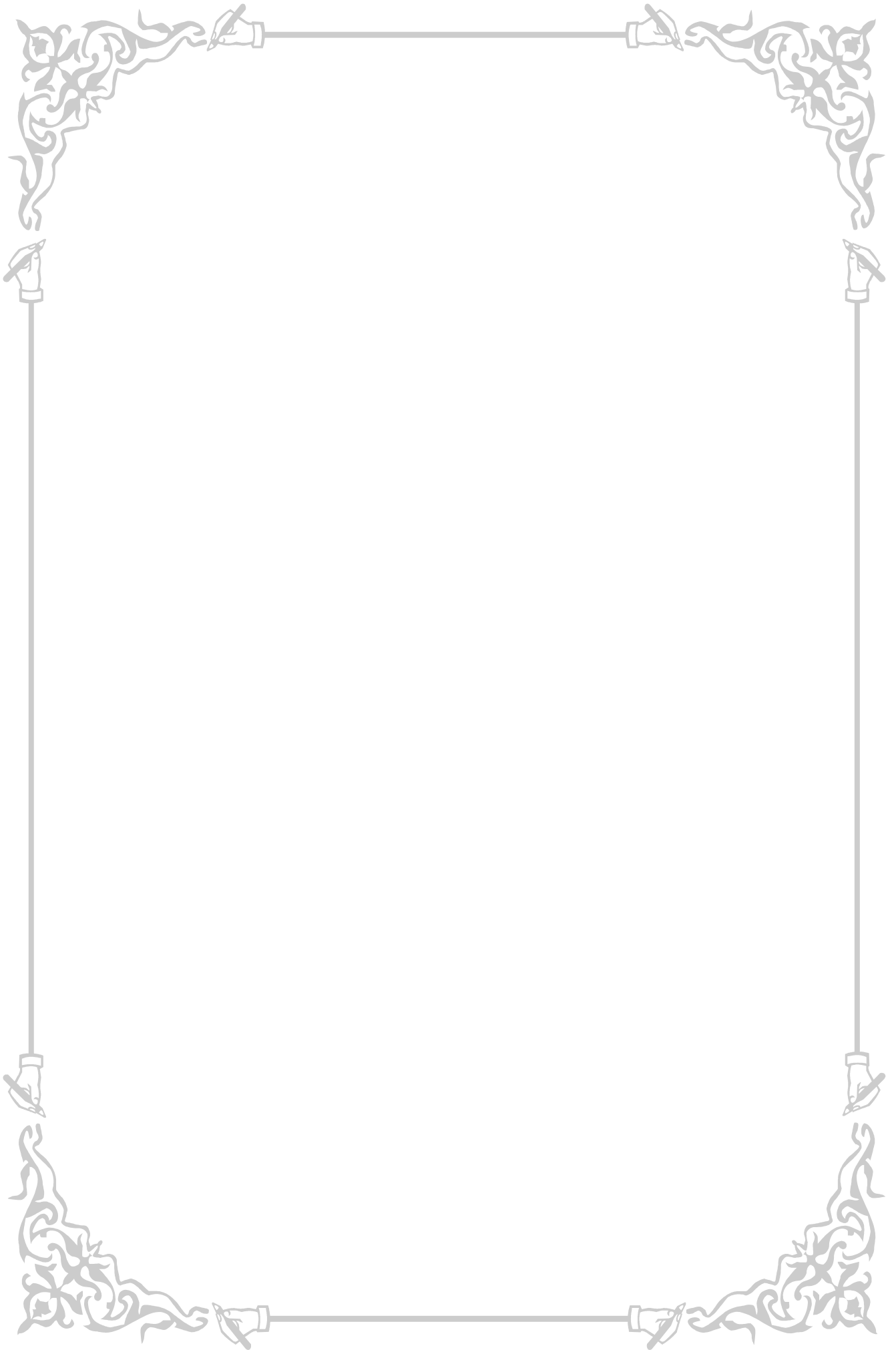


Remerciement

Avant tous nous remercions dieux, qui nous a donnés le courage, et la force pour réaliser ce travail.

Nous tenons à exprimer nos profondes gratitudes à notre promoteur Mr Benachenhou Kamel qui nous a guidé durant l'élaboration de ce travail.

Nous remercions également tous les enseignants de département de l'aéronautique qui ont participé à notre formation







Dédicace

Je souhaite dédier ce modeste travail, synonyme de concrétisation

De tous mes efforts fournis durant ma formation d'ingénieur :

A mes très chers parent qui veillent sans cesse sur moi avec

Leurs prières et leurs recommandations,

A mes très chers frères Abderrahmane, Mohamed Lamine, et en particulier

Le petit Mehdi Abdelhakim

A mes très chères sœurs Hassiba, Meriem, Hanane, Aziza, Sara

Sans oublier mes amis,

Houhou.O, Rezig.H, Bouais.O, Gasmi.KH, Hicham....

Chergui Abdelkrim

A decorative scroll with a green and yellow gradient background. The scroll is tied with a brown ribbon on the left side. At the bottom, there is a large, colorful illustration of a shell, a pearl necklace, and a bouquet of flowers. The text is centered on the scroll.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

*A ma très chère mère Meriem ma raison de réussir, symboles de courage
et de sacrifices, Que dieu la garde,
A la mémoire de mon père,
A mes très chers frères, A mes sœurs Noussaïba, Imad, Zouhaïr et en particulier
Zoubaïda*

A mes grands-mères Zoubaïda et Tebra,

A toute ma famille,

A tout mes Amis,

*mohemed nossi, fouad, hocine, zouhir, mouley, haider, hamadi, halim,
mouloud, abdelwahed, lotfi, saleh, rafik, mohemed, Hassen, ramzi, okba, madjed.*

Oussama.H

Sommaire

CHAPITRE I :Généralités sur le système GPS

I.1 Introduction.....	1
I.2 Généralités sur le système GPS.....	1
I.2.1 Historique et avenir du GPS.....	2
I.3 Type de satellites.....	2
I.3.1 Satellite du bloc I	2
I.3.2 Satellite de bloc.....	2
I.3.3 Satellites du bloc II.....	3
I.3.4 Caractéristiques d'un satellite GPS.....	3
I.4 Le récepteur GPS.....	3
I.4.1 Catégories de récepteur.....	3
I.4.1.1 Le récepteur à canaux parallèles.....	4
I.4.1.2 Le récepteur (codeless).....	5
I.4.1.3 Le récepteur séquentiel.....	6
I.4.1.4 Le récepteur multiplexé.....	6
I.5 Architecture générale d'un récepteur GPS.....	6
I.6 Description de système GPS.....	8
I.6.1 Les segments du GPS.....	8
I.6.1.1 Le segment espace.....	9
I.6.1.2 Le segment de contrôle.....	10
I.6.1.3 Le segment utilisateur.....	11
I.7 Principe de positionnement.....	12
I.7.1 Principe.....	12
I.7.2 Utilisation en mode « naturel » récepteur autonome.....	13
I.7.3 Utilisation en mode « différentiel » (DGPS).....	13

I.8 Les sources d'erreurs.....	14
I.8.1 Les dégradations volontaires.....	14
I.8.1.1 L'accès sélectif (SA : Selective Availability).....	14
I.8.1.2 L'antibrouillage (AS : Anti-Spoofing).....	14
I.8.2 Les multi trajets.....	15
I.8.3 Les orbites.....	15
I.8.4 La modélisation des centres de phase des antennes.....	16
I.8.4.1 Le centre de phase de l'antenne de réception.....	16
I.8.4.2 Le centre de phase de l'antenne d'émission.....	16
I.9 Application du GPS.....	16
I.9.1 Applications militaires.....	17
I.9.2 Applications civiles.....	17
I.9.3 Autre application de système GPS.....	18

CHAPITRE II : La poursuite de phase

II.1 Introduction.....	20
II.2 Constitution générale.....	20
II.2.1 Le comparateur de phase.....	21
II.2.2 Filtre passe-bas.....	24
II.2.3 Oscillateurs contrôlés en tension.....	27
II.2.4 La stabilité de la PLL.....	29
II.3 La poursuite de la porteuse.....	35

CHAPITRE III : Filtrage du Kalman

III.1 Introduction.....	40
III.2 Filtrage de Kalman.....	40
III.2.1 Le principe.....	40
III.2.2 Les applications du filtre.....	41
III.3 Filtre de Kalman discret.....	42

III.3.1 Le modèle d'état.....	42
III.3.2 Le modèle de mesure.....	42
III.3.3 Les équations du filtre.....	43
III.3.4 Calcul du gain du filtre.....	44
III.4 Interprétation du filtre.....	46
III.5 Modélisation discrète du processus à estimer.....	47
III.6 Filtre de Kalman étendu.....	48
III.7 Initialisation du filtre.....	49
III.8 Conclusion.....	50
CHAPITRE IV : L'intégration du filtre de Kalman	
IV.1 Introduction.....	51
IV.2 L'acquisition du signal GPS.....	51
IV.2.1 Acquisition série.....	51
IV.2.2 Acquisition parallèle sur la fréquence.....	53
IV.2.3 Acquisition parallèle sur le code phase.....	55
IV.3 Filtrage de Kalman.....	58
IV.4 Algorithme de poursuite basé sur le filtre de Kalman.....	58
IV.4.1 Modèle d'état.....	59
IV.4.2 Modèle de mesure.....	61
IV.5 Simulation et commentaire.....	63
IV.6 Conclusion.....	78

Liste des figures

Figure I.1 : schéma bloc d'un récepteur.....	7
Figure I.2 : Les trois segments de système GPS.....	8
Figure I.3 : Constellation du GPS.....	9
Figure I.4 : Le segment de contrôle.....	11
Figure I.5 : Utilisation en mode naturel.....	13
Figure I.6 : Différentiel GPS.....	14
Figure II.1 : Structure de base de la boucle d'asservissement de phase.....	21
Figure II.2 : multiplieur analogique.....	21
Figure II.3 : Signal sortie de filtre passe-bas.....	23
Figure II.4 : variation de $v(t)$ en fonction (φ) dans le domaine linéaire.....	24
Figure II.5 : schéma électrique d'un filtre.....	25
Figure II.6 : circuit R_1R_2 et C	25
Figure II.7 : Filtre actif R_1R_2 et C	26
Figure II.8 : Filtres passe-bas accompagnant le circuit 4044.....	27
Figure II.9 : caractéristique du VCO.....	28
Figure II.10 configuration dans le domaine temporel.....	29
Figure II.11 configuration dans le domaine S	30
Figure II.12 : modèle numérique de la PLL seconde ordre.....	34
Figure II.14 : Schéma synoptique de la boucle PLL.....	35
Figure II.15 : Schéma synoptique de la boucle Costas.....	36
Figure II.16 : Caractéristique de chaque discriminateur.....	38
Figure III.1 Récursivité du filtre de Kalman.....	40
Figure III.2 Principe du filtre de Kalman.....	41
Figure III.3 : Schéma de l'algorithme du filtre de Kalman.....	46
Figure III.4 : Interprétation du filtre de Kalman.....	47
Figure.III.5 : Schéma de l'algorithme du filtre de Kalman non linéaire.....	49
Figure .IV.1: Schéma de l'acquisition série.....	52

Figure IV.2: Schéma de l'acquisition parallèle.....	53
Figure IV.3: Extraction de la porteuse du signal GPS.....	54
Figure IV.4: Schéma de l'acquisition parallèle sur le code phase.....	56
Figure IV.5 : Le schéma synoptique de la boucle Costas avec filtrage de Kalman.....	58
Figure IV.6 : Acquisition circulaire.....	63
Figure IV.7 : Message de navigation récupéré.....	64
Figure IV.8 : Changement Doppler réel /Costas.....	65
Figure IV.9 : Acquisition circulaire.....	66
Figure IV.10 : Message de navigation récupéré.....	67
Figure IV.11 : Changement Doppler réel /Costas.....	68
Figure IV.12 : L'acquisition circulaire.....	69
Figure IV.13 : Message de navigation récupéré.....	70
Figure IV.14 : Changement Doppler réel /Costas.....	71
Figure IV.15 : L'acquisition circulaire en présence du bruit à l'indice 5.....	72
Figure IV.16 : Message de navigation récupéré en présence du bruit.....	73
Figure IV.17 : Changement Doppler réel /Costas.....	74
Figure IV.18 : Changement de Doppler en présence du bruit.....	76
Figure IV.19 : La sortie du discriminateur de phase et la dis phase.....	76
Figure IV.20 : Changement Doppler en présence du bruit.....	77
Figure IV.21 : La sortie du discriminateur de phase et la dis phase.....	77

Introduction

Le système de positionnement global GPS est un système de navigation par satellite destiné à fournir la position, la vitesse et l'heure n'importe où sur la surface de la terre ou dans ses environs.

Pour démoduler les données de navigation du signal GPS avec succès, une reproduction exacte d'onde porteuse doit être générée. Pour poursuivre l'onde du signal porteuse de la boucle de Costas, et pour améliorer le fonctionnement de cette dernière, on va essayer au cours de modeste PFE d'intégrer le filtre de Kalman pour éliminer l'erreur de phase.

Notre étude est divisée en quatre principaux chapitres comme suit :

-CHAPITRE I : dans ce chapitre, on va donner un aperçu général sur le système GPS, sa composition, et ses caractéristiques.

-CHAPITRE II : c'est une étude détaillée de la boucle PLL, le principe de fonctionnement, la composition, ainsi que la boucle Costas.

-CHAPITRE III : dans ce chapitre on va aborder le calcul du filtre de Kalman, son fonctionnement, et ses applications.

-CHAPITRE IV : à l'aide de l'intégration de filtre de Kalman dans la boucle Costas, Dans ce chapitre, on va essayer améliorer le fonctionnement de la boucle Costas.

Conclusion

Après avoir brièvement rappelé les différents types de localisation, nous avons présenté les principales caractéristiques des systèmes de localisation par satellite existants, en détaillant le principe de fonctionnement du GPS qui est aujourd'hui le système le plus largement utilisé dans le monde. La précision de ces systèmes satellitaires est en général fonction du type de service autorisé et des conditions de réception des signaux.

Nous avons plus particulièrement insisté sur le traitement du signal GPS c'est-à-dire l'étude du signal qui provient du satellite jusqu'à la réception au niveau d'un récepteur GPS. Nous avons ainsi montré l'amélioration du fonctionnement de la boucle costas à l'aide de l'intégration de filtre de Kalman, à partir de la simulation sur le MATLAB qui nous a fait espérer que ce modeste travail permet d'aider les prochaines promotions pour aller loin dans ce domaine.

Les futurs systèmes devront répondre à de nouvelles exigences. L'exemple est donné par la navigation aéronautique: un système de navigation ne peut être utilisé dans les conditions d'approche et d'atterrissage les plus difficiles que s'il est totalement fiable. Ce qui interdit toute défaillance du signal en cours d'exploitation dans un délai de quelques secondes. Des études sont en cours, notamment sur la mise en place de géostationnaires chargés de la surveillance des systèmes, et sur la redondance des équipements émetteurs et récepteurs.

Quant aux utilisateurs professionnels ou amateurs, ils bénéficieront de plus en plus de la toute-puissance des calculateurs qui mettront à leur disposition des récepteurs "intelligents" capables de présenter de manière simple les informations issues d'un ou de plusieurs systèmes, spatiaux ou terrestres.

I.1 Introduction

Autrefois, l'homme naviguait en utilisant les étoiles. Au 21^{ème} siècle, c'est toujours dans le ciel qu'il trouve son chemin, mais grâce à une technologie de pointe : la navigation par satellite.

La navigation par satellite permet de déterminer à tout instant et à quelques mètres près la position dans le temps et l'espace d'une cargaison, d'un véhicule, d'un simple randonneur ...etc.

Grâce aux récepteurs GPS, de nombreuses informations utiles sont fournies en permanence comme la vitesse, la direction, l'heure, le jour ou encore l'heure d'arrivée.

Ces systèmes ont un potentiel très important car ils allient pour la première fois des qualités exceptionnelles : couverture quasi mondiale et quasi permanente, précision de localisation, nombre d'utilisateur illimité et coût très faible du service.

Le succès scientifique et opérationnel du GPS est universel, la nécessité d'utiliser le satellite pour les opérations de positionnement et de navigation est un phénomène désormais irréversible. C'est pour cela qu'on s'est mis à l'étude de ce projet où notre travail sera axé plus exactement sur l'étude du signal depuis sa provenance du satellite jusqu'à sa réception par le récepteur GPS.

I.2 Généralités sur le système GPS

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

On peut dire que le GPS est un système quadridimensionnel qui permet de déterminer :

- la latitude
- la longitude
- l'altitude
- l'heure

Cette capacité de détermination des composantes altimétriques et horaires ouvre des débouchés qui dépassent largement les applications classiques des systèmes antérieurs de positionnement.

Le GPS a une couverture mondiale et un fonctionnement continu dans le temps. Le nombre de satellites constituant la constellation, le choix des fréquences utilisées et la polarisation circulaire des ondes lui confèrent l'universalité d'emploi dans l'espace et dans le temps ; il est peu affecté par les conditions météorologiques ou climatiques des zones d'utilisation.

I.2.1 Historique et avenir du GPS

Dès la fin des années 70, l'un des principaux soucis du " Département de la Défense" américain (DOD) était de concevoir un système permettant à tous les éléments de l'armée américaine (avions, navires, véhicules blindés, troupes) de se positionner de manière précise et quasi instantanée, n'importe quand et n'importe où à la surface de la terre. Donc le "Global Positioning System" (GPS) a été conçu pour répondre à ces impératifs.

I.3 Type de satellites

Pour assurer la constellation complète de vingt-quatre satellites et sa permanence, plusieurs types de satellite ont été lancés.

I.3.1 Satellite du bloc I

Lancés entre 1978 et 1985, les satellites du bloc I ont contribué à la constitution de la phase initiale du système. Onze unités ont été lancées ; à ce jour les satellites du bloc I sont en fin de vie.

I.3.2 Satellite de bloc II

Lancés à partir de 1989, ces satellites contribuent à la phase opérationnelle de système contrairement à ceux du bloc I, ces satellites possèdent un système permettant d'activer ou désactiver, la mise en application de la SA « selective availability » restreignant les possibilités d'utilisation du code C/A pour la service civil. Vingt-quatre de ces satellites ont été construits. Leur durée de vie nominale est de sept ans

Mais l'expérience montre que leur durée de vie réelle atteint, voire dépasse, une dizaine d'années.

I.3.3 Satellites du bloc IIR

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

Ce changement apporte une amélioration de la précision de l'horloge dans un facteur de 10 se répercutant sur la précision finale atteignable.

I.3.4 Caractéristiques d'un satellite GPS

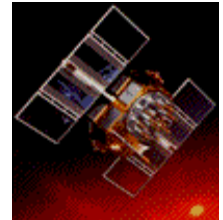
Vitesse : 3 km/s

Temps d'orbite : 12 heures

Poids : 1000kg

Envergure : 5,5 m (panneaux solaires déployés)

Hauteur de sa gravitation : 20000km (au-dessus de la mer)



I.4 Le récepteur GPS

I.4.1 Catégories de récepteur

On distingue trois catégories de récepteur adaptées à des besoins particuliers. Ces catégories sont :

- les récepteurs à poursuite continue.
- les récepteurs séquentiels.
- les récepteurs multiplexés.

La majorité des récepteurs traite uniquement le code c/a tandis que d'autres ont la capacité d'acquérir le code P , voire le code y . Un récepteur $p(y)$ acquiert une première fois le code c/a pour obtenir le temps GPS puis il accroche le code $p(Y)$. Toutefois, une acquisition directe du code $P(Y)$ est possible sous certaines conditions.

Les récepteurs bi fréquences estiment le retard ionosphérique améliorant de ce fait la précision des mesures. Un récepteur mono fréquence (exploitant uniquement $L1$) utilise le modèle GPS de l'ionosphère pour élaborer ces corrections.

Pour chaque catégorie de récepteurs, il existe des utilisations spécifiques telles qu'en aéronautique ou en marine. Si le traitement des signaux GPS est identique pour un appareil d'une gamme donnée. Les interfaces utilisateurs sont adaptées à l'application. Un récepteur GPS dédié à la navigation visualisera le cap ou la distance parcourue. En plus de la position, tandis qu'un récepteur de géodésie affichera les retards ionosphériques ou le biais d'horloge.

I.4.1.1 Le récepteur à canaux parallèles

Le récepteur à canaux parallèles dispose d'au moins quatre canaux pour traiter simultanément quatre satellites. Ces récepteurs offrent les meilleures performances. Les récepteurs à 5 ou 6 canaux réservent un canal à la recherche et à l'acquisition de satellites de manière à toujours optimiser la configuration géométrique des satellites utilisés. Ces récepteurs maintiennent la précision de localisation sous de fortes dynamiques, résistent mieux au brouillage que ceux des premières générations (récepteurs séquentiels) et ont un temps de calcul du premier point réduit. La tendance est de réaliser des récepteurs GPS à 8, 10 ou 12 canaux. Les récepteurs à 10 ou 12 canaux sont également appelés récepteurs « All-in-view ».

Typiquement, un récepteur choisit quatre satellites lui offrant la meilleure géométrie. Cependant dans certains cas, le signal d'un satellite peut disparaître car ce dernier se trouve masqué par un obstacle. Celui-ci peut être naturel comme les arbres ou le relief, ou dû à la structure du porteur. Le récepteur doit s'accrocher sur le signal d'un autre satellite pour offrir une position, une vitesse et un temps (PVT) en continu. La solution n'est pas optimale jusqu'à ce que l'ancien satellite réapparaisse. Par ailleurs, il se produit des sauts de positions à chaque commutation de satellites.

Un récepteur « All-in-View » ou 'toute en vue' utilise tous les satellites disponibles. L'avantage de cette architecture est de fournir une solution en continu lorsque plusieurs satellites viennent à être masqués. Si la précision est dégradée, les sauts de position ont une amplitude plus faible.

Ces récepteurs sont utilisés lorsqu'une précision importante est recherchée telle qu'en Géodésie ou lorsque les masques sont fréquents comme sur les mobiles manœuvrant (avion d'arme, missile agile...) ou dans tous scénarios extrêmes. Le

nombre important de canaux permet rapidement d'obtenir de la première position (TTFF : Time To First Fixe). Cette performance intéresse plus particulièrement les sous marins qui doivent minimiser leur temps de présence au ras de l'eau.

I.4.1.2 Le récepteur « codeless »

Le codeless est une technique qui permet d'estimer le retard ionosphérique sans utilisation du code Y crypté. Ces récepteurs mesurent les pseudo distances et, plus généralement, le temps de groupe différentiel et la vitesse de phase différentielle entre les signaux L1 et L2. Les pseudo mesures sont estimées à partir du code C/A sur L1. Le message de navigation est démodulé à partir du code C/A.

Plusieurs techniques « codeless » existent

a- Élévation du signal au carré : la modulation (code et message de navigation) disparaît et la fréquence est doublée. Inter corrélation L_1/L_2 : aucun code n'est généré localement. Les signaux P(Y) L1 et L2 sont identiques, mais le code P(Y) L2 est reçu en retard par rapport au code P(Y)L1. La traversée de l'ionosphère est un milieu dispersif, le temps de propagation est lié à la fréquence. Le signal le plus rapide est retardé, de manière à coïncider avec le signal le plus lent. Le récepteur détermine le temps de groupe différentiel.

b- Corrélation avec le code et élévation au carré : dans cette technique, les codes Y L1 et Y L2 sont multipliés avec le code P généré localement. Le résidu du produit est élevé au carré éliminant la modulation. Les pseudo distances sont estimées.

c- Technique Z : les codes P(Y) L1 et P(Y) L2 sont multipliés avec le code P généré localement. Les résidus de chaque voie sont intégrés sur un temps suffisant pour estimer le bit d'information crypté. Le bit d'une voie est utilisé sur l'autre voie pour démoduler le code Y qui a été retardé.

Chaque technique présente des avantages et des inconvénients. La dernière technique présentée est la plus performante et ne dégrade l'estimation du retard que de 13 dB par rapport à la technique utilisée par un récepteur ayant la capacité de démoduler le code Y.

I.4.1.3 Le récepteur séquentiel

Un récepteur séquentiel poursuit plusieurs satellites en utilisant uniquement un ou deux canaux. Un canal acquiert un satellite et effectue une mesure de pseudo distance. Ce canal sauvegarde les paramètres d'accrochage, acquiert un deuxième satellite, effectue une mesure et recommence les opérations sur un troisième satellite. Lorsque quatre pseudo distances sont disponibles une solution est calculée et les opérations sont itérées. Ces récepteurs furent les premiers à être mis sur le marché.

I.4.1.4 Le récepteur multiplexé

Le récepteur multiplexé a une architecture matérielle identique au récepteur séquentiel et opère également en temps partagé. Mais il commute rapidement, à la cadence de 50 MHz, de satellite à satellite durant les mesures. Un générateur de code unique et un seul système de poursuite par canal sont nécessaires pour élaborer une solution. Un récepteur multiplexé mesure le signal de chaque satellite avec une dégradation du rapport signal à bruit de 6 à 12dB par rapport à un récepteur à canaux parallèles car la poursuite des satellites est réalisée en une fraction du temps. De plus, les temps d'acquisition des différents messages de navigation sont plus lents. Comme dans le cas précédent, certains récepteurs de ce type possèdent quatre ou cinq canaux et les partagent entre deux satellites.

I.5 Architecture générale d'un récepteur GPS

Un récepteur GPS est constitué de sous-ensembles parfaitement délimités. On distingue :

- une antenne.
- Un préamplificateur à faible bruit.
- un module radiofréquence (RF).
- un module numérique.
- une interface utilisateur (clavier et afficheur).
- une alimentation.

La figure ci-dessous représente par détail l'architecture d'un schéma bloc d'un récepteur GPS.

L'accès au satellite se fait par la sélection de son code. Le traitement des données comporte deux phases : l'accrochage et la poursuite.

L'accrochage consiste à chercher un satellite et, pour cela, le récepteur génère localement une réplique du code de ce satellite. Il effectue l'inter corrélation rapide des deux codes afin de vérifier que le code reçu est bien le code cherché. Si c'est le cas, un verrouillage sur le signal est alors réalisé par des boucles de poursuite du code et de la porteuse. Le récepteur calcule ensuite le temps τ que le signal a mis depuis le satellite jusqu'à sa réception. Cette valeur τ est déterminée en faisant glisser le code reçu jusqu'à ce qu'il soit en phase avec la réplique du signal générée par le récepteur. Le coefficient de corrélation est calculé à chacun des décalages. Les décalages sont proportionnels à la durée d'un bit et déterminent la précision en temps. Pour reprendre la terminologie classique en étalement de spectre, plus le temps symbole sera court, plus la précision sera grande.

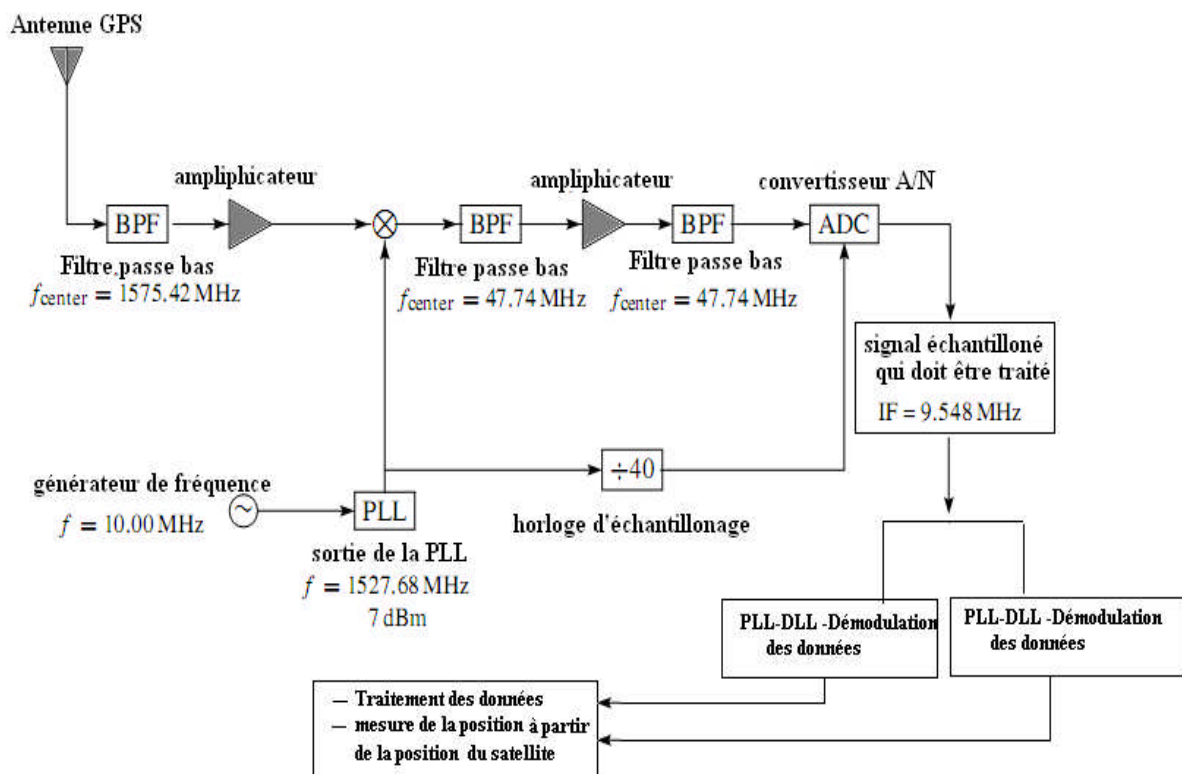


Fig I.1: schéma bloc d'un récepteur

I.6 Description de système GPS

Lorsque l'on parle du GPS, on pense au récepteur GPS. Pourtant, le système GPS est composé de 3 secteurs, appelés segments.

I.6.1 Les segments du GPS

Le système NAVSTAR (acronyme pour Navigation Satellite Timing and Ranging, nom officiel du GPS pour le Ministère de la défense des USA) se compose de :

- Un segment spatial (les satellites)
- Un segment de contrôle (les stations au sol)
- Un segment utilisateur (récepteur GPS)

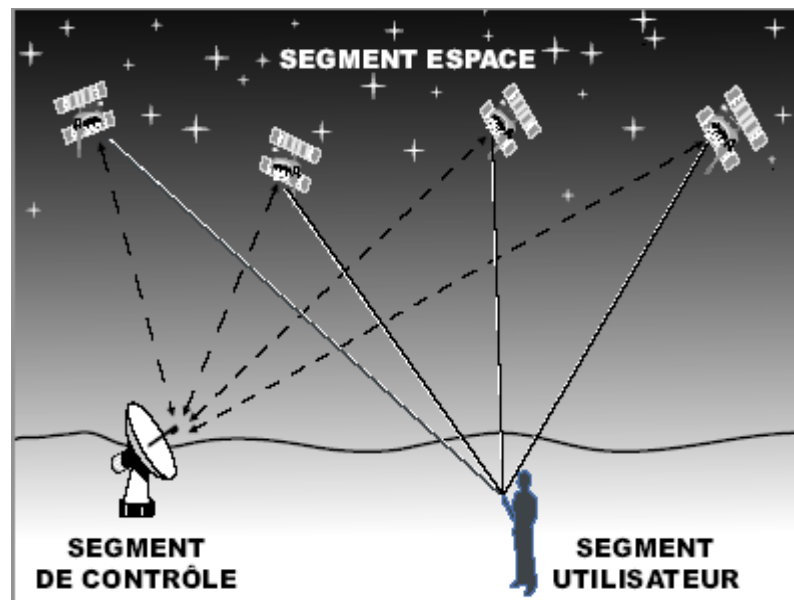


Fig. I.2 : Les trois segments de système GPS

I.6.1.1 Le segment espace

Le segment espace, composé d'un minimum de 24 satellites (21 actifs, plus 3 de rechange) est le cœur du système.

Les satellites sont en orbite haute, à plus de 20000 kilomètres, au-dessus de la surface de la terre. Le fait d'opérer à une telle altitude, permet aux signaux de couvrir une très large zone. Les orbites des satellites sont organisées de telle façon qu'un récepteur GPS sur terre reçoive toujours les signaux d'un minimum de quatre satellites, à un instant donné.

- Constellation du GPS

A partir de l'année 1978 ont été lancés petit à petit 24 satellites appelés SV «space vehicles ». 21 seulement sont opérationnels, les 3 autres servent de satellites de secours. Les 24 satellites se trouvent sur 6 plans orbitaux (4 satellites par plan). En un point du globe, sans tenir compte du relief un récepteur GPS est capable d'être en contact avec 5 à 8 satellites.

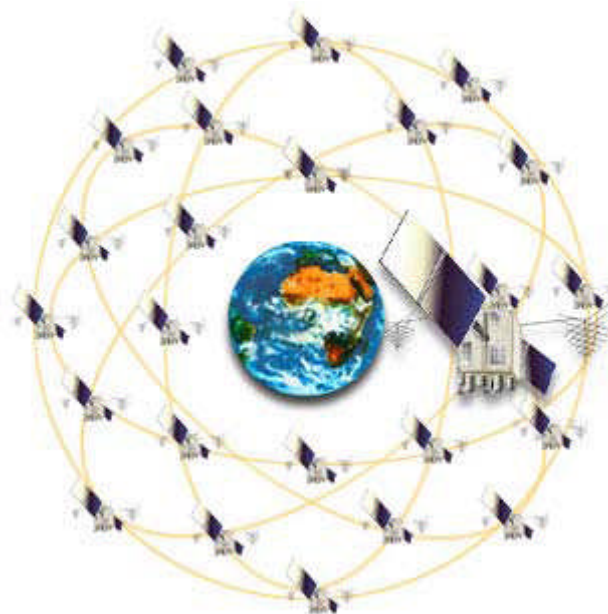


Fig. I.3 : Constellation du GPS

Les 24 satellites sont munis de plusieurs montres atomiques extrêmement précises toutes réglées sur la même heure.

- Couverture terrestre des satellites

L'arrangement des satellites permet d'avoir, dans 99 % des cas, un minimum de 4 satellites visibles à 5° au plus au dessus de l'horizon, quel que soit l'endroit où l'on se trouve sur la terre.

Les satellites voyagent à plus de 11000kilomètres à l'heure, ce qui leur permet de faire le tour de la terre toutes les 12 heures. Ils sont alimentés par l'énergie solaire et sont construits pour durer environ 10 ans. Si l'énergie solaire manque, ils possèdent à bord, des batteries de rechange pour continuer de fonctionner. Ils sont équipés aussi de petits propulseurs pour conserver la bonne orbite.

Chaque satellite émet des signaux radio de faible puissance, sur deux fréquences (désignées L1, L2). Les récepteurs GPS civils "écoutent" la fréquence L1 sur 1575.42 MHz dans la bande UHF (bande d'ondes décimétriques).

Le signal voyage en ligne de vue, ce qui signifie qu'il passe au travers des nuages, du verre et du plastique, mais qu'il ne traverse pas les objets plus solides comme les bâtiments ou les montagnes.

L1 contient deux signaux "pseudo-aléatoires", le code protégé (code P) et un code d'acquisition globale (C/A). Chaque satellite émet un code unique, permettant aux récepteurs GPS d'identifier les signaux. "l'Anti-spoofing" (anti-manipulation de données) se rapporte au brouillage du code P afin d'éviter les accès non autorisés. Le code P est aussi appelé code "P (Y)" ou "Y".

I.6.1.2 Le segment de contrôle

Le segment "contrôle" fait ce que son nom indique, il contrôle les satellites GPS en les suivant et en leur fournissant des corrections d'orbites et de temps. Il existe cinq stations de contrôle, situées tout autour de la terre, quatre stations de surveillance automatiques et une station principale de contrôle. Les quatre stations de réception automatiques reçoivent constamment des données provenant des satellites et envoient ces informations à la station principale de contrôle. La station principale "corrige" les

données et conjointement avec deux autres sites d'antennes, envoie les informations aux satellites GPS.



Fig. I-4 : Le segment de contrôle

I.6.1.3 Le segment utilisateur

Le segment utilisateur se compose simplement des récepteurs GPS. Comme il a été mentionné plus haut, le segment utilisateur se compose de navigateurs maritimes, pilotes, randonneurs, chasseurs, militaires et tous ceux qui veulent savoir où ils se trouvent, par où ils sont passés et où ils vont.

Au niveau du secteur utilisateur, on distingue deux types de services:

- Le service SPS (Standart Positioning Service)

Tous les utilisateurs disposant d'un récepteur GPS y ont accès. Ce mode est gratuit et anonyme (les récepteurs étant passifs).

Cependant les utilisateurs sont soumis à une dégradation volontaire imposée par les américains: l'AS (Anti Spoofing) qui consiste à rendre inconnu une partie des informations transmises afin qu'elles ne puissent être reproduites.

Remarque : Il existait une autre dégradation appelée la SA. (Selective Availability) qui dégradait les performances nominales du système.

Cette dégradation n'est plus active depuis le 2 mai 2000.

- Le service PPS (Precise Positioning Service)

Il est réservé aux militaires américains et leurs alliés. Il consiste en l'utilisation de clés de décodage permettant d'éliminer la dégradation volontaire (A.S).

I.7 Principe de positionnement

I.7.1 Principe

Le principe du positionnement GPS est très proche du principe de triangularisation. On mesure la distance entre l'utilisateur et un certain nombre de satellites de positions connues. Pour cela, le récepteur mesure la différence de temps entre l'émission et la réception du signal.

Le signal voyageant pratiquement à la vitesse de la lumière, on peut appliquer la relation :

$$R = c.t$$

Avec R : distance entre le récepteur et le satellite (c'est en fait le rayon d'un cercle où le satellite serait le centre)

c : vitesse de propagation des signaux radios (environ 300000 Km/s)

t : durée de entre l'émission et la réception

On obtient donc des "pseudo distances" qu'il faudra corriger des perturbations naturelles.

Connaissant la position des satellites ainsi que les pseudo distances, on définit ainsi des sphères centrées sur les satellites et dont l'intersection donne deux positions : l'une sur le globe terrestre et l'autre dans l'espace (cette dernière sera éliminée). Les données (code et phase) enregistrées par le récepteur GPS sur le terrain sont ensuite traités par des logiciels qui prennent en compte les différentes sources d'erreurs (perturbations naturelles...).

Il existe une autre manière de calculer les distances satellites-récepteurs en comptant le nombre de longueurs d'onde (de « phases ») qui se sont propagées entre un satellite et un récepteur. La longueur d'onde des signaux GPS est de l'ordre de 20centimètres : comme les récepteurs sont capables de détecter une fraction de

longueur d'onde, théoriquement, la précision millimétrique est donc possible. C'est cette stratégie qui est utilisée pour les applications géophysiques du GPS.

I.7.2 Utilisation en mode « naturel » récepteur autonome

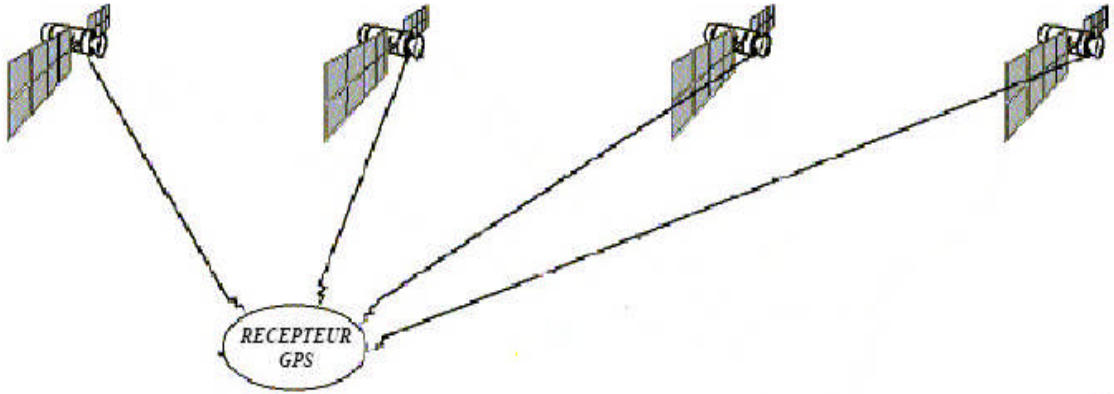


Fig. I-5 : Utilisation en mode naturel

Les utilisateurs civils du GPS peuvent obtenir une position GPS naturelle avec une précision allant, suivant l'endroit où l'on se trouve dans le monde, de quelques mètres à une dizaine de mètres, au lieu d'une centaine de mètres.

I.7.3 Utilisation en mode « différentiel » (DGPS pour Différentiel GPS)

Le mode différentiel (DGPS) est un ensemble de techniques permettant d'améliorer la précision du système. Le mode différentiel nécessite deux récepteurs: l'un qui sera positionné sur un point fixe de coordonnées connues (une référence) et l'autre, sur les positions à déterminer), soit l'utilisation de deux récepteurs pour un seul effectuant les mesures.

Dans le cas où l'utilisateur se servirait d'une station GPS permanente, un seul récepteur sera nécessaire :



Fig. I-6 : Différentiel GPS

Son principe est basé sur le fait qu'il est raisonnable de considérer que deux positions mesurées par le système GPS, à un instant donnée, distantes l'une de l'autre de moins de 100Km, présentent la même erreur.

I.8 Les sources d'erreurs

I.8.1 Les dégradations volontaires

Le système GPS étant à l'origine un système militaire, il a par conception deux dégradations affectant la qualité des mesures.

I.8.1.1 L'accès sélectif (SA : Selective Availability)

Les dégradations causées par la SA interviennent à deux niveaux :

- dégradation des éléments d'orbite et d'horloge contenus dans le message de navigation
- dégradation de la fréquence de l'horloge des satellites par ajout d'un déphasage

Ces dégradations permettaient l'utilisation précise du GPS en temps réel aux seules personnes habilitées. Elles n'avaient donc pas d'incidence sur le traitement en temps différé.

I.8.1.2 L'antibrouillage (AS : Anti-Spoofing)

C'est une protection destinée à éviter le brouillage volontaire du système GPS par un utilisateur qui enverrait un signal proche du signal GPS créant ainsi la confusion.

L'AS consiste à ajouter au code P, sur les deux fréquences L1 et L2, un code W militairement classifié formant ainsi le code Y. En cas d'AS, l'utilisateur non autorisé ne peut plus a priori faire de mesures sur le code P. Il ne peut donc qu'utiliser le code C/A et est limité à une fréquence.

I.8.2 Les multi trajets

Il arrive qu'un objet placé à proximité de l'antenne réfléchisse le signal vers celle-ci, le signal alors mesuré ne correspond pas à la distance directe. Ce phénomène n'est pas modélisable, car il dépend de l'environnement de l'antenne. La durée d'un multi trajet étant a priori courte on peut y remédier en augmentant les durées d'observations. Dans le traitement, les satellites les plus bas étant les plus sensibles aux trajets multiples, il faut éliminer du calcul ou pondérer les observations des satellites ayant un angle d'élévation faible.

I.8.3 Les orbites

La précision sur la ligne de base est directement liée à la précision de la position du satellite. On a en effet :

$$\frac{d_r}{r} = \frac{d_b}{b}$$

Où r est la distance entre le centre de la terre et le satellite

d_r L'erreur radiale sur la position du satellite,

b La longueur de la ligne de base.

d_b L'erreur sur cette longueur.

Des orbites prédites sont contenues dans le message de navigation diffusé par le satellite. Le message contient des informations sur les éphémérides des satellites, des coefficients d'un modèle ionosphérique sommaire, l'état de santé du satellite, les paramètres d'horloge, l'écart entre le temps GPS et l'UTC (temps universel coordonné). Les éphémérides radiodiffusées du satellite ont une précision d'environ 3 mètres, on leur préfère lorsque c'est possible les éphémérides précises recalculées, disponibles plus ou moins longtemps après les calculs.

I.8.4 La modélisation des centres de phase des antennes

Les observations GPS sont modélisées par des équations où apparaît la distance géométrique entre le satellite et le récepteur. Lorsqu'on recherche une grande précision, il est nécessaire de déterminer le point exact à partir duquel est mesurée la distance géométrique entre le satellite et le récepteur. Ce point est appelé centre de phase de l'antenne, il n'est pas matérialisé, c'est un point virtuel.

I.8.4.1 Le centre de phase de l'antenne de réception

En ce qui concerne le récepteur, la position du centre de phase de l'antenne du récepteur varie dans l'espace en fonction de la position de l'émission.

Pour faciliter les traitements, elle est décomposée en une position moyenne fixe et une variation dépendant de l'élévation et de l'azimut du satellite. La position du centre de phase dépend de la fréquence du signal.

I.8.4.2 Le centre de phase de l'antenne d'émission

En ce qui concerne le satellite, on considère que le centre de phase est le même pour L1 et L2 et qu'il reste constant. Cependant, compte tenu de la distance entre les satellites et la terre, l'angle du cône d'émission est aigu et cette influence est donc faible. La connaissance de la position du centre de phase de l'antenne d'émission par rapport au centre de masse des différents satellites est indispensable car les éphémérides concernent la position du centre de masse.

I.9 Application du GPS

La navigation en temps réel est l'une des applications élémentaires et principales du GPS. Tout objet mobile muni d'un récepteur GPS peut connaître en temps réel sa position et sa vitesse dans un repère terrestre.

La précision attendue pour un tel mode de navigation est de 10 à 15mètres sur sa position et de quelques centimètres par seconde sur sa vitesse si l'utilisateur utilise le code précis et une centaine de mètres dans le cas contraire.

Que ce soit sur terre, sur mer, dans les airs ou dans l'espace, ces performances excellentes et le faible coût du récepteur GPS, fait de ce système un instrument de navigation très prisé.

Seule la navigation civile aérienne est encore réticente pour des raisons techniques (l'intégrité du système, c'est à dire la certitude dans un temps très court, que tel ou tel satellite fournit ou non des données correctes, n'est pas assurée, et il faut installer de lourds moyens de surveillance de la constellation GPS) et politiques (il faut beaucoup de garanties pour faire accepter par la communauté internationale un instrument essentiel de navigation qui est entièrement dans les mains des militaires d'un pays). Mais la navigation en temps réel est loin d'être l'unique application du GPS.

I.9.1 Applications militaires

Des essais de guidage de bombes ont eu lieu dans le désert de Yuma (Arizona, USA). Les bombes ont été larguées à une altitude de 10000 pieds

(Environ 3kilomètres). L'erreur maximale entre la déflagration et la cible initiale était en moyenne de 56pieds (17mètres).

L'application directe du GPS se trouve dans l'utilisation des missiles de croisière. A priori, le système NAVSTAR n'est pas approprié au guidage de

missiles intercontinentaux (ou de tous autres missiles) en terrain ennemi sur des milliers de kilomètres.

Cependant l'utilisation de la navigation par GPS permet d'accroître les performances de certains missiles utilisés par les ricains.

Les bombardiers utilisant le système NAVSTAR, pour déterminer la position de leurs cibles, peuvent potentiellement détruire de 400 à 600% d'unités ennemies de plus qu'en utilisant les systèmes de localisation habituels.

I.9.2 Applications civiles

Le système Navstar est financé par des organismes militaires. Pourtant, nombreuses sont les applications civiles. Le GPS présente des avantages non négligeables vis-à-vis Des conditions atmosphériques mais également vis-à-vis de sa non dépendance en luminosité (signal accessible jour et nuit). Ainsi il donne lieu à de multiples utilisations:

-L'utilisation du système NAVSTAR par d'autres satellites :

Certains satellites d'observation de la surface terrestre utilisent le GPS pour déterminer leur position. Le GPS leur permet de calibrer très précisément les images qui leur sont commandées.

-L'orbitographie des satellites de haute altitude :

La constellation NAVSTAR permet un positionnement précis aux satellites de basses et moyennes altitudes mais lorsqu'on franchit les 20200Km d'altitude des satellites GPS, le positionnement est plus délicat.

Au delà de cette altitude on ne peut recevoir des signaux GPS que des satellites situés dans l'hémisphère opposée de celle où l'on se trouve. La plupart de ces signaux sont cachés par la terre, ceux qui proviennent des satellites plus excentrés sont très affaiblis.

Le système GPS reste cependant exploitable pour des satellites munis d'antennes à gain très important. La géométrie des satellites utilisables n'étant pas optimum, la précision atteinte reste très en dessous de celle des satellites de basse altitude.

-Pour les compagnies de service public :

Ainsi, les compagnies de transport en commun, de taxis ou encore les ambulances ou les pompiers, afin d'améliorer leur efficacité, peuvent gérer en temps réel la position de leur 'flotte' de véhicules. Grâce au GPS, il nous est en effet possible de visualiser directement la position d'un véhicule sur un écran.

I.9.3 Autre application de système GPS

Les applications du système GPS concernent le positionnement de point fixe, le positionnement de points mobiles de plus, la diffusion ultra précise du temps par le système ouvre des applications dans le domaine de la métrologie.

- Géodésie

Pour définir au mieux la forme et la déformation de la terre les géodésiens ont progressivement abandonné les techniques locales, longue et laborieuses, s'appuyant sur un canevas de point déjà déterminés, entraînant des distorsions à l'échelle d'un pays et des problèmes de rattachement aux jonctions entre réseaux,

Au bénéfice de technique spatiale utilisant des mesures issues de télémètre laser sur les satellites au la lune, de VLBI et plus simplement de GPS.

L'utilisation de GPS permet l'établissement d'un système de référence globale de grande précision.

- Topographie

Dans le domaine des topographes et des géomètres, contigu à celui de la géodésie, il s'agit de représenter sur plan les surfaces et reliefs.

Navigation :

La navigation qu'elle soit aérienne, maritime ou terrestre, est le champ privilégié des applications où le GPS est utilisé comme capteur de localisation.

- Applications aéronautiques
- Applications maritimes
- Applications terrestres

- Métrologie

Le GPS est aussi une horloge au césium mise à la disposition des utilisateurs pour le prix d'un simple récepteur. C'est de plus une distribution universelle du temps permettant une datation dans une échelle de temps unique en tous les points de globe et de l'espace.

I.1 Introduction

Dans le domaine des télécommunications, on a souvent besoin d'un signal dont la fréquence soit à la fois très stable et variable par pas. C'est le cas de l'oscillateur local qui fournit la porteuse d'un émetteur, ou de l'oscillateur local d'un récepteur.

Malheureusement, les seuls oscillateurs stables qu'on puisse réaliser facilement sont les oscillateurs à quartz, et pour ce type d'oscillateur il est difficile de faire varier la fréquence, sauf en changeant le quartz.

La boucle à verrouillage de phase ou Phase Locked Loop (invention française datant de 1932) permet de répondre à ce problème en fournissant en sortie un signal ayant la stabilité d'un quartz de référence, mais avec un choix de fréquences illimité. On trouve une boucle à verrouillage de phase dans tous les équipements moderne :

- récepteurs FM, TV.
- émetteurs récepteurs.
- magnétoscopes.
- décodeurs TV numériques.
- modems téléphoniques et câbles.
- téléphones GSM etc. ...

Le cœur de la PLL est l'oscillateur qui fournit en sortie un signal en général sinusoïdal ou carré, mais dont la fréquence instantanée $f_s(t)$ est asservie à la fréquence $f_e(t)$ du signal injecté dans la boucle.

I.2 Constitution générale

La fig.II.1 représente le schéma fonctionnel d'une PLL. C'est un système asservi (contre-réaction) à retour unitaire. Les éléments constitutifs de ce circuit:

- Un comparateur de phase,
- Un filtre passe-bas,
- Un oscillateur commande en tension

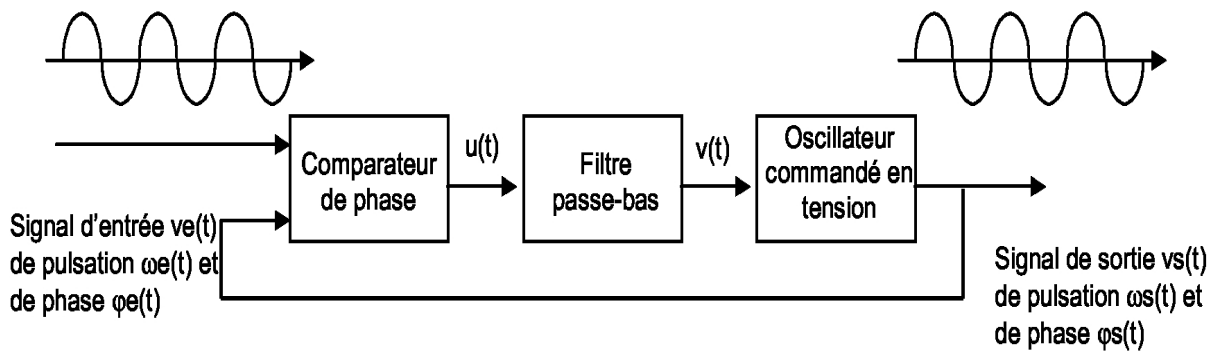


Fig. II.1 : Structure de base de la boucle d'asservissement de phase.

I.2.1 Le comparateur de phase

Ce circuit compare la phase de deux signaux alternatifs ou considères comme tels et fournit une tension moyenne $U(t)$ proportionnelle à leur déphasage φ lorsque la boucle est verrouillée.

- Comparateur de phase analogique

Multiplieur analogique

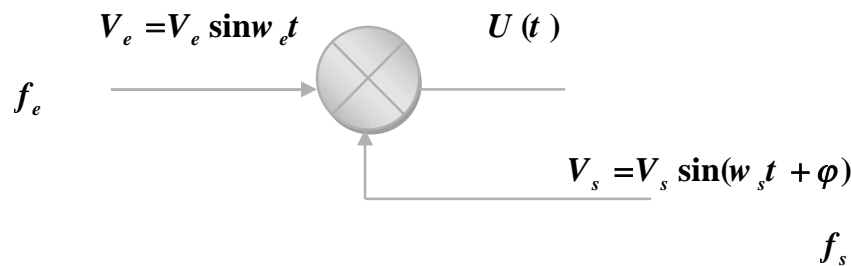


Fig. II.2 : multiplieur analogique

Le multiplieur analogique linéaire est représenté symboliquement par le schéma de la Fig. II.2. C'est le montage le plus simple. On effectue le produit des deux signaux :

$$\text{Si } V_e(t) = A \cos(w_e t + \varphi_e)$$

$$\text{Et } V_s(t) = B \cos(w_s t + \varphi_s)$$

Sont les deux signaux à comparer; Le produit est :

$$U(t) = K V_e V_s \quad (\text{II.1})$$

Puisque : $\sin(a) \sin(b) = 1/2 [\cos(a-b) - \cos(a+b)]$

$$U(t) = \frac{KAB}{2} [\cos[(\omega_e - \omega_s)t + (\varphi_e - \varphi_s)] - \cos[(\omega_e + \omega_s)t + (\varphi_e + \varphi_s)]] \quad (\text{II.2})$$

Avec:

K: cte de comparateur de phase

$$\omega_e = 2\pi f_e \quad \text{et} \quad \omega_s = 2\pi f_s .$$

- Quand la boucle est verrouillée : $f_e = f_s = f$

$$U(t) = \frac{KAB}{2} [\cos(\varphi_e - \varphi_s) - \cos[2\omega t + (\varphi_e + \varphi_s)]] \quad (\text{II.3})$$

Le terme haute fréquence $(\omega_e + \omega_s)$ est éliminé par le filtre passe-bas et la valeur continue est :

$$V(t) = \frac{KAB}{2} \cos[(\omega_e - \omega_s)t + (\varphi_e - \varphi_s)] = \frac{KAB}{2} \cos \varphi \quad (\text{II.4})$$

C'est une fonction cosinus. $V(t)$ est nul pour: $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$.

Avec: $\varphi = [(\omega_e - \omega_s)t + (\varphi_e - \varphi_s)]$

- Quand la boucle est verrouillée : $f_e = f_s = f_o$:

$$\varphi = (\varphi_e - \varphi_s) \quad (\text{II.5})$$

Remarques

Lorsque la boucle est verrouillée et fonctionne à sa fréquence centrale, les deux signaux d'entrée et de retour sont déphasés de $(\pm \pi / 2)$. Si la boucle est de signe positif, point d'accrochage se situe en $(-\pi / 2)$ car, pour une variation positive du déphasage, il y a une variation positive de la tension d'erreur. Si la boucle est de signe négatif, le point d'accrochage se situe en $(+\pi / 2)$. L'un de ces points est stable, l'autre instable ; le choix se fait automatiquement.

Le fonctionnement n'est linéaire que si on travaille autour de l'erreur nulle en point

$(-\pi/2)$ ou $(+\pi/2)$. La pente de la fonction $U(t)$ définit la fonction de transfert et dépend des amplitudes A et B .

Si on reprend le calcul, et en considérant que : $\varphi_s = \theta_s - \frac{\pi}{2}$, on remplace dans

L'équation (II.4) nous aurons:

$$V(t) = \frac{KAB}{2} \cos(\varphi_e - \theta_s + \frac{\pi}{2}) = \frac{KAB}{2} \sin(\varphi_e - \theta_s) \tag{II.6}$$

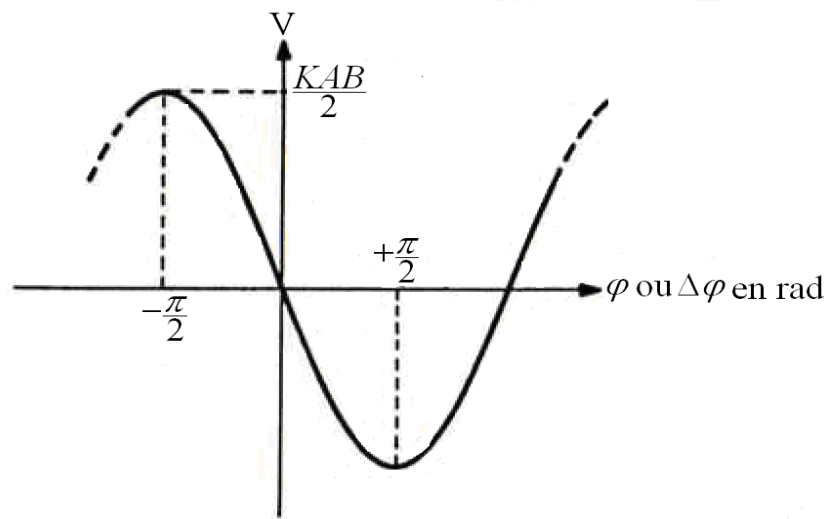


Fig. II.3 : Signal sortie de filtre passe-bas

Les points d'accrochage se font pour $\varphi = 0$ ou $\varphi = \pm\pi$. Si on considère que la PLL verrouillée fonctionne autour de sa fréquence centrale f_0 on a : $\varphi = 0$.

Le développement limité du sinus autour de zéro donne:

$$\sin \varphi = \varphi + \frac{\varphi^3}{3!} + \dots \approx \varphi$$

La relation (2.6) devient :

$$V(t) = \frac{KAB}{2} \varphi \tag{II.7}$$

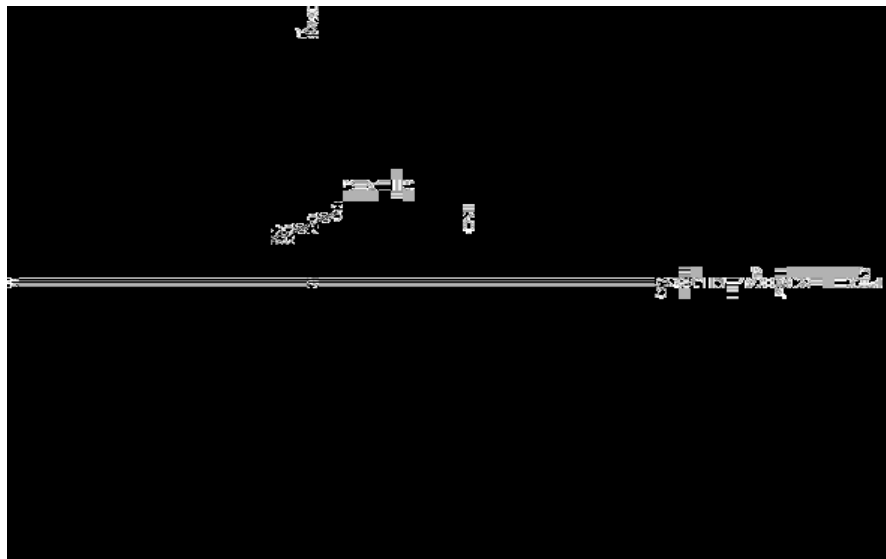


Fig. II.4 : variation de $v(t)$ en fonction (φ) dans le domaine linéaire

- Multiplieurs analogiques à découpage

Les multiplieurs analogiques sont limités en fréquence et imposent certaines contraintes de mise en œuvre. On préfère, dans la plupart des cas, utiliser les multiplieurs analogiques à découpage que l'on peut rencontrer sous le terme « Hacheur » ou « chopper », ou « modulateur ».

I.2.2 Filtre passe-bas

Nous avons vu que le signal de sortie du comparateur était constitué d'harmoniques et d'une composante continue. Le filtre passe-bas a pour rôle de ne conserver que la composante continue ou basse fréquence du signal $U(t)$. Le choix de ces éléments dépend de la valeur des fréquences parasites à éliminer et de la stabilité. On rencontre deux technologies :

- les filtres passifs
- les filtres actifs

▪ Filtres passifs

Nous indiquons ici trois filtres passifs utilisant des résistances et condensateurs ; la liste n'est pas limitative.

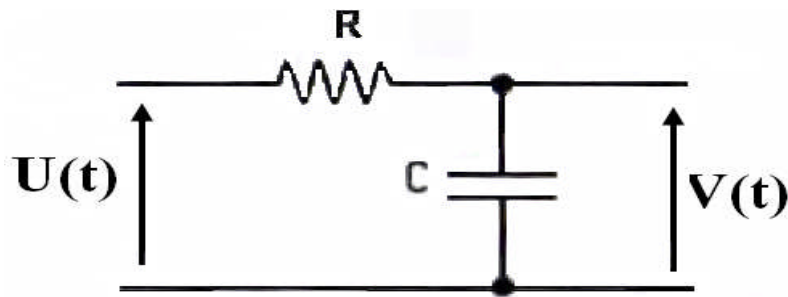
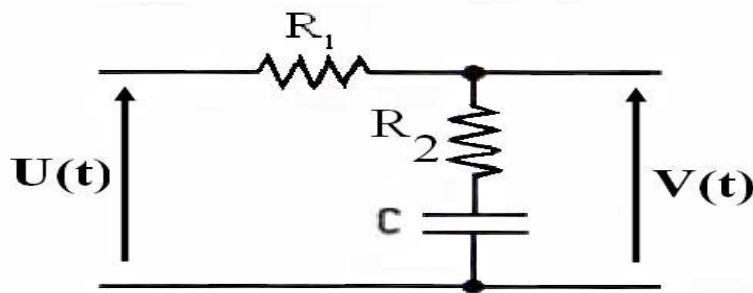


Fig. II.5 : schéma électrique d'un filtre

Ce filtre passe-bas du premier ordre présente une fonction de transfert

$$\frac{V(p)}{U(p)} = \frac{1}{1+RCP} \quad (\text{II.8})$$

À condition que la fonction qui suit, c'est-à-dire le VCO, présente une impédance d'entrée d'influence négligeable.

Fig. II.6 : circuit R_1R_2 et C

Le réseau RC précédent est dans certains cas insuffisant pour la stabilité de la boucle.

On préfère utiliser le réseau à retard de phase dont la fonction de transfert est

définie par :

$$\frac{V(p)}{U(p)} = \frac{1+R_2CP}{1+(R_1+R_2)CP} \quad (\text{II.9})$$

Avec $R_2 \ll R_1$.

- Filtres actifs

Filtres actifs à amplificateur opérationnels

— Filtres actifs indépendants

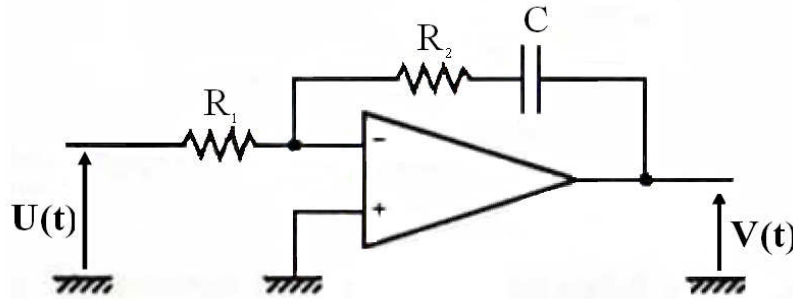


Fig. II.7 : Filtre actif R_1R_2 et C

La aussi il existe une multitude de montages.

La Fig.II.7 nous indique le schéma d'un filtre classique dont la fonction de transfert

est :

$$\frac{V(p)}{U(p)} = \frac{1+R_2CP}{R_1CP} \quad (\text{II.10})$$

—Filtres actifs à transistors

Les filtres actifs à transistors sont rarement rencontrés. Un exemple d'application est toutefois indiqué pour le comparateur MC 4044. La figure nous donne deux applications. Les transistors sont utilisés de préférence aux circuits intégrés dans le cas où la fréquence « basse » de fonctionnement atteint plusieurs centaines de kilohertz. Le transistor Darlington de cette dernière figure est intégré dans le circuit 4044 et est appelé (amplificateur)

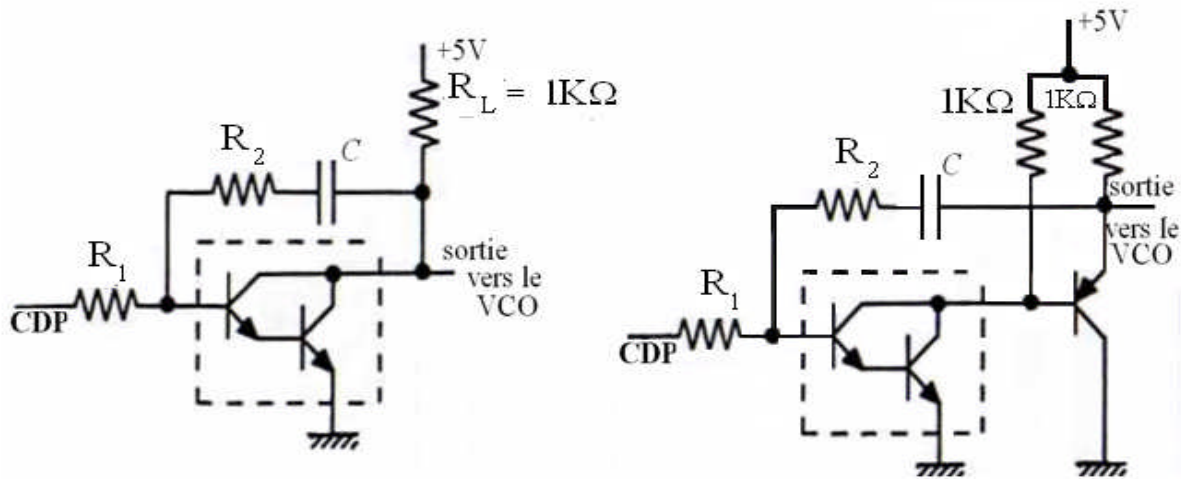


Fig. II.8 : Filtres passe-bas accompagnant le circuit 4044 (D'après Motorola)

Nous avons vu la nécessité d'utiliser ce filtre afin de récupérer la composante continue ou basse fréquence du signal $U(t)$ issu du comparateur.

En pratique, la fonction de transfert de la boucle est au moins du deuxième ordre et définie par trois éléments :

- le gain statique,
- la pulsation propre du système non amorti,
- le facteur d'amortissement réduit z .

C'est le filtre passe-bas qui permet de fixer ω_0 et z . Le simple filtre passif RC ne permet pas de choisir indépendamment ces deux paramètres. On préfère ainsi, en pratique, utiliser le réseau à retard de phase. Nous avons aussi indiqué précédemment que la bande passante du filtre passe-bas et son ordre intervenait sur la valeur de la fréquence de capture.

I.2.3 Oscillateurs contrôlés en tension

Les oscillateurs contrôlés en tension (VCO) sont des convertisseurs tension-fréquence. Une variation de tension, lente ou rapide, à leur entrée se traduit par une variation de fréquence en sortie : on peut aussi utiliser l'expression Vobuler (oscillateur vobule), les circuits numériques.

Un VCO doit présenter les qualités suivantes:

- bonne linéarité de fréquence en fonction de la tension d'entrée, f_s (V).
- bonne stabilité de fréquence (fréquence centrale f_0),
- grande variation possible de la tension d'entrée V,
- grand coefficient de transfert (w_s / V),
- grande variation de fréquence possible pour l'application dans les synthétiseurs,
- faible coût..

Le VCO est toujours accompagné d'un condensateur ou d'un réseau RC dont la ou les valeurs sont définies pour que la fréquence de sortie f_s , soit égale a la fréquence centrale f_0 a tension de commande nulle ($V = 0$).

Les caractéristiques des VCO sont en général linéaires, à V moyen, nul ou non, correspond la fréquence centrale f_0 . La Fig. II.8 indique deux caractéristiques de VCO pour une tension dissymétrique puis symétrique. Dans tous les cas nous aurons:

$$f_0 = \frac{f_{\max} + f_{\min}}{2} \tag{II.11}$$

$$V_{\text{moy}} = \frac{V_{\max} + V_{\min}}{2} \tag{II.12}$$

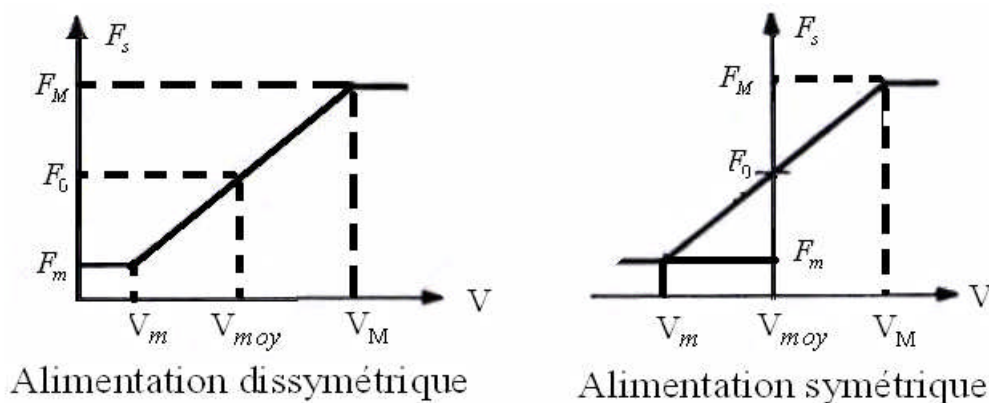


Fig. II.9 : caractéristique du VCO

I.2.4 La stabilité 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 à 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.

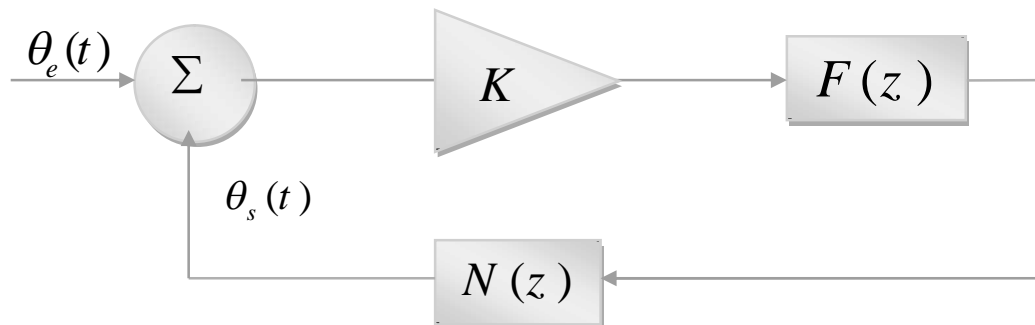


Fig. II.10 configuration dans le domaine temporel

La Fig.II.10 montre une configuration dans le domaine temporel et la Fig.II.11 dans le domaine S, obtenu à partir de la transformée de Laplace. Le signal d'entrée est $V_e(t)$ et la sortie du VCO est $V_s(t)$. Le comparateur de phase mesure la différence de phase de ces deux signaux. L'amplificateur K correspond au gain du comparateur de phase et le filtre passe-bas limite le bruit dans la boucle. La tension d'entrée V du VCO commande sa fréquence de sortie, qui peut être exprimée comme :

$$f_s = f_o + k_0 V \quad (\text{II.13})$$

Ou f_s : est la fréquence centrale du VCO , k_0 : est la pente du VCO ;

Et $V(t)$: est la tension de commande de VCO.

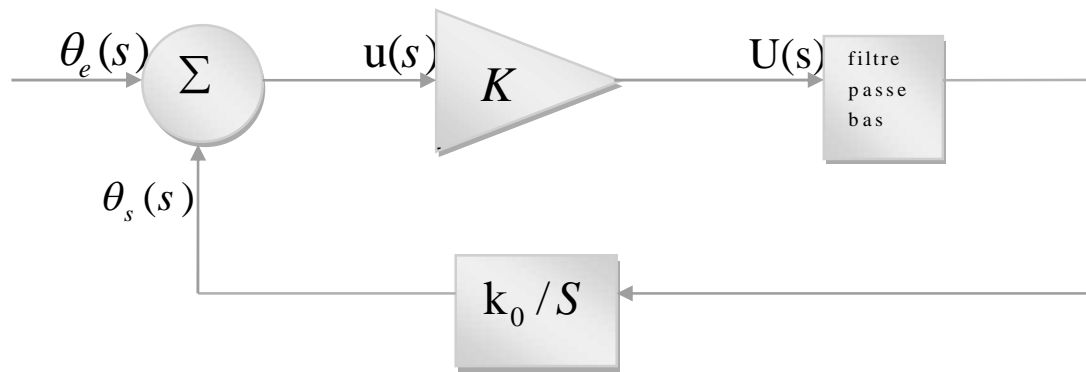


Fig. II.11 configuration dans le domaine S

On doit écrit l'équation (II.13) comme suite :

$$w_s t = w_o t + k_1 V (t) \tag{II.14}$$

La phase instantanée du VCO peut être obtenue en intégrant l'équation (II.14) :

Ou : $K_1 = 2\pi K_0$

$$\int_0^t w_s t = w_o + \int_0^t k_1 V (t) \tag{II.15}$$

Dont la transformée de Laplace est :

$$L\{\theta_o(t)\} = L\{k_o \int V(t) dt\} = \frac{K_o}{S} V(S) \tag{II.16}$$

$$V_{co} = \frac{\theta_o(S)}{V(S)} = \frac{K_o}{S} \tag{II.17}$$

De la figure (II-19), on peut écrire :

$$U(s) = k u(s) = k [\theta_e (s) - \theta_s (s)] \tag{II.18}$$

$$V(s) = U(s) F(s) \tag{II.19}$$

$$\theta_s (s) = V(s) \frac{K_o}{S} \tag{II.20}$$

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

$$U(s) = \theta_e(s) - \theta_s(s) = \frac{U(s)}{k_0} = \frac{V(s)}{k_0 F(s)} = \frac{s\theta_s(s)}{k_0 k_1 F(s)}$$

Ou:

$$\theta_e(s) = \theta_s(s) \left[1 + \frac{s}{k_0 k_1 F(s)} \right] \quad (\text{II.21})$$

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

$$H(s) = \frac{\theta_s(s)}{\theta_e(s)} = \frac{k_0 k_1 F(s)}{s + k_0 k_1 F(s)} \quad (\text{II.22})$$

Par conséquent la fonction de transfert d'erreur est:

$$H_e(s) = \frac{u(s)}{\theta_e(s)} = \frac{\theta_e(s) - \theta_s(s)}{\theta_e(s)} = 1 - H(s) = \frac{s}{s + k_0 k_1 F(s)} \quad (\text{II.23})$$

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

$$B_e = \int_0^{\infty} |H(j\omega)|^2 df \quad (\text{II.24})$$

▪ Application

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

Pour l'échelon : $\theta_e(t) = u(t)$ Dont la transformée de Laplace est:

$$\theta_e(s) = \frac{1}{s} \quad (\text{II.25})$$

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

$$\theta_e(t) = \Delta \omega t \quad \text{ou}$$

$$\theta_e(s) = \frac{\Delta \omega}{s^2} \quad (\text{II.26})$$

—Boucle a 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 a verrouillage de phase dépend de l'ordre du filtre dans la boucle. Dans ce cas, le filtre est caractérisé par sa fonction de transfert :

$$F(s) = 1 \quad (\text{II.27})$$

C'est la boucle a verrouillage de phase la plus simple. Pour une entrée échelon unité, la fonction de transfert correspondante selon l'équation (II.22) est :

$$H(s) = \frac{k_0 k_1}{s + k_0 k_1} \quad (\text{II.28})$$

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

$$B_e = \int_0^{\infty} \frac{(k_0 k_1)^2 df}{w^2 + (k_0 k_1)^2} = \frac{(k_0 k_1)^2}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{dw}{w^2 + (k_0 k_1)^2}$$

$$B_e = \frac{(k_0 k_1)^2}{2\pi k_0 k_1} \tan^{-1} \left[\frac{w}{k_0 k_1} \right]_0^{\infty} = \frac{k_0 k_1}{4} \quad (\text{II.29})$$

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

$$H_e(s) = \frac{1}{s + k_0 k_1} \quad (\text{II.30})$$

En régime permanent on a :

$$\lim_{t \rightarrow 0} u(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s u(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\Delta w}{s + k_0 k_1} = 0 \quad (\text{II.31})$$

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

$$u(s) = \theta_e(s) H_e(s) = \frac{\Delta w}{s} \frac{1}{s + k_0 k_1} \quad (\text{II.32})$$

En régime permanent:

$$\lim_{t \rightarrow 0} \mathbf{u}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \mathbf{u}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\Delta w}{s + k_0 k_1} = \frac{\Delta w}{k_0 k_1} \quad (\text{II.33})$$

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 $u(t)$ signifie une bande de bruit plus large.

— 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:

$$F(s) = \frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1}$$

Substituant cette relation dans l'équation (II.22), la fonction de transfert de la boucle devient :

$$H(s) = \frac{\frac{k_0 k_1 s \tau_2 + k_0 k_1}{\tau_1}}{s^2 + \frac{k_0 k_1 s \tau_2 + k_0 k_1}{\tau_1}} = \frac{2\zeta w_n s + w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad (\text{II.34})$$

Avec w_n est la pulsation naturelle, qui exprimée par : $w_n = \sqrt{\frac{k_0 k_1}{\tau_1}}$ (II.35)

Et ζ le coefficient d'amortissement, qui exprime par : $2\zeta w_n = \frac{k_0 k_1 \tau_2}{\tau_1}$

D'où :

$$\zeta = \frac{w_n \tau_2}{2} \quad (\text{II.36})$$

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

$$\begin{aligned} B_e &= \int_0^{\infty} |H(jw)|^2 df \\ &= \frac{w_n}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{1 + \left(2\zeta \frac{w}{w_n}\right)^2}{\left(1 - \left(\frac{w}{w_n}\right)^2\right)^2 + \left(2\zeta \frac{w}{w_n}\right)^2} dw = \frac{w_n}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{1 + 4\zeta^2 \left(\frac{w}{w_n}\right)^2}{\left(\frac{w}{w_n}\right)^2 + 2(2\zeta^2 - 1)\left(\frac{w}{w_n}\right)^2 + 1} dw \end{aligned}$$

$$= \frac{w_n}{2} \left(\zeta + \frac{1}{4\zeta} \right) \tag{II.37}$$

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

$$H_e(s) = 1 - H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \tag{II.38}$$

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

$$u(s) = \frac{s}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \tag{II.39}$$

En régime permanent: $\lim_{t \rightarrow 0} u(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s u(s) = 0$ (II.40)

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

$$U(s) = \frac{1}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \tag{II.41}$$

En régime permanent:

$$\lim_{t \rightarrow 0} u(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s u(s) = 0 \tag{II.42}$$

Contrairement à la boucle de premier ordre, l'erreur en régime permanent est nulle pour un signal module en fréquence. Pour cette raison dans notre travail on a adopté une PLL au second ordre.

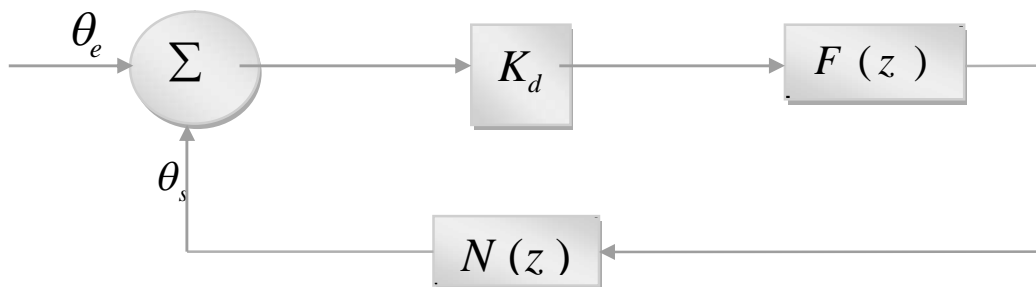


Fig. II.12 : modèle numérique de la PLL seconde ordre

I.3 La poursuite de la porteuse

Pour démoduler les données de navigation avec succès, il faut reproduire une porteuse exacte à celle du signal reçu. Pour pouvoir poursuivre la porteuse, la boucle de verrouillage de phase (PLL) ou la boucle de verrouillage de fréquence (FLL) sont souvent employées.



Fig. II.13 : Schéma synoptique de la boucle PLL

La Fig.II.13 montre un schéma fonctionnel de base de la boucle PLL. Les deux premières multiplications éliminent la porteuse et le code du signal d'entrée. Pour éliminer le code on utilise la sortie I_p de la boucle DLL de poursuite de code (the early-late), décrite dans la section précédente. Le discriminateur de la boucle est utilisé pour trouver l'erreur de phase pendant la reproduction locale de l'onde porteuse.

La sortie du discriminateur, qui est l'erreur de phase (ou une fonction de l'erreur de phase), est alors filtré et utilisé comme entrée de l'oscillateur de commande numérique (NCO) qui ajuste la fréquence de la porteuse locale.

De cette façon, la porteuse locale Peut avoir les paramètres de la porteuse de signal d'entrée.

Mais le problème qui se pose en utilisant la PLL ordinaire est sa sensibilité au déphasage de 180 degrés, dû de la transition de bit de navigation, donc la PLL utilisé dans le récepteur GPS doit être insensible a ce déphasage, c'est pour cela on fait appel à la boucle Costas.

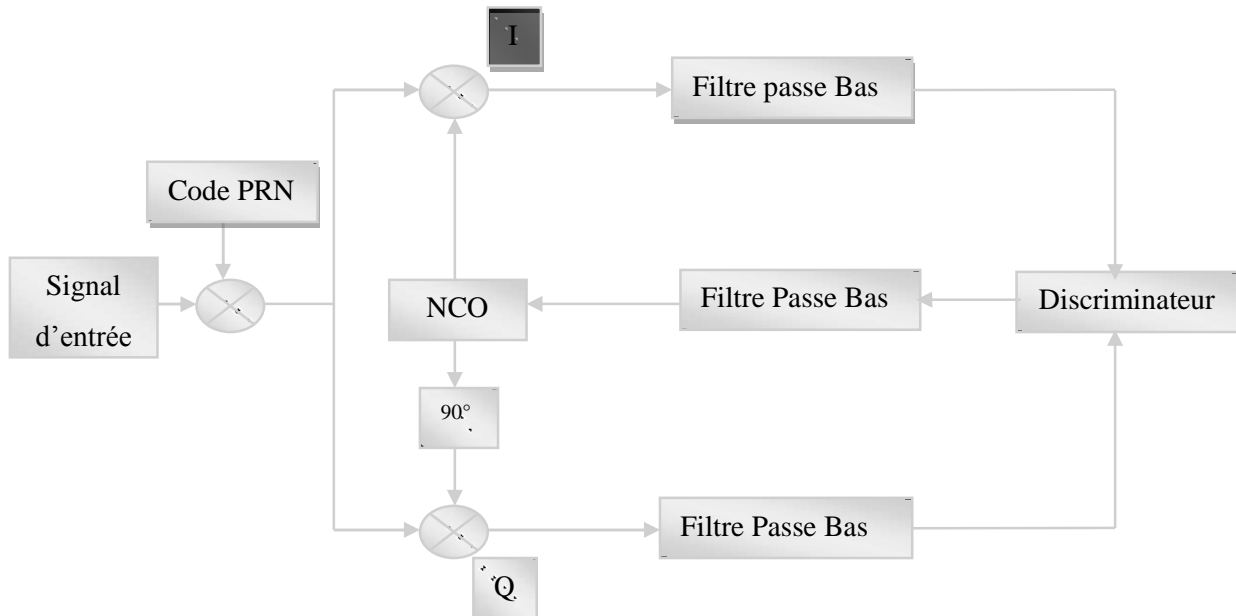


Fig. II.14 : Schéma synoptique de la boucle Costas

La Fig. II.14 montre une boucle de Costas. La propriété fondamentale de cette boucle est son insensibilité au déphasage de 180 degrés.

La boucle de Costas sur La Fig. II.14 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 porteuse d'un déphasage de 90 degrés et le signal d'entrée, Le but de cette boucle est d'essayer de maintenir toute la puissance dans la voie I. Pour maintenir cette puissance, certains types de boucles de retour à l'oscillateur sont exigées nécessaire dans la voie I. si on le suppose que la réplique de code sur La Fig. II.14 est parfaitement alignée La multiplication dans la voie I donne ce qui suit:

$$D^k(n) \cos(w_{IF}n) \cos(w_{IF}n+\phi) = \frac{1}{2} D^k(n) \cos(\phi) + \frac{1}{2} D^k(n) \cos(2w_{IF}n+\phi) \quad (II.43)$$

Où : ϕ est l'erreur de phase entre la phase du signal d'entrée et la phase de la réplique locale, la multiplication au niveau de la voie Q donne ce qui suit:

$$D^k(n) \cos(w_{IF}n) \sin(w_{IF}n+\phi) = \frac{1}{2} D^k(n) \cos(\phi) + \frac{1}{2} D^k(n) \sin(2w_{IF}n+\phi) \quad (II.44)$$

Les deux signaux seront filtrés ensuite, par filtre passe-bas, donc les composantes à doubles fréquences seront éliminées, et on aura uniquement que les deux signaux suivants :

$$I^k = \frac{1}{2} D^k(n) \cos(\varphi) \quad (\text{II.45})$$

$$Q^k = \frac{1}{2} D^k(n) \sin(\varphi) \quad (\text{II.46})$$

Pour trouver une entrée à l'oscillateur local, l'erreur de phase de la réplique locale peut être trouvée de la manière suivante :

$$\frac{Q^k}{I^k} = \frac{\frac{1}{2} D^k(n) \sin(\varphi)}{\frac{1}{2} D^k(n) \cos(\varphi)} \quad (\text{II.47})$$

$$= \tan(\varphi) \quad (\text{II.48})$$

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{Q^k}{I^k} \right) \quad (\text{II.49})$$

A partir de l'équation (II.49), on peut voir que l'erreur de phase est réduite, quand la corrélation dans la voie Q est zéro ainsi que la corrélation dans la voie I est maximal,

Le discriminateur arctan de l'équation (II.49) est le plus précis des discriminateurs du Costas, mais il prend également assez de temps pendant son fonctionnement. Le tableau présente les discriminateurs les plus utilisés dans la boucle Costas.

Le schéma (II.15) montre les réponses correspondant aux différents discriminateurs. Les sorties de discriminateur de phase sur le schéma (II.15) sont calculées avec les signaux d'entrée idéaux et sans bruit dans la voie de I et de Q de la boucle de Costas.

Il peut voir sur le schéma (II.15) que les sorties de discriminateur sont zéro quand l'erreur de phase réelle est 0 et ± 180 degrés. C'est pourquoi la boucle Costas font une boucle insensible à déphasage de 180 degrés quand il y a transition de peu de navigation.

Le discriminateur sert à récupérer le déphasage entre les deux voies 'I' et 'Q', ce déphasage sera utile afin de contrôler l'oscillateur local. Selon le domaine linéaire qu'il présente, différents types de discriminateurs peuvent être proposés, le tableau (II-1) suivant donne quelques exemples:

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

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

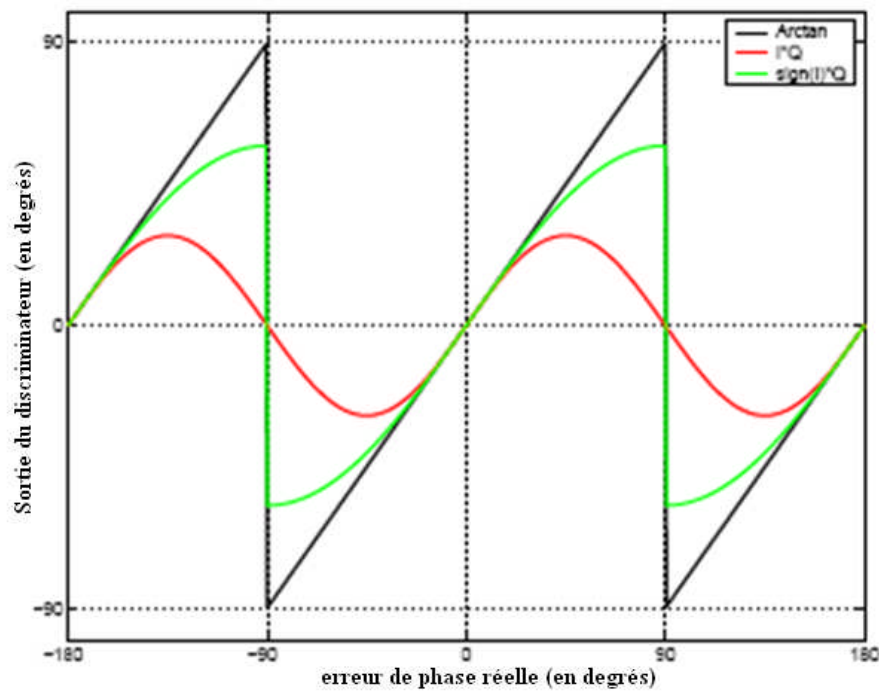


Fig. II.15 : Caractéristique de chaque discriminateur

Le caractère de la boucle Costas quand le déphasage de 180 degrés se produit plus clair est illustré dans figure (II.15) dans cette figure, la somme du vecteur de I^k et Q^k est présentée comme vecteur dans du même rang du système, Si l'onde de porteuse locale était dans la phase avec le signal d'entrée, le vecteur serait aligné sur l'axe de I, mais dans ce cas la petite d'erreur de phase est illustrée.

Quand le signal est remarqué correctement la somme de vecteur de I^k et Q^k tend à demeurer alignée avec l'axe I, cette propriété assure cela si une transition de bit de navigation se produit, le vecteur sur le digramme de phase renversera 180 degrés si une transition de bit de navigation se produit, la boucle de Costas calmera la voie du signal et rien ne se produira.

Cette propriété fait que la boucle de Costas est généralement choisie la boucle de phase de verrouillage dans les récepteurs de GPS.

La sortie du discriminateur de phase est filtrée pour prévoir et estimer n'importe quel mouvement relatif du satellite et pour estimer la fréquence de Doppler.

III.1 Introduction

Dans un bon nombre d'applications, on cherche à estimer un paramètre à l'aide de plusieurs mesures prises à des instants différents. Comme ces mesures contiennent du bruit, elles ne donnent pas exactement la valeur du paramètre à estimer. Le bruit peut être causé par les appareils de mesure ou encore par l'utilisateur lui-même. Plusieurs techniques peuvent être utilisées afin de minimiser l'effet du bruit dans l'estimation du paramètre. Parmi celles-ci, il existe, entre autres, le filtre de Kalman qui fait partie de la théorie de l'estimation linéaire. Dans ce chapitre, nous ferons un court rappel de certaines notions utiles, puis nous décrirons le filtre de Kalman continu et discret.

III.2 Filtrage de Kalman

III.2.1 Le principe

C'est un algorithme récursif permettant d'évaluer de manière optimale les inconnues (vecteur d'état x du système) à partir d'observations sur le système (z) comme c'est illustré dans la figure III.1.

La récursivité est un avantage très intéressant : seules les données les plus proches dans le temps sont utilisées dans les calculs, ce dernier est donc relativement rapide.

L'algorithme de Kalman fournit la solution optimale au sens à minimiser de la variance des erreurs entre le vecteur d'état réel et le vecteur d'état prédit par le filtre.

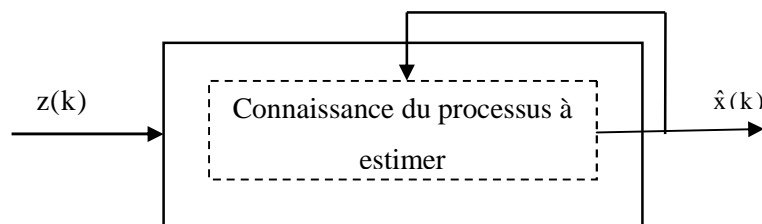


Fig.III.1 Récursivité du filtre de Kalman

Le filtre de Kalman procède par deux phases (Figure III.2) :

Une phase de prédiction qui évalue le vecteur d'état x à l'instant t à partir du modèle d'état du système

Une phase de correction qui corrige le vecteur d'état en utilisant les observations z disponibles l'instant t .

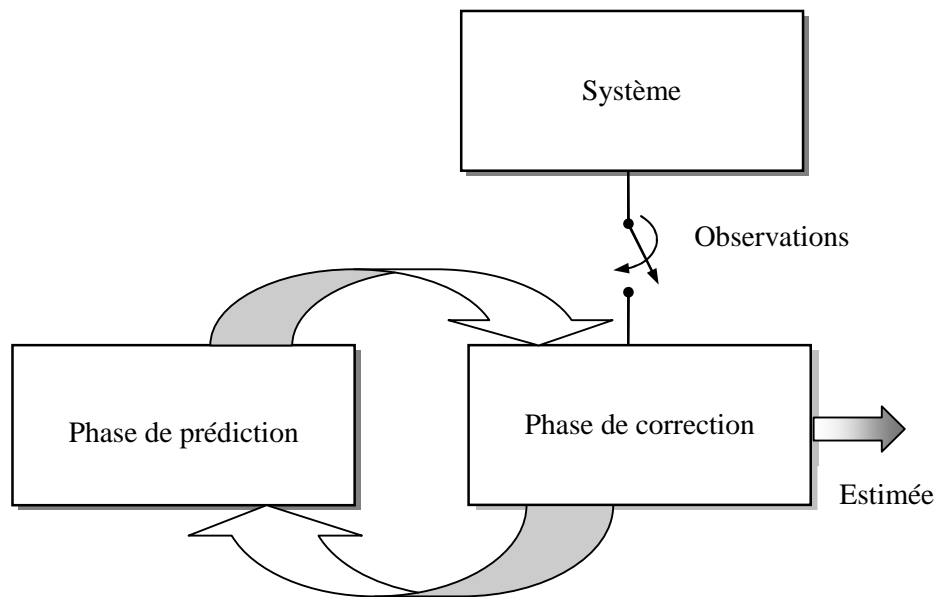


Fig.III.2 Principe du filtre de Kalman

III.2.2 Les applications du filtre

Les applications du filtre de Kalman sont nombreuses dans les métiers de l'ingénieur. Le filtre de Kalman permettant de donner un estimé de l'état de système à partir d'une information à priori sur l'évolution de cet état (modèle) et de mesures réelles, il sera utilisé pour :

- estimer les conditions initiales inconnues (balistique),
- prédire des trajectoires de mobiles (trajectographie),
- localiser un engin (navigation, radar,...)
- implanter des lois de commande fondées sur un estimateur de l'état et un retour d'état (Commande Linéaire Quadratique Gaussienne)...

Il existe de nombreuses formes de ce filtre. Nous nous intéressons en particulier au filtre discret qui sera utilisé dans notre simulation de la poursuite de la cible.

III.3 Filtre de Kalman discret

III.3.1 Le modèle d'état

On fait l'hypothèse que le processus aléatoire à estimer peut être modélisé de la façon suivante:

$$x(k+1) = \phi(k)x(k) + w(k)$$

où

- $x(k)$ est le vecteur d'état du processus ($n \times 1$) au temps $t(k)$;
- $\phi(k)$ est la matrice de transition ($n \times n$) reliant le vecteur d'état de l'instant $t(k)$ à l'instant $t(k+1)$ lorsqu'il n'y a pas d'entrée dans le système;
- $w(k)$ est un vecteur de bruit blanc gaussien à moyenne nulle ($n \times 1$) qui tient compte de la variation du processus par rapport au modèle $\phi(k)$.

III.3.2 Le modèle de mesure

Ensuite, les mesures peuvent être modélisées de la façon suivante:

$$z(k) = H(k)x(k) + v(k)$$

où

- $z(k)$ est le vecteur de mesure ($m \times 1$, $m \leq n$) au temps $t(k)$,
- $x(k)$ est le vecteur d'état du processus à estimer au temps $t(k)$,
- $H(k)$ est la matrice de mesure ($m \times n$) reliant dimensionnellement le vecteur d'état au vecteur de mesure au temps $t(k)$;
- $v(k)$ est un vecteur de bruit blanc gaussien à moyenne nulle de mesure ($m \times 1$) représentant l'écart entre la mesure et le processus à estimer.

Les vecteurs de bruit $w(k)$ et $v(k)$ ont les propriétés suivantes:

$$E[w(k)w(i)^T] = \begin{cases} Q(k) & \text{pour } k=i \\ 0 & \text{pour } k \neq i \end{cases}$$

$$E[v(k)v(i)^T] = \begin{cases} R(k) & \text{pour } k=i \\ 0 & \text{pour } k \neq i \end{cases}$$

$$E[w(k)v(i)^T] = 0 \quad \forall k, i$$

III.3.3 Les équations du filtre

Maintenant, nous définissons quelques variables qui seront utilisées dans les équations du filtre. Premièrement, notons $\hat{x}(k)$ l'estimé de $x(k)$ au temps $t(k)$. L'erreur d'estimation de $x(k)$, dénotée $\hat{\varepsilon}(k)$, est définie comme $x(k) - \hat{x}(k)$. Ainsi, la matrice de covariance de l'erreur d'estimation, $P(k)$, est donnée par :

$$P(k) = E[\hat{\varepsilon}(k)\hat{\varepsilon}(k)^T] \quad (\text{III.1})$$

Supposons ensuite qu'au temps $t(k)$, nous possédons un estimé $\hat{x}(k/k-1)$ obtenu seulement par la connaissance à priori (le modèle) que nous avons du processus à l'instant $t(k)$ à partir de l'instant précédent $t(k-1)$. Pour cet estimé, nous n'avons pas encore utilisé l'information contenue dans les mesures. De cette façon, l'erreur d'estimation à priori de $x(k)$, dénotée $\hat{\varepsilon}(k/k-1)$, est donnée par :

$$P(k/k-1) = E[\hat{\varepsilon}(k/k-1)\hat{\varepsilon}(k/k-1)^T] \quad (\text{III.2})$$

Lorsque les observations ont des statistiques gaussiennes, l'estimé optimal est calculé à partir d'une combinaison linéaire des mesures. Si l'estimé à priori $\hat{x}(k/k-1)$ est considéré comme une mesure et que ses statistiques sont gaussiennes, nous pouvons calculer l'estimé de $x(k)$ de la façon suivante:

$$\hat{x}(k) = K(k)z(k) + [I - K(k)H(k)]\hat{x}(k/k-1) \quad (\text{III.3})$$

où I est la matrice unité de dimension $(n \times n)$ et $K(k)$ le gain de dimension $(n \times m)$ du filtre. Comme le problème est ici vectoriel et non scalaire, la pondération de l'estimé à priori est $I - K$ et non $1 - K$ car K est maintenant une matrice. Ensuite, étant donné que les appareils ne mesurent pas nécessairement toutes les variables d'état du système, les vecteurs $z(k)$ et $\hat{x}(k/k-1)$ ne sont pas nécessairement de la même dimension. C'est

pourquoi nous avons besoin de la matrice de mesure $H(k)$ pour les rendre comparables dimensionnellement. Généralement, l'équation (III.3) s'exprime plutôt de la forme suivante:

$$\hat{x}(k) = \hat{x}(k/k-1) + K(k)[z(k) - H(k)\hat{x}(k/k-1)] \quad (III.4)$$

En insérant l'équation (III.3) dans l'équation (III.1), nous obtenons:

$$P(k) = [I - K(k)H(k)]P(k/k-1)[I - K(k)H(k)]^T + K(k)R(k)K(k)^T \quad (III.5)$$

L'équation (III.4) donne la matrice de covariance de l'erreur d'estimation en fonction des paramètres du filtre. Le calcul du gain $K(k)$ s'effectue de façon similaire au calcul effectué en continu.

III.3.4 Calcul du gain du filtre

Comme $P(k)$ est une matrice, nous chercherons plutôt à minimiser les différents termes de sa diagonale. Plus précisément, nous voulons minimiser sa trace car elle représente la somme des erreurs quadratiques moyennes des variables d'état estimés. Pour cela, nous avons besoin de deux formules de dérivation matricielle:

$$\frac{d}{dA}[\text{trace}(AB)] = B^T, AB \text{ étant une matrice carée} \quad (III.6)$$

$$\frac{d}{dA}[\text{trace}(ACA^T)] = 2AC \quad (III.7)$$

Un développement plus détaillé de l'équation (III.5) permet d'obtenir:

$$P(k) = P(k/k-1) - K(k)H(k)P(k/k-1) - P(k/k-1)H(k)^T K(k)^T + K(k)[H(k)P(k/k-1)H(k)^T + R(k)]K(k)^T$$

Ensuite, avec (III.6) et (III.7), nous obtenons :

$$\frac{d}{dK_k}[\text{trace}(P(k))] = -2[H(k)P(k/k-1)]^T + 2K(k)[H(k)P(k/k-1)H(k)^T + R(k)] \quad (III.8)$$

En égalant l'équation (III.8) à zéro et en isolant $K(k)$, nous obtenons :

$$K(k) = P(k/k-1) H(k)^T [H(k)P(k/k-1)H(k)^T + R(k)]^{-1} \quad (III.9)$$

Ensuite, en remplaçant l'équation (III.9) dans l'équation (III.4) et en effectuant quelques manipulations nous obtenons la matrice de covariance de l'erreur lorsque le gain est optimal, soit :

$$P(k) = [I - K(k)H(k)]P(k/k-1) \quad (\text{III.10})$$

Maintenant, il ne nous reste plus qu'à déterminer comment calculer les informations à priori. En effet, à $t=t(k+1)$, nous aurons besoin de $\hat{x}(k+1/k)$ et $P(k+1/k)$. La première des deux informations à priori $\hat{x}(k+1/k)$ est facilement calculée à partir de $x(k)$ en se servant des informations données par le modèle. Ainsi, nous avons :

$$\hat{x}(k+1/k) = \phi(k)\hat{x}(k) \quad (\text{III.11})$$

Pour $P(k+1/k)$, nous devons effectuer quelques étapes supplémentaires pour le déduire. Premièrement, l'erreur a priori au temps $t(k+1)$ peut s'exprimer comme :

$$\begin{aligned} \hat{e}(k+1) &= x(k+1) - \hat{x}(k+1) \\ &= [\phi(k)x(k) + w(k)] - \phi(k)\hat{x}(k) \\ &= \phi(k)\hat{e}(k) + w(k) \end{aligned}$$

Ensuite, en notant que $w(k)$ et $\hat{e}(k)$ ne sont pas corrélés, nous obtenons

$$P(k+1/k) = \phi(k)P(k)\phi(k)^T + Q(k) \quad (\text{III.12})$$

Les équations (III.4), (III.9), (III.10), (III.11) et (III.12) constituent ensemble l'algorithme que l'on nomme filtre de Kalman. La figure II.3 résume l'ensemble des équations à l'aide d'un schéma récursif.

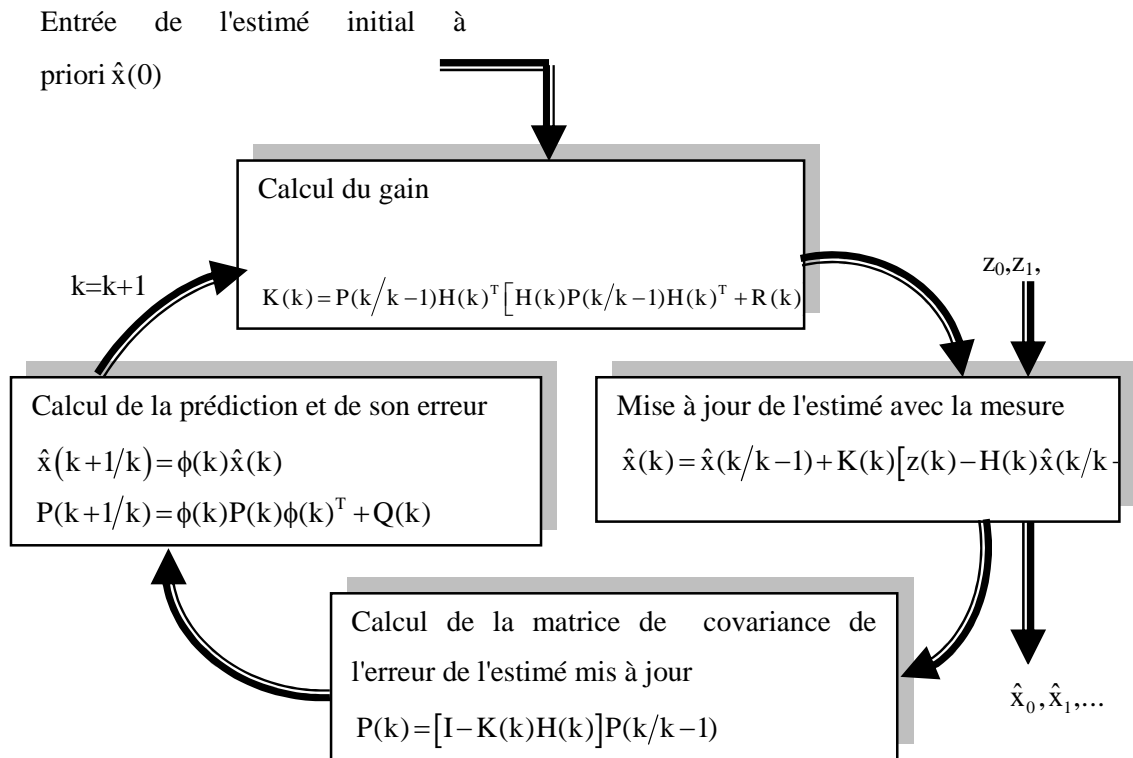


Fig.III.3 : Schéma de l'algorithme du filtre de Kalman

III.4 Interprétation du filtre

Comme :

$$\hat{x}(k) = \hat{x}(k/k-1) + K(k) [z(k) - H(k)\hat{x}(k/k-1)] \text{ et}$$

$$K(k) = P(k/k-1) H(k)^T [H(k)P(k/k-1)H(k)^T + R(k)]^{-1}$$

$$= P(k/k-1) H(k)^T w^{-1}$$

On peut faire les constations suivantes :

Lorsqu'il y a une grande incertitude sur le vecteur d'état (le modèle) $\Rightarrow P$ grande \Rightarrow gain K grand \Rightarrow innovation favorisée

Lorsqu'il y a une grande incertitude sur la mesure $\Rightarrow w$ grand \Rightarrow gain K petit \Rightarrow prédiction favorisée.

On a résumé dans la figure II.4, ces propriétés du filtre.

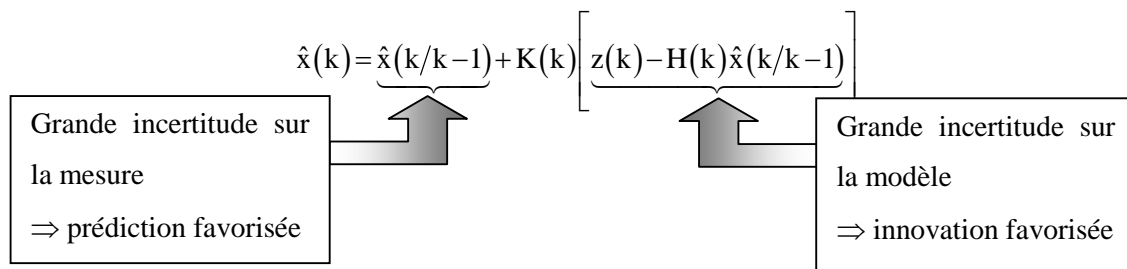


Fig.III.4 : Interprétation du filtre de Kalman

III.5 Modélisation discrète du processus à estimer

Dans cette section, nous allons montrer comment partir des équations continues décrivant l'évolution du système, nous pouvons discrétiser ces équations pour l'adapter au système de mesure qui est en général discret.

Tout système multi variable linéaire invariant peut être représenté par une équation d'état de la forme :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$$

Où

- $x(t)$ est le vecteur d'état (nx1) composé des variables d'état du système;
- A est la matrice d'évolution (nxn) du système en temps continu;
- $u(t)$ est le vecteur d'entrée, ou commande, (nx1) du système;
- B est la matrice d'application de la commande à un système en temps continu.

La discrétisation du système consiste à remplacer l'équation d'état précédente par l'équation :

$$x(k+1) = \phi(k)x(k) + w(k)$$

où

$$\phi(k) = e^{A(t_{k+1} - t_k)}$$

Lorsque la période d'échantillonnage $\Delta t = t_{k+1} - t_k$ est très petite, la matrice A reste constante, on peut écrire alors :

$$\phi(k) \approx I + A\Delta t + \frac{1}{2}A^2\Delta t^2 + \dots$$

Il est suffisant de prendre : $\phi(k) \approx I + A\Delta t$

Pour le bruit, on a : $w(k) = \int_{t_k}^{t_{k+1}} e^{A(t_{k+1}-\tau)} B u(\tau) d\tau$.

III.6 Filtre de Kalman étendu

Lorsque le modèle de mesure (relation entre le vecteur d'état et le vecteur de mesures) n'est pas linéaire, ce qui est notre cas, il faut le linéariser afin de pouvoir appliquer le filtre de Kalman discret.

Nous pouvons linéariser l'équation de mesure autour d'un point d'opération, généralement autour de la prédiction $\hat{x}(k/k+1)$. Considérons que l'équation d'observation peut être exprimée comme :

$$z(k) = h(x(k), t(k))x(k) + v(k)$$

où $h(\dots)$ est une fonction non-linéaire de $x(k)$ et de $t(k)$. Ainsi, nous pouvons exprimer l'équation de mesure en terme d'incrément autour de $\hat{x}(k/k+1)$ en admettant que :

$$x(k) = \hat{x}(k/k-1) + \Delta x(k)$$

Nous aurons alors :

$$z(k) - h(x(k), t(k)) = H(k)\Delta x(k) + v(k) \quad (\text{III.13})$$

où :

$$H(k) = \left. \frac{d}{dx} h \right|_{x=\hat{x}(k/k-1)} \quad (\text{III.14})$$

L'équation (III.13) est donc la nouvelle équation de mesure, envoyant au filtre la donnée $z(k) - h(x(k), t(k))$ plutôt que $z(k)$. Ce type de filtre se nomme filtre de Kalman étendu (« extended Kalman filter ou EKF »).

L'algorithme que nous utiliserons par la suite est représenté finalement en figure III.5.

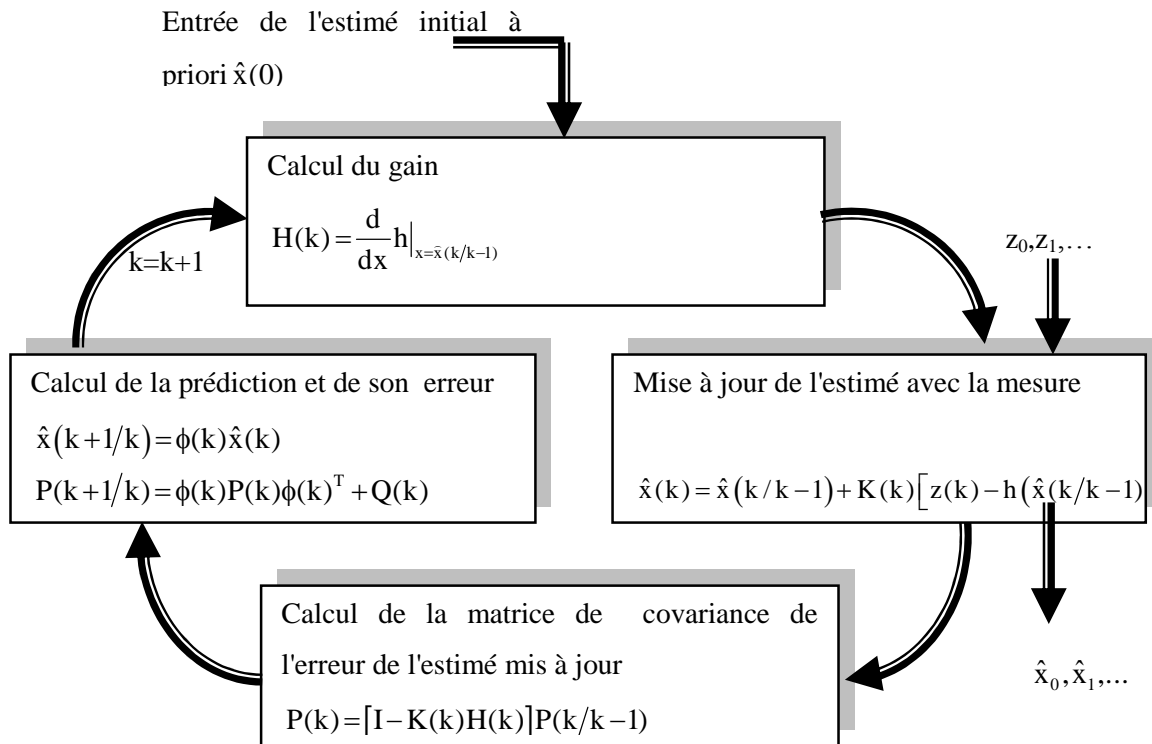


Fig.III.5 : Schéma de l'algorithme du filtre de Kalman non linéaire

III.7 Initialisation du filtre

Nous avons vu que le filtre de Kalman n'est en fait qu'un algorithme récursif. Il faut lui fournir donc un estimé à priori initial ainsi que la matrice de covariance de son erreur. Dans cette section, nous verrons comment choisir adéquatement ces paramètres initiaux afin d'assurer le bon fonctionnement du pistage.

De façon optimale, la matrice de covariance $P(k)$ de l'erreur d'estimation doit représenter en tout temps et le plus fidèlement possible la précision de la piste calculée. Ce principe vaut aussi pour l'instant d'initialisation du filtre. Il arrive quelquefois de rencontrer une technique d'initialisation qui consiste à choisir n'importe quelle valeur pour $x(0/-1)$ et à prendre $P(0/-1)$ très grande. Cette méthode a comme désavantage de conserver $P(k)$ élevée pendant une grande période, délaissant ainsi l'information apportée par les mesures durant cette période.

Une méthode plus efficace trouvée permet de conserver l'optimalité de la piste calculée. Dans le cas d'une mesure de position (abscisse et ordonnée), supposons qu'à l'instant $t = t(0)$ nous ayons en mémoire les deux vecteurs de mesures $z(-1)$ et $z(0)$ où

$z(k) = [x_m(k) \ y_m(k)]^T$, et que $\Delta t(-1)$ représente l'intervalle de temps entre $t(-1)$ et $t(0)$. Nous pouvons alors former l'estimé à priori initial du vecteur d'état (position et vitesse) de la manière suivante:

$$\hat{x}(0/-1) = \begin{bmatrix} z(0,1) \\ \frac{z(0,1) - z(-1,1)}{\Delta t(-1)} \\ z(0,2) \\ \frac{z(0,2) - z(-1,2)}{\Delta t(-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

où $z(k, i)$ représente la composante du vecteur de mesure à l'instant $t(k)$. La matrice de covariance de l'erreur de l'estimé a priori initial est donnée par :

$$P(0/-1) = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 & \frac{\sigma_x^2}{\Delta t(-1)} & \sigma_{xy}^2 & \frac{\sigma_{xy}^2}{\Delta t(-1)} \\ \frac{\sigma_x^2}{\Delta t(-1)} & \frac{2\sigma_x^2}{\Delta t(-1)^2} & \frac{\sigma_{xy}^2}{\Delta t(-1)} & \frac{2\sigma_{xy}^2}{\Delta t(-1)^2} \\ \sigma_{xy}^2 & \frac{\sigma_{xy}^2}{\Delta t(-1)} & \sigma_y^2 & \frac{\sigma_x^2}{\Delta t(-1)} \\ \frac{\sigma_{xy}^2}{\Delta t(-1)} & \frac{2\sigma_{xy}^2}{\Delta t(-1)^2} & \frac{\sigma_y^2}{\Delta t(-1)} & \frac{2\sigma_y^2}{\Delta t(-1)^2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Les équations (III.15) et (III.16) permettent donc d'initialiser correctement le filtre de Kalman à partir des mesures.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons expliqué en détail le fonctionnement du filtre de Kalman discret qui sera utilisé dans notre simulation. Nous avons aussi indiqué la manière de linéariser le système et nous avons présenté une méthode d'initialisation du filtre.

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons nos résultats de simulation concernant la boucle Costas puis nous proposons la récupération de la différence de phase, le Doppler et le changement Doppler à travers l'intégration d'un filtre de Kalman. Au niveau du récepteur GPS, avant de réaliser une poursuite du signal, on note la présence d'un étage d'acquisition, ce dernier permet de récupérer une valeur approximative de la fréquence Doppler du signal reçu, cette valeur sera utilisée afin d'initialiser la boucle de poursuite de phase Costas, la méthode d'acquisition réalisée sera donnée dans ce qui suit.

IV.2 L'Acquisition du signal GPS:

L'acquisition est une recherche tridimensionnelle dans le temps, la fréquence et le code d'accès du satellite dans le but de déterminer les satellites visibles ainsi que le code phase et la fréquence du signal reçu correspondant à 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, les résultats acquis a ce niveau seront exploités afin d'initialiser la phase de poursuite.

Dans ce qui suit on présentera trois méthodes d'acquisition :

- ✓ L'acquisition série ;
- ✓ L'acquisition parallèle sur la fréquence ;
- ✓ L'acquisition parallèle sur le code.

Dans les trois méthodes, il s'agit d'une exploration des domaines temporel et fréquentiel discrétiser avec des pas prédéfinis, Pour chaque méthode le récepteur calcule la corrélation du signal reçu et avec une réplique retardée et modulée du code C/A.

IV.2.1 Acquisition série :

C'est la première méthode que nous proposons dans notre travail dont le synoptique correspondant est représenté par le schéma de la figure (IV.1):

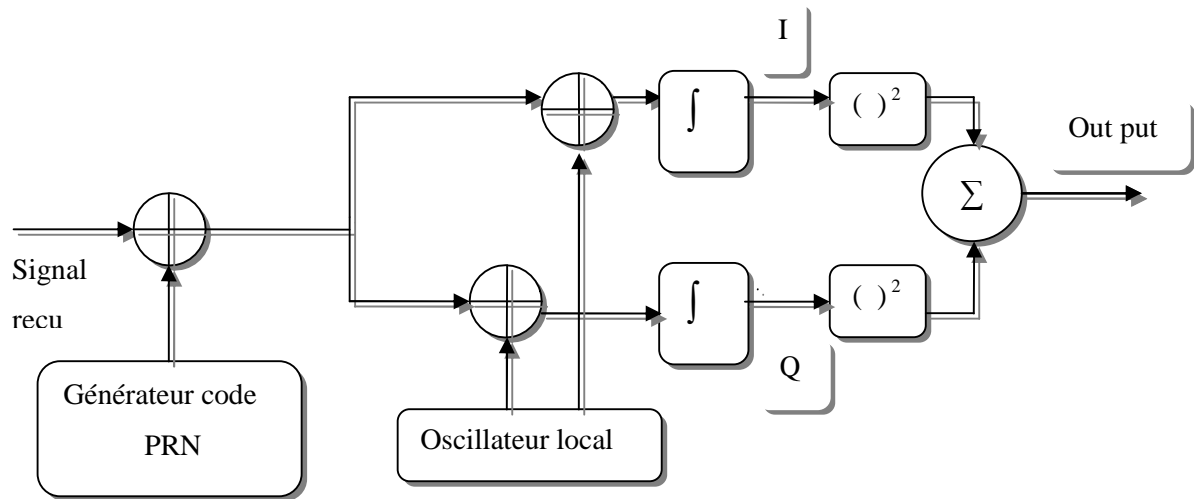


Fig. IV.1: Schéma de l'acquisition série

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° 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 voix 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 voix 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 balayer les valeurs possibles entre $F_I - 5\text{KHz}$ et $F_I + 5\text{KHz}$ avec un pas de 500Hz.
- Un code qui glisse sur les 1023 code phases différentes.

Par conséquent, le nombre d'opération total est de:

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

Qui est un nombre très important.

IV.2.2 Acquisition parallèle sur la fréquence :

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 de la figure (IV.2):

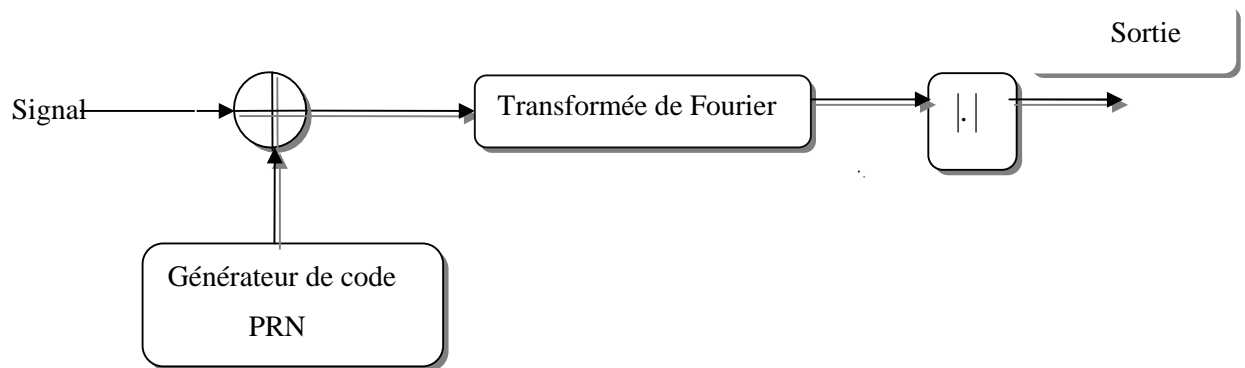


Fig. IV.2: Schéma de l'acquisition parallèle

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 (IV.3) illustre le résultat de multiplication avec un code parfaitement aligné avec le code généré localement :

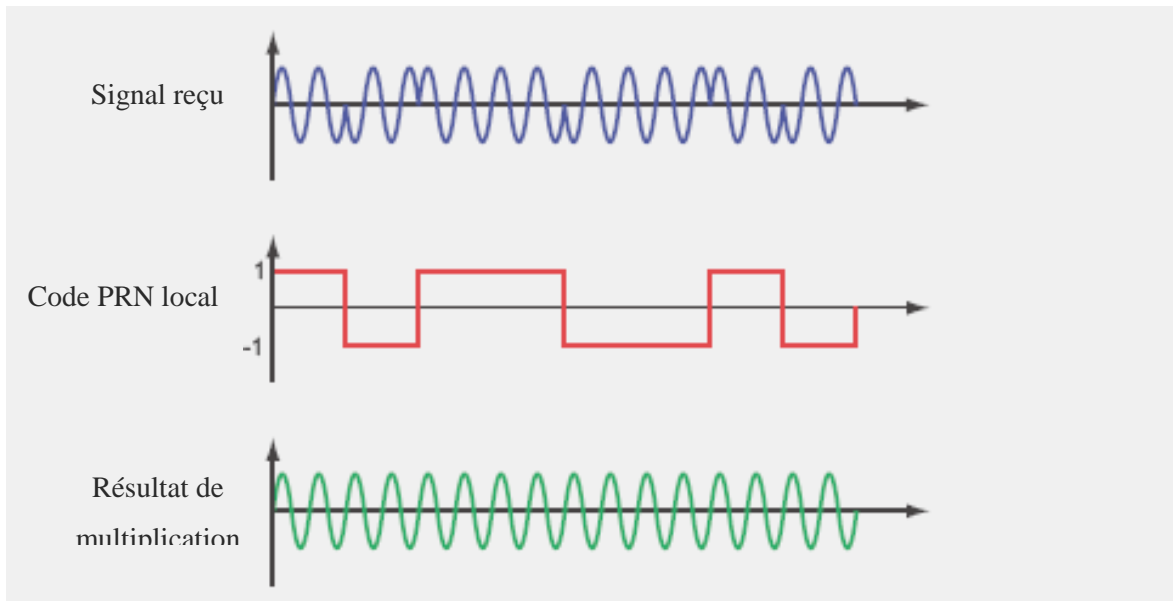


Fig. IV.3: Extraction de la porteuse du signal GPS

La figure (IV.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.

On note que 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 sera : $N=10000$.

Avec une DFT de longueur 10000, les 1^{er} $N/2$ échantillons représentent les fréquences de 0 Hz à $f_s/2$ par conséquent la résolution en fréquence est de :

$$\Delta f = \frac{f_s/2}{N/2} = \frac{f_s}{N} \quad (\text{IV.1})$$

Dans le cas où $f_s=10\text{MHz}$ la résolution en fréquence sera :

$$\Delta f = \frac{10\text{MHz}}{10000} = 1\text{KHz} \quad (\text{IV.2})$$

La résolution dans ce cas est de 1KHz qui est plus large en comparant avec la ^{ère} méthode dont la résolution est de 500Hz.

Par conséquent, 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.

IV.2.3 Acquisition parallèle sur le code phase:

Cette méthode est basée sur le même principe précédent mais cette fois le code C/A subit un décalage circulaire ce qui ramène la corrélation à une convolution pouvant être calculée sous forme d'un simple produit dans le domaine fréquentiel.

Afin de démontrer la relation entre convolution et corrélation, considérons les manipulations mathématiques suivantes. En premier lieu on donne la TFD d'une séquence $X(n)$ de longueur N est calculée par :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N} \quad (\text{IV.3})$$

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

$$z(n) = \sum_{m=0}^{N-1} x(m) y(n-m) \quad (\text{IV.4})$$

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

$$z(n) = x(n) * y(n) = \sum_{n=0}^{N-1} x(m) y(n-m) \quad (\text{IV.5})$$

Les équations (IV.3) et (IV.4) montrent que la différence entre corrélation et convolution est seulement le signe dans $y(n+m)$. La convolution peut être exprimée dans le domaine fréquentiel par la TF selon :

$$\begin{aligned} z(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} x(m) y(n-m) e^{-2j\pi kn/N} \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} x(m) e^{-2j\pi km/N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n-m) e^{-2j\pi k(n-m)/N} \end{aligned} \quad (\text{IV.6})$$

Mais la combinaison entre (IV.3) et (IV.4) donne :

$$\begin{aligned}
 z(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} x(m)y(n+m)e^{-2j\pi kn/N} \\
 &= \sum_{m=0}^{N-1} x(m)e^{+2j\pi km/N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n+m)e^{-2j\pi k(n+m)/N} \\
 &= x^*(k)y(k)
 \end{aligned} \tag{IV.7}$$

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 réside seulement dans le fait que l'une des deux entrées soit conjuguée avant la multiplication.

Quand la représentation fréquentielle de la corrélation est évaluée, la représentation en domaine temporel se fera à travers la transformée de Fourier inverse. Le synoptique de la figure (IV.4) suivant représente le diagramme de cette méthode :

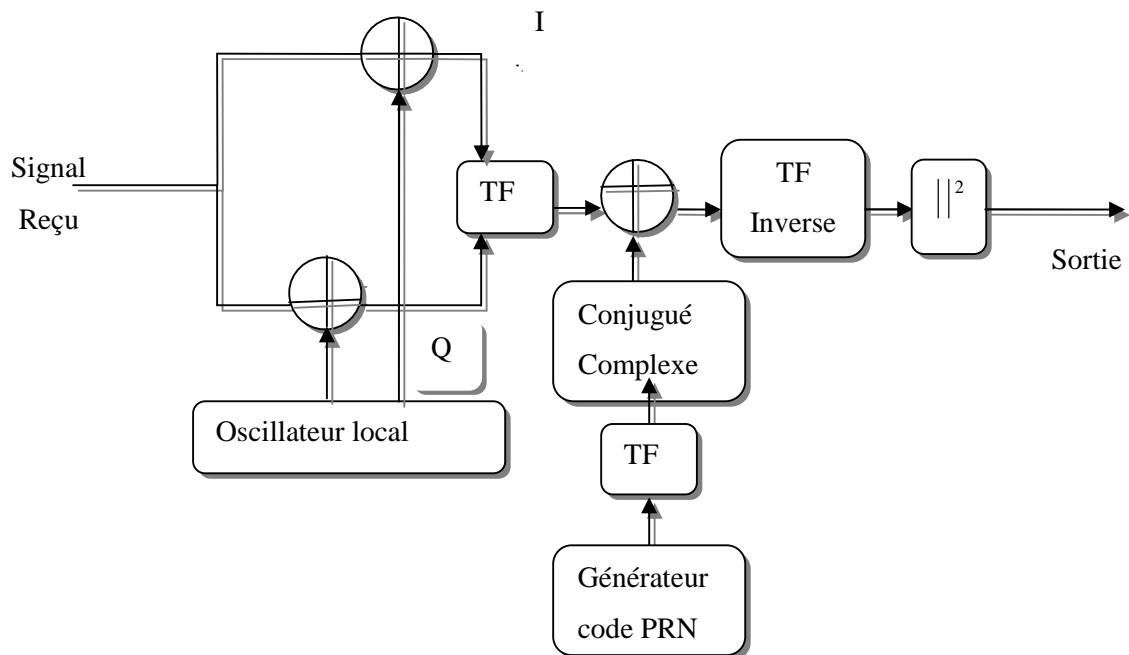


Fig. IV.4: Schéma de l'acquisition parallèle sur le code phase

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 voies **I** et **Q** sont combinées à fin de fournir un signal complexe :

$$X(n) = I(n) + j*Q(n) \quad (IV.8)$$

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^{ère} méthode tandis que pour le code phase on a plus de précision par rapport aux 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.

On note que dans notre cas on ne s'intéresse pas au code C/A par conséquent à la partie de poursuite du code réalisée par la DLL, pour cette raison on a réalisé l'acquisition circulaire en remplaçant le code C/A par des uns, au niveau des simulations on se limite à une présentation de l'acquisition en deux dimensions au lieu de trois.

IV.3 Filtrage de Kalman :

L'amélioration des mesures obtenues à partir de la boucle Costas est réalisée par filtrage de Kalman selon le synoptique suivant :

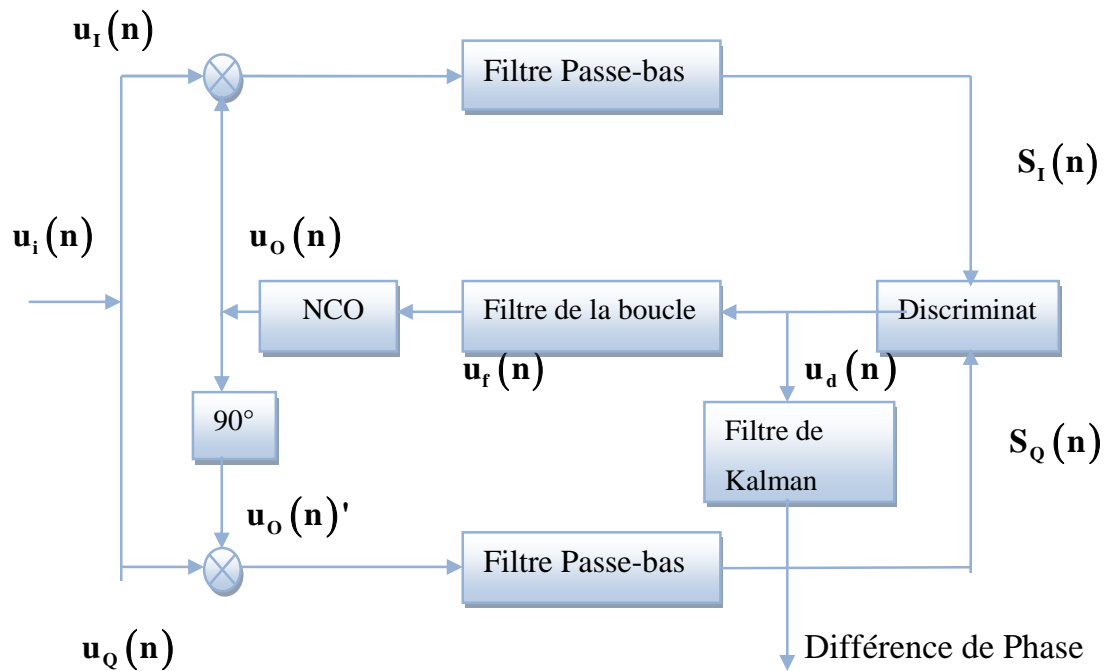


Fig. IV.5 : Le schéma synoptique de la boucle Costas avec filtrage de Kalman

Comme présenté dans le chapitre précédent, ce filtre est formulé grâce à deux modèles, celui d'état, décrivant le système lui-même, tandis que l'autre est associé à la description des mesures. En ce qui concerne notre cas, ces deux modèles sont détaillés dans les sections suivantes :

IV.4 Algorithme de poursuite basé sur le filtre de Kalman

Les paramètres estimés du filtre Kalman sont la différence de phase, Fréquence de Doppler et le taux de changement de fréquence de Doppler. La mesure est la différence de phase de la sortie du discriminateur.

IV.4.1 Modèle d'état :

Supposant que l'accélération le long du signal direct est constante, la fréquence de Doppler dans le signal entrant peut être exprimée comme

$$f_d(t) = f_v + f_a t \quad (\text{IV.9})$$

Où f_d est la fréquence globale de Doppler dans le signal entrant, f_v est le décalage de fréquence causée par la vitesse relative et f_a est le taux de changement du décalage de fréquence causée par l'accélération suivant le long du signal entre le satellite et le Récepteur.

De l'équation (IV.9), la fréquence de Doppler pendant du Δt est obtenu comme

$$f_d(t + \Delta t) = f_d(t) + f_a \Delta t$$

(IV.10)

La variation de phase de porteuse provoquée par la fréquence de Doppler dans le signal entrant pendant Δt est :

$$\begin{aligned} \Delta\theta_1 &= \int_0^{\Delta t} f_d(t+\tau) d\tau \\ \Delta\theta_1 &= \int_0^{\Delta t} [f_d(t) + f_a \tau] d\tau \\ \Delta\theta_1 &= f_d \Delta t + \frac{1}{2} \Delta t^2 \end{aligned} \quad (\text{IV.11})$$

Maintenant nous pouvons créer le modèle dynamique de la phase de porteuse comme :

$$\begin{bmatrix} \theta_e \\ f_d \\ f_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t & \frac{\Delta t^2}{2} \\ 0 & 1 & \Delta t \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_e \\ f_d \\ f_a \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Delta t \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} f_{nco_d} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} w_n \quad (\text{IV.12})$$

Où θ_e est l'erreur de phase de porteuse entre le signal d'entrée et la sortie du NCO et f_{nco_d} est la fréquence de Doppler repliée par le NCO dans le moment K-1.

Δt : est la période de mise à jour et égales au temps (d'pré-intégration).

Pour notre travail :

$\Delta t = 1$ ms est choisie et $w_n = [w_\theta \ w_d \ w_a]^T$ est un vecteur de bruit (qui se compose des ordres blancs gaussiens discrets de bruit.)

La prochaine tâche est de calculer la covariance de w_n .

- Supposant que $w_\theta \ w_d \ w_a$ Sont indépendantes et l'intensité spectrale du processus de bruit blanc continu w_θ

w_d et w_a sont respectivement Q_θ, Q_d, Q_a , la matrice d'intensité spectrale correspondante Q_c du le processus de bruit blanc continu est donné par :

$$Q_c = \begin{bmatrix} Q & 0 & 0 \\ 0 & Q_d & 0 \\ 0 & 0 & Q_a \end{bmatrix} \quad (IV.13)$$

La covariance Q qui correspond au processus de bruit discret peut être calculé par

$$Q = \int_0^{\Delta t} \phi_{k,k-1} Q_c \phi_{k,k-1}^T dt \quad (IV.14)$$

À partir de l'équation (IV.4), nous obtenons :

$$\phi_{k,k-1} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t & \frac{\Delta t^2}{2} \\ 0 & 1 & \Delta t \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (IV.15)$$

Substituant l'équation (IV.13) et (IV.15) dans l'équation (IV.14)

Nous obtenons :

$$Q = Q_\theta \begin{bmatrix} \Delta t & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + Q_d \begin{bmatrix} \frac{\Delta t^3}{3} & \frac{\Delta t^2}{2} & 0 \\ \frac{\Delta t^2}{2} & \Delta t & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + Q_a \begin{bmatrix} \frac{\Delta t^5}{20} & \frac{\Delta t^4}{8} & \frac{\Delta t^3}{6} \\ \frac{\Delta t^4}{8} & \frac{\Delta t^3}{3} & \frac{\Delta t^2}{2} \\ \frac{\Delta t^3}{6} & \frac{\Delta t^2}{2} & \Delta t \end{bmatrix} \quad (IV.16)$$

Si nous supposons que Q_θ est causée par la polarisation de phase d'horloge du récepteur. Q_d est causée par la dérive de la fréquence de l'horloge du récepteur et Q_a est causée par l'accélération entre le satellite et le récepteur le long du signal directe Q_θ et Q_d peuvent être déterminés selon la qualité d'horloge du récepteur dans l'application et Q_a peut être déterminé selon le dynamique Q_θ et Q_d peuvent être calculés en utilisant les paramètres principaux d'Allan h_0, h_{-1} et h_{-2} selon les formules suivantes

$$Q_\theta = S_f = 2h_0 \quad (\text{IV.17})$$

$$Q_d = S_g = 8\pi^2 h_{-2} \quad (\text{IV.18})$$

Où S_f et S_g sont des amplitudes spectrales.

Les paramètres typiques de la variance d'Allan pour la diverse horloge sont énumérés dans le tableau (IV.1) suivant :

Types d'horloge	h_0	h_{-1}	h_{-2}
Crystal	2×10^{-19}	7×10^{-21}	2×10^{-20}
Ovenized crystal	8×10^{-20}	2×10^{-21}	4×10^{-23}
Rubidium	2×10^{-20}	7×10^{-24}	4×10^{-29}

Tableau (IV.1): paramètres des différentes horloges

IV.4.2 Modèle de Mesure

Sur le synoptique (Fig. IV.5), la sortie du discriminateur est choisie comme mesure. Il y a deux raisons de ce choix. La première raison est juste comme mentionnée avant la simplification de l'algorithme. Aussi ce discriminateur présente une caractéristique linéaire.

Dans notre cas, le discriminateur choisi est un ‘Arctan’ qui possède une très bonne propriété de linéarité dans la plage $\left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$. Le rapport entre les entrées et les sorties du discriminateur est donné par :

$$\theta_{e_mea} = \arctan\left(\frac{S_o}{S_I}\right) \quad (\text{IV.19})$$

Où θ_{e_mea} est l'erreur de phase entre le signal entrant et le NCO. S_o et S_I sont des sorties de (l'pré-intégration filtres).

La mesure peut être modélisée comme θ_{e_ave} qui est la moyenne de l'erreur de phase pendant la période Δt . θ_{e_ave} peut être dérivé comme suit:

$$\begin{aligned} \theta_{e_ave}(\Delta t) &= \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \left[\theta_e(k-1) + f_d(k-1)\tau + \frac{1}{2}f_a(k-1)\tau^2 \right] d\tau \\ &= \theta_e(k-1) + \frac{1}{2}f_d(k-1)\Delta t + \frac{1}{6}f_a(k-1)\Delta t^2 - \frac{1}{2}f_{nco_d}\Delta t \end{aligned} \quad (\text{IV.20})$$

Le modèle de mesure est donné par :

$$\theta_{e_mea} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\Delta t}{2} & \frac{\Delta t^2}{6} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_e \\ f_d \\ f_a \end{bmatrix}_{k-1} - \frac{\Delta t}{2}f_{nco_d} + V_k \quad (\text{IV.21})$$

Où V_k est le bruit de mesure qui est considéré comme un bruit blanc Gaussien et la matrice de covariance est R.

IV.5 Simulation et commentaire

Dans cette première simulation de l'acquisition circulaire, nous avons donc utilisé un signal de fréquence :

$$\text{freqq}=\text{if_freq}-5000+ 500*(5-1)=3066000\text{Hz}$$

Sachant que la fréquence intermédiaire :

$$\text{if_freq}=3*1.023\text{e}6\text{Hz}$$

ce signal est modulé par le message de navigation [1 -1 -1 1 -1].

Le changement doppler considéré est de 30Hz/s.

Dans la figure IV.6, la courbe de corrélation en fonction de l'indice de fréquence i . On remarque que la corrélation est optimal (valeur maximal), ce maximum est obtenu pour un indice 5 qui permet de calculer la fréquence :

$$\text{freqq}=\text{if_freq}-5000+ 500*(5-1) =3066000\text{Hz}.$$

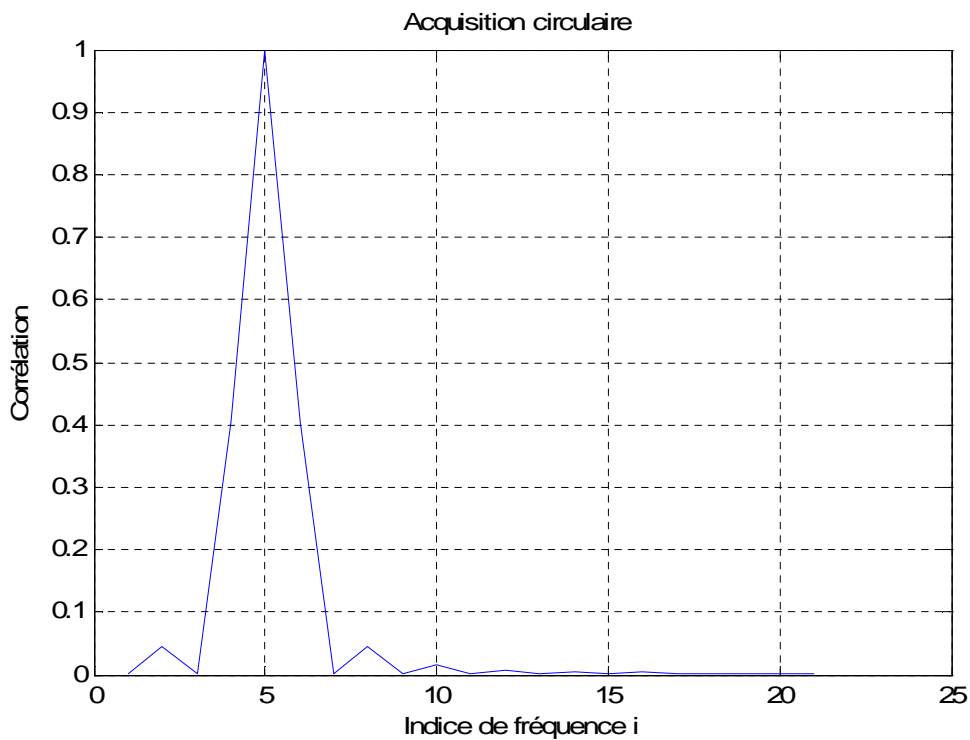


Fig IV-6 : le pic d'acquisition du signal injecté

Dans la deuxième figure IV.7, on a représenté les sorties des filtres passe bas de la boucle Costas qui représentent les voies I et Q.

La première partie de la figure correspond à la voie en phase 'I' tandis que la deuxième correspond à la voie en quadrature 'Q' on récupère les données sur cette dernière.

Nous constatons que le signal de la voie Q correspond exactement à notre message de navigation [1 -1 -1 1 -1],

le signal de la voie I est presque un signal nul ce qui confirme à la théorie.

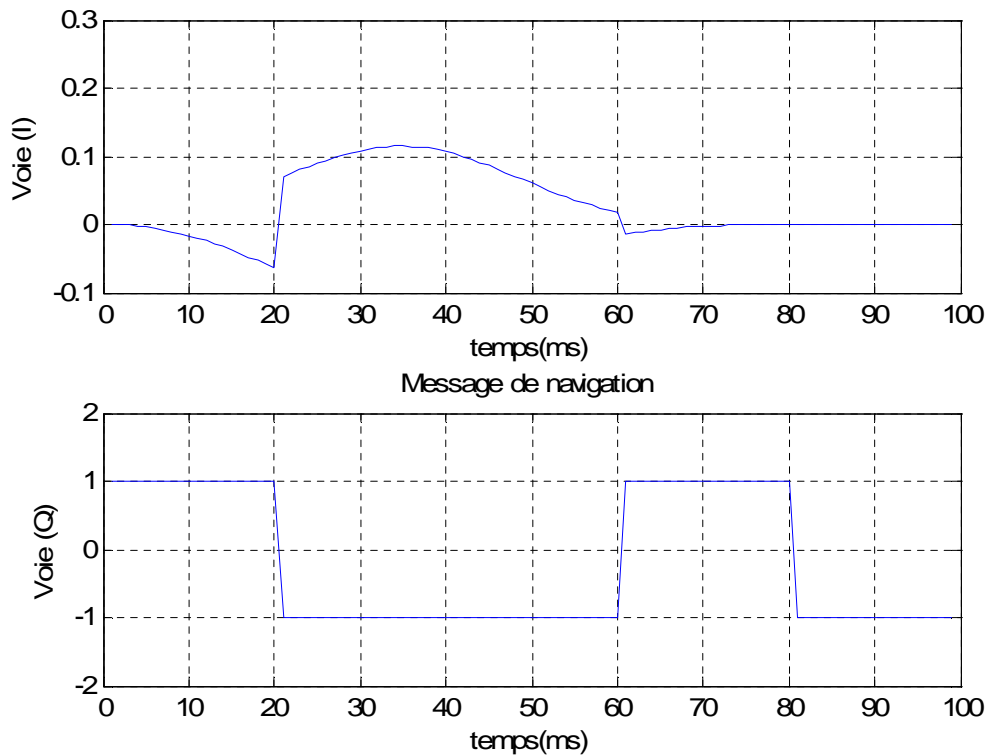


Fig. IV.7 : Message de navigation récupéré

Dans la figure IV.8 nous comparons la variation de la fréquence doppler réelle que nous avons introduite dans le signal d'entrée de la boucle de Costas avec la fréquence doppler obtenue à la sortie du discriminateur de la boucle Costas.

Dans la simulation précédente Fig. IV.8 nous avons introduit une variation de fréquence doppler sous forme une rampe de pente 30Hz/s.

Donc nous remarquons que la figure IV.8 montre que la boucle de Costas réalise la poursuite de la fréquence doppler mais avec un léger retard dans l'intervalle [0, 0.05]

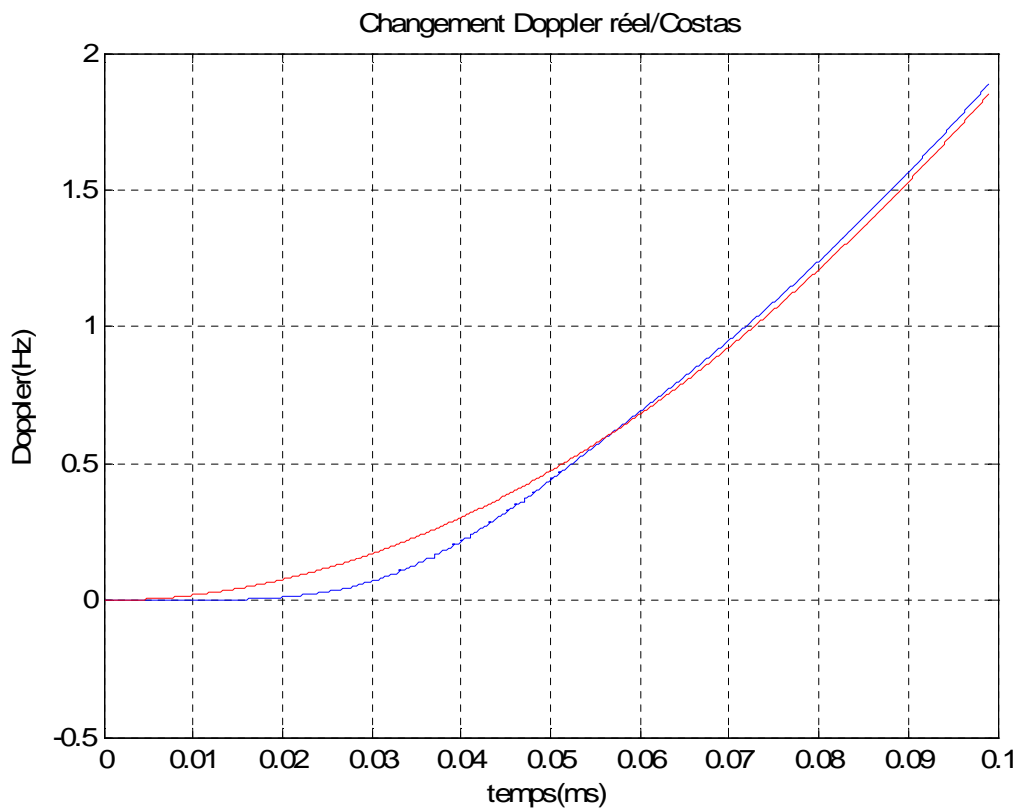


Fig. IV.8 : Changement Doppler réel /Costas

Pour vérifier le bon fonctionnement de la boucle Costas, nous avons changé la fréquence du signal simulé, nous avons donc utilisé un signal de fréquence

$$\text{freq} = \text{if_freq} - 5000 + 500 * (11 - 1) = 1023000 \text{ Hz}$$

Sachant que la fréquence intermédiaire

$$\text{if_freq} = 3 * 1.023 \text{ e}6 \text{ Hz},$$

Ce signal est modulé par le message de navigation [1 1 1 -1 -1].

Dans la figure IV.9, la courbe de corrélation en fonction de l'indice de fréquence i . On remarque que la corrélation est optimale (valeur maximale), ce maximum est obtenu pour un indice 11 qui permet de calculer la fréquence :

$$\text{freq} = \text{if_freq} - 5000 + 500 * (11 - 1) = 1023000 \text{ Hz}.$$

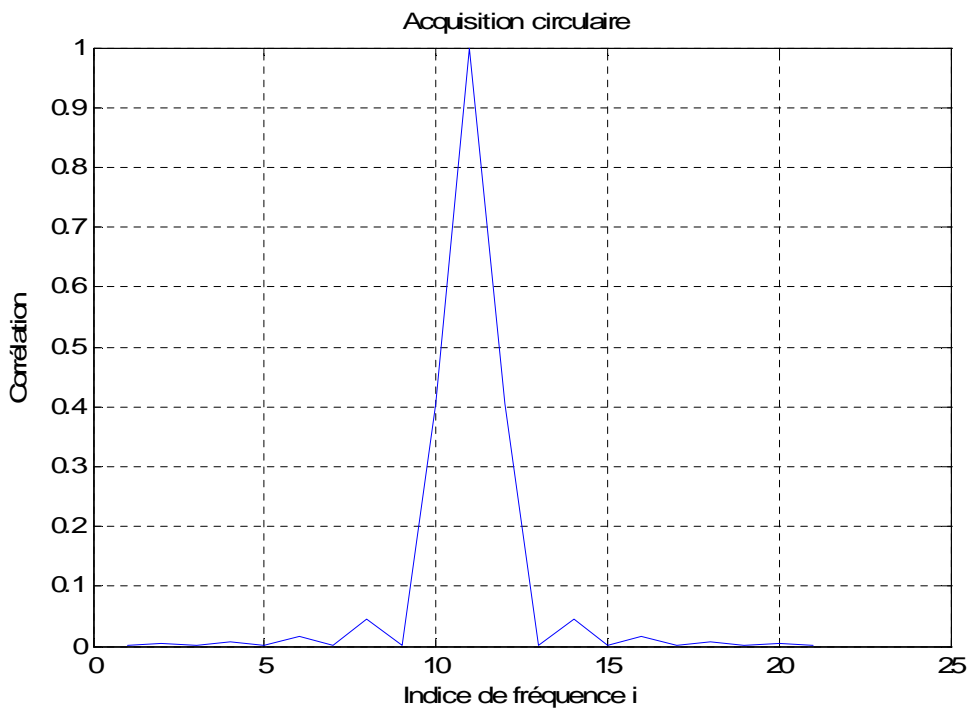


Fig. IV.9 : le pic d'acquisition du signal injecté

Dans la deuxième figure IV.10, on a représenté les sorties des filtres passe bas de la boucle Costas qui représentent les voies I et Q.

Nous constatons que le signal de la voie Q correspond exactement à notre message de navigation [1 1 1 -1 -1].

Le signal de la voie I est presque un signal nul ce qui confirme à la théorie.

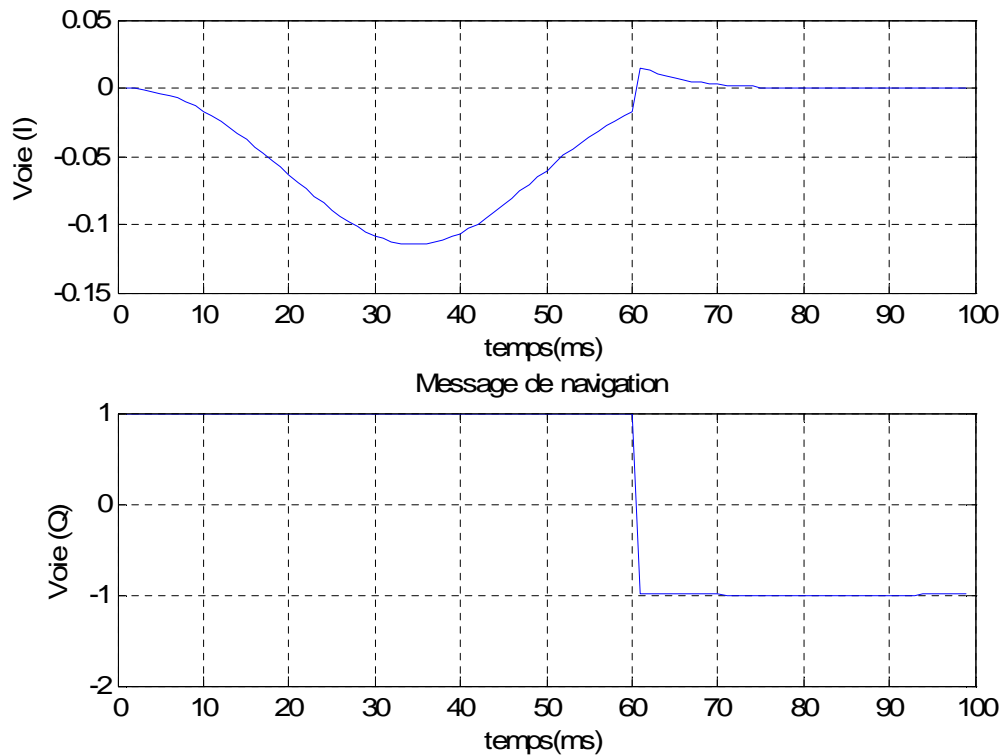


Fig. IV.10 : Message de navigation récupéré à l'indice 11

Dans la figure IV.11 nous comparons la variation de la fréquence doppler réelle que nous avons introduite dans le signal d'entrée de la boucle de Costas avec la fréquence doppler obtenue à la sortie du discriminateur de la boucle Costas.

Dans la simulation précédente Fig. IV.12, nous avons introduit une variation de fréquence doppler sous forme une rampe de pente 30Hz/s.

Donc nous remarquons que la figure IV.12 montre que la boucle de Costas réalise la poursuite de la fréquence doppler mais avec un léger retard dans l'intervalle [0, 0.05]

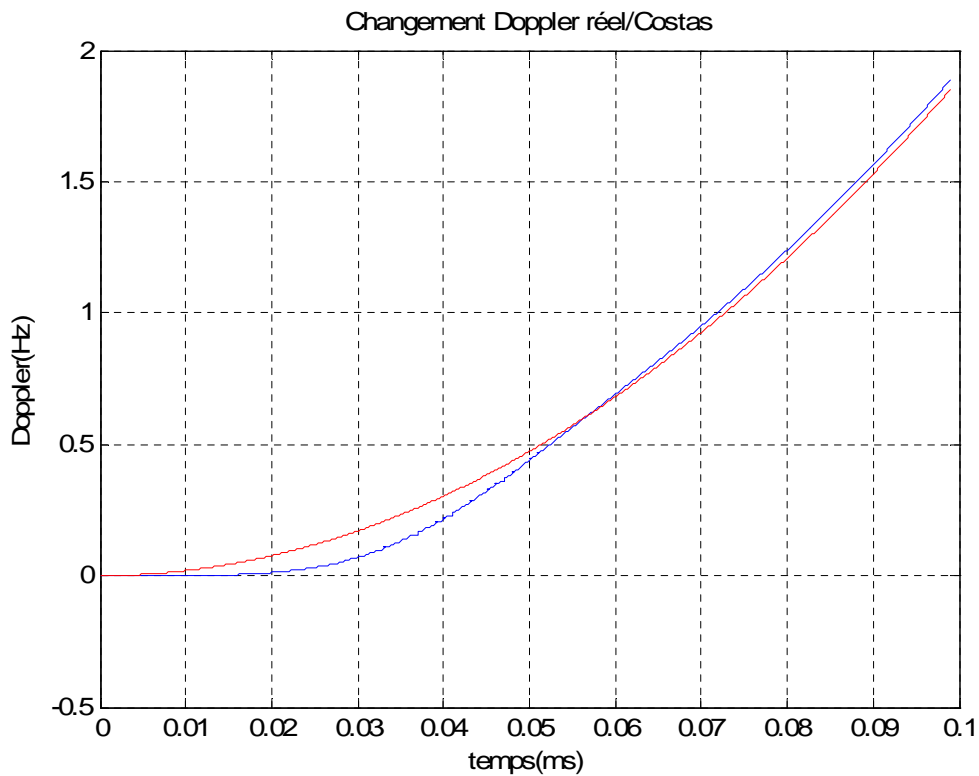


Fig. IV.11 : Changement Doppler réel /Costas

Dans la simulation représentée par la Figure IV.12 nous cherchons l'influence du bruit sur l'acquisition circulaire.

La figure IV.12 montre une certaine dégradation du pic de corrélation qui n'atteint pas la valeur maximale.

Nous avons donc utilisé un signal de fréquence

$$\text{freqq} = \text{if_freq} - 5000 + 500 * (5 - 1) = 3066000 \text{ Hz}$$

Sachant que la fréquence intermédiaire

$$\text{if_freq} = 3 * 1.023 \text{ e}6 \text{ Hz}$$

Ce signal est modulé par le message de navigation [1 -1 -1 1 1].

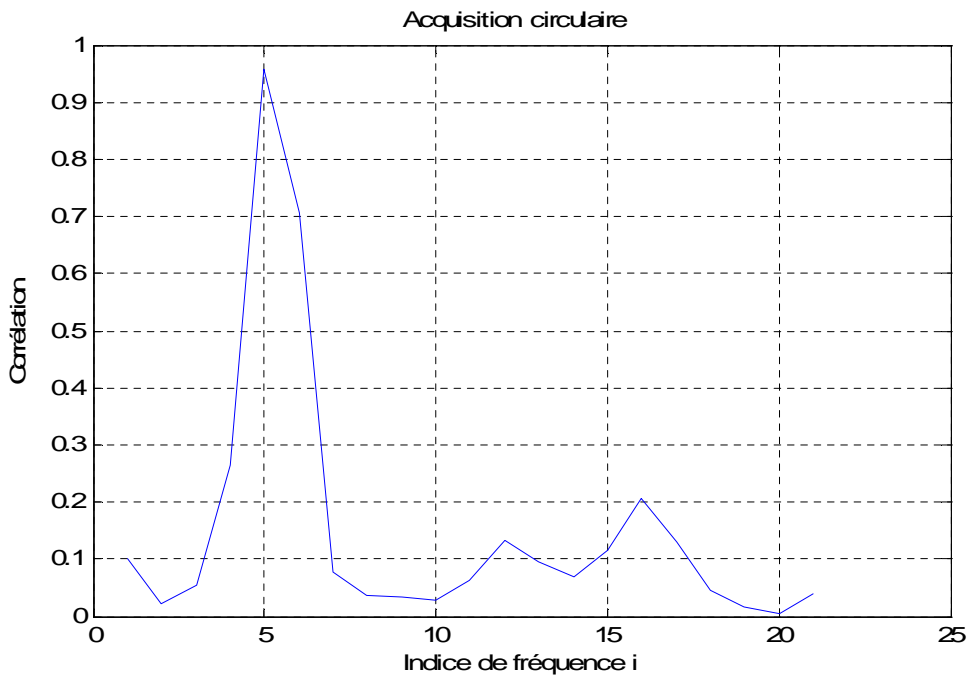


Fig. IV.12 : L'acquisition circulaire

On remarque aussi une déformation du signal de donné (message de navigation) récupéré sur la voie Q et on remarque qu'il est juste.

Ce qui signifie que l'acquisition circulaire est sensible aux signaux parasites.

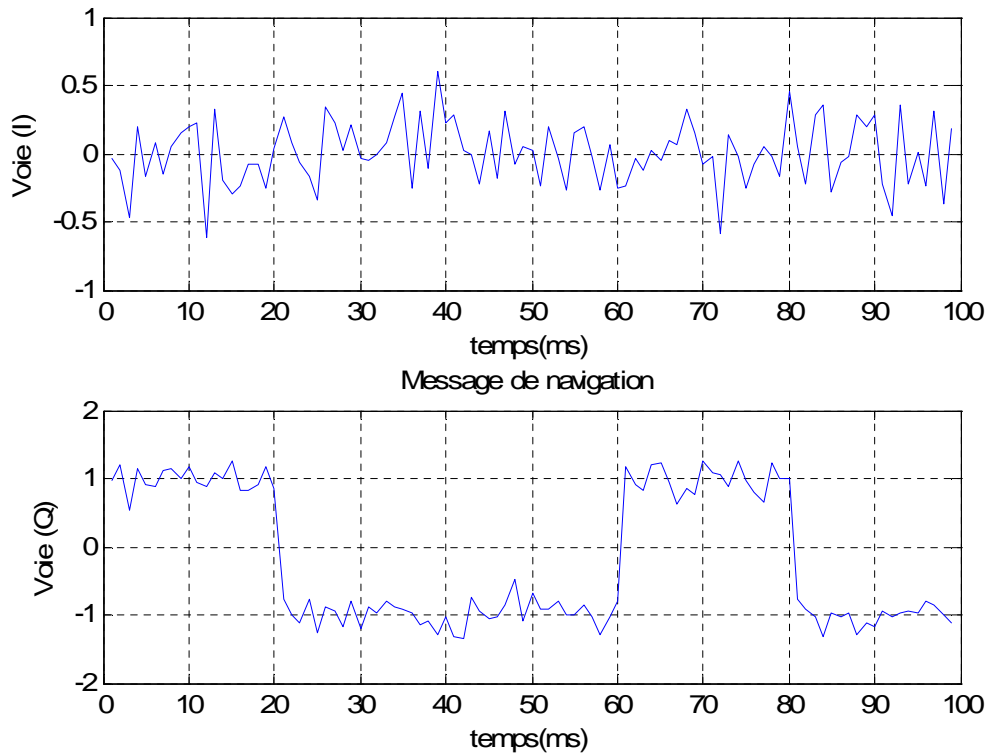


Fig. IV.13 : Message de navigation récupéré

De même la figure IV.14 montre une déformation nette de la fréquence Doppler, ça signifie que le fonctionnement de la boucle Costas est influencé par le bruit.

On remarque que la boucle Costas réalise la poursuite du signal entaché d'un doppler qui augmente en fonction du temps, mais à cause du bruit on observe que les mesures du changement Doppler sont imprécises.

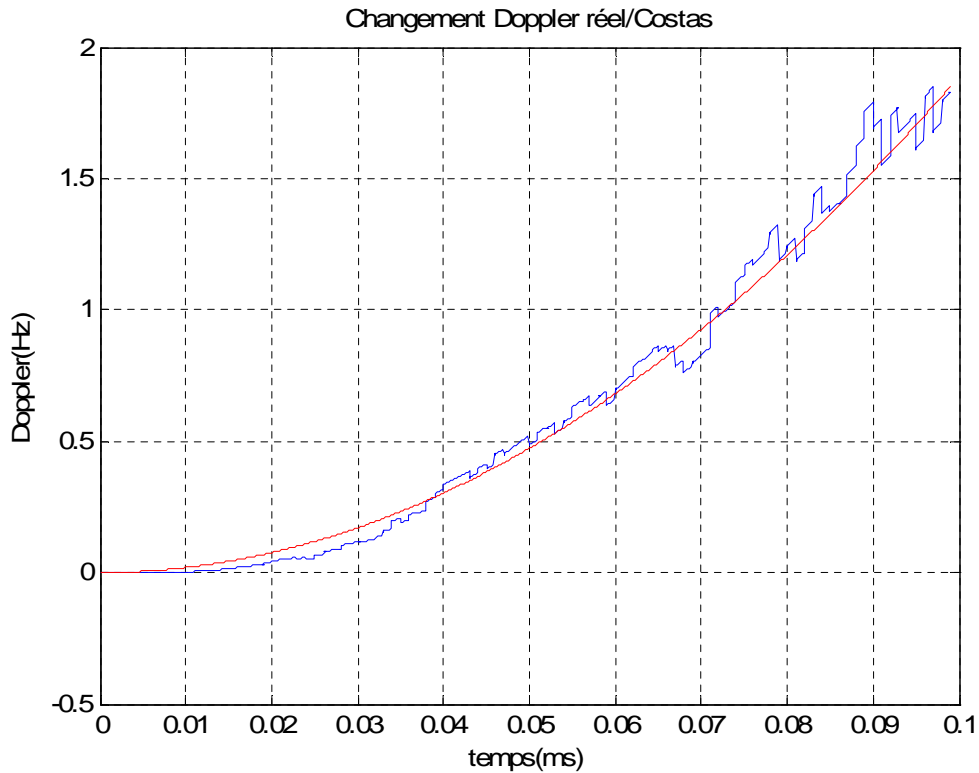


Fig. IV.14 : Changement Doppler réel /Costas

Dans la simulation représentée par la Figure IV.15 nous cherchons l'influence du bruit sur l'acquisition circulaire.

La figure IV.15 montre une certaine dégradation du pic de corrélation qui n'atteint pas la valeur maximale.

Nous avons donc utilisé un signal de fréquence

$$\text{freqq}=\text{if_freq}-5000+ 500*(5-1)=3066000\text{Hz}$$

Sachant que la fréquence intermédiaire

$$\text{if_freq}=3*1.023\text{e}6\text{Hz}$$

Ce signal est modulé par le message de navigation [1 -1 -1 1 1].

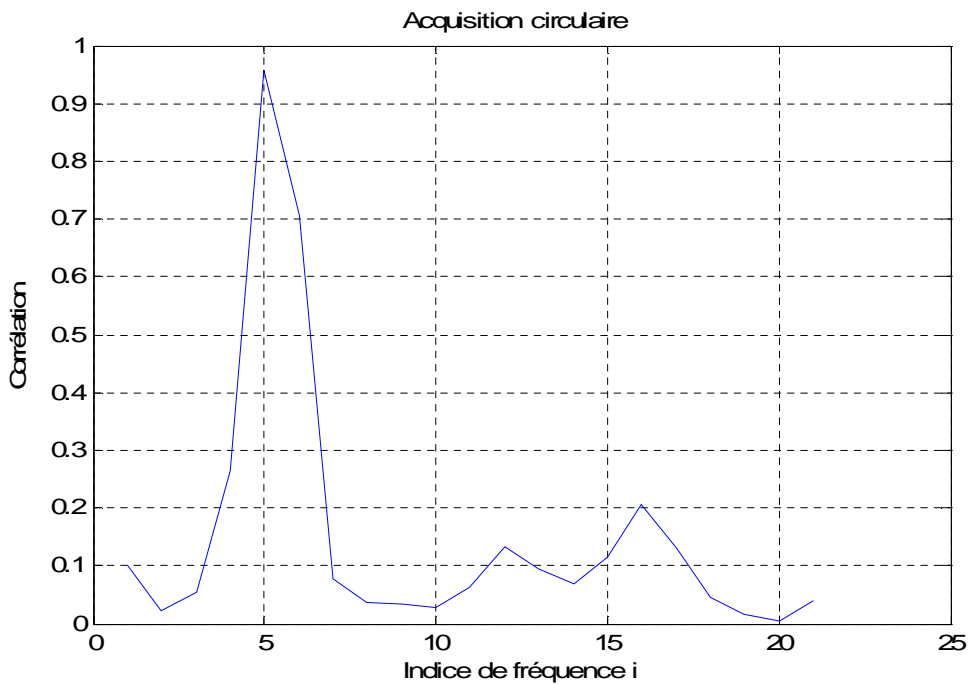


Fig. IV.15 : L'acquisition circulaire en présence du bruit à l'indice 5

On remarque aussi une déformation du signal de donné (message de navigation) récupéré sur la voie Q et on remarque qu'il est juste.

Ce qui signifie que l'acquisition circulaire est sensible aux signaux parasites.

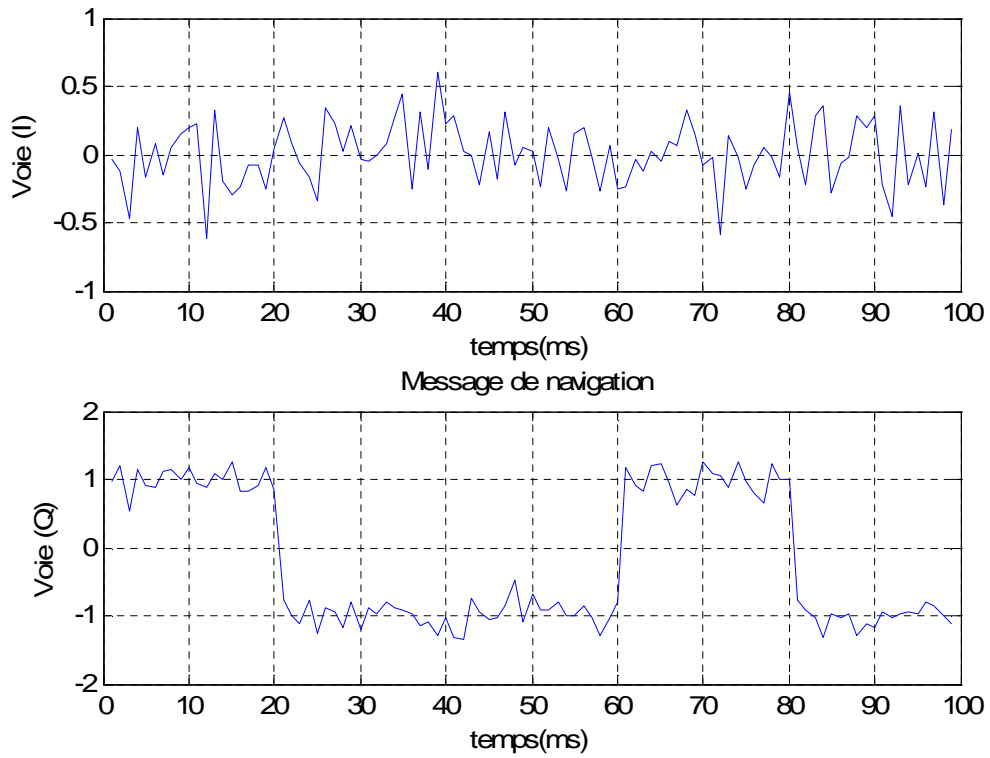


Fig. IV.16 : Message de navigation récupéré

De même la figure IV.17 montre une déformation nette de la fréquence Doppler, ça signifie que le fonctionnement de la boucle Costas est influencé par le bruit.

On remarque que la boucle Costas réalise la poursuite du signal entaché d'un doppler qui augmente en fonction du temps, mais à cause du bruit on observe que les mesures du changement Doppler sont imprécises.

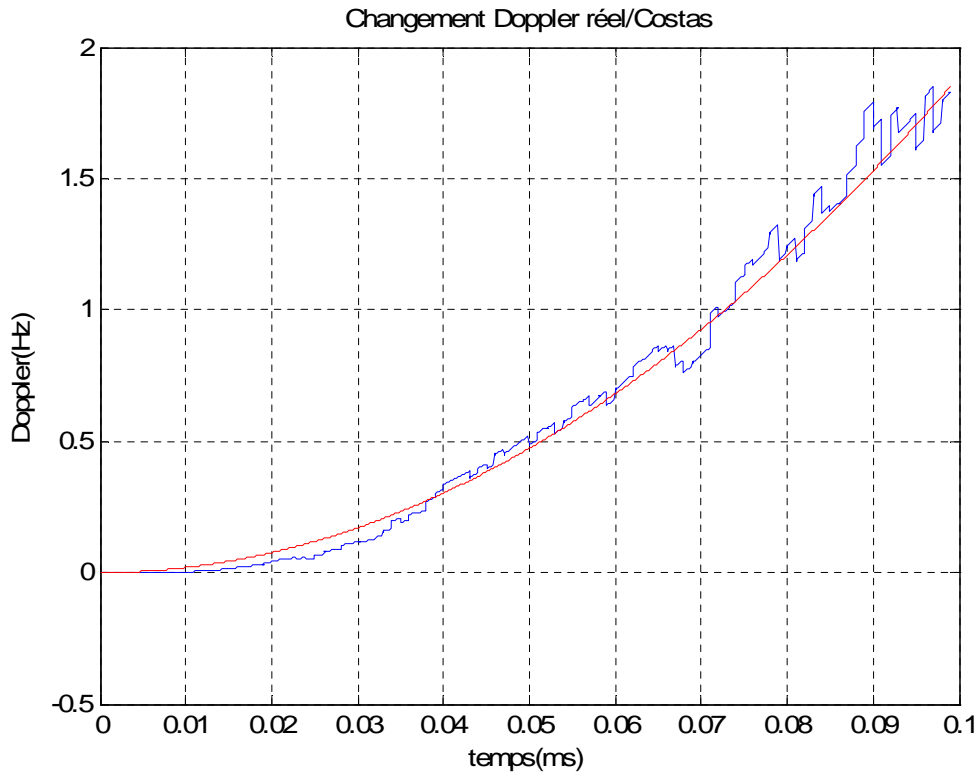


Fig. IV.17 : Changement Doppler réel /Costas

Dans la figure IV.18 nous avons donc la vitesse de variation réelle 30Hz/s et la vitesse de variation de la boucle Costas

On remarque un écart important de la vitesse obtenue par Costas et la vitesse réelle, surtout dans l'intervalle $[0, 0.04]$, c'est pour cela on observe que notre filtre nécessite un réglage optimale.

Dans cette partie nous avons testé la boucle Costas avec le filtrage de Kalman, pour cela nous avons introduite une fréquence de doppler variable de taux de variation (30Hz/s).

Dans la première simulation nous avons initialisé la matrice de covariance P de façon quelconque.

Dans la deuxième simulation nous réglerons les valeurs de cette matrice pour obtenir les résultats optimaux.

Les figures IV.18 et IV.19 représentent donc la simulation relative à la première simulation et les figures IV.20 et IV.21 représentent la deuxième simulation.

D'après les figures IV.18 et IV.20 la convergence vers la vitesse réel s'effectue plus rapidement dans le cas où les paramètres de la matrice sont ajusté.

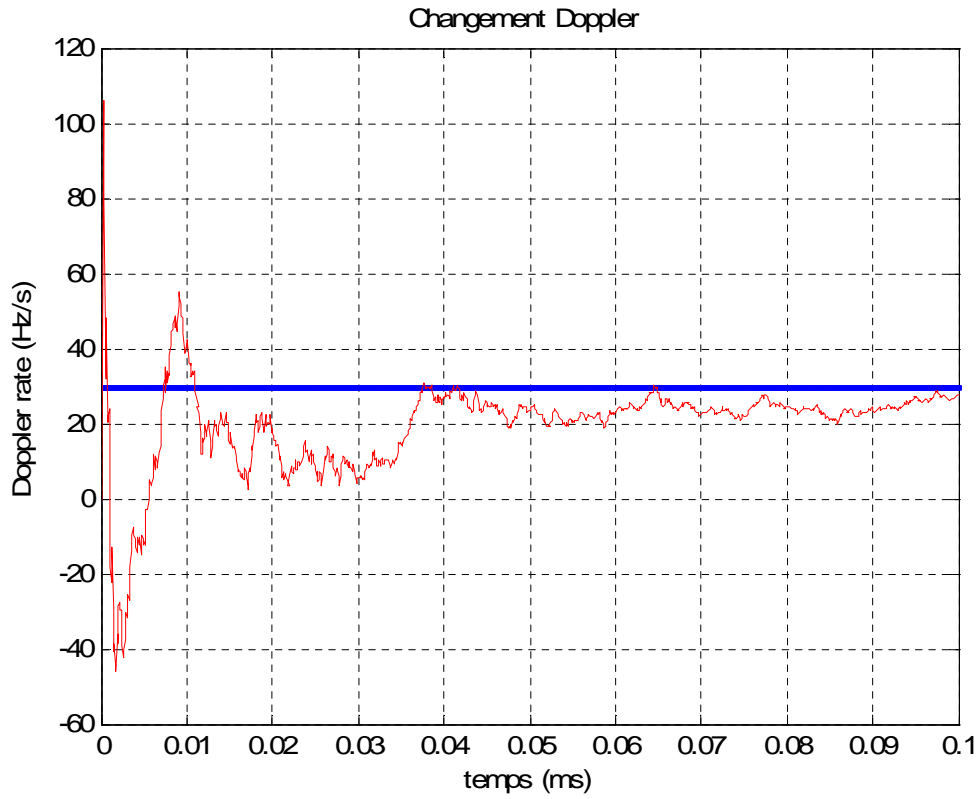


Fig. IV.18 : Changement de Doppler en présence du bruit

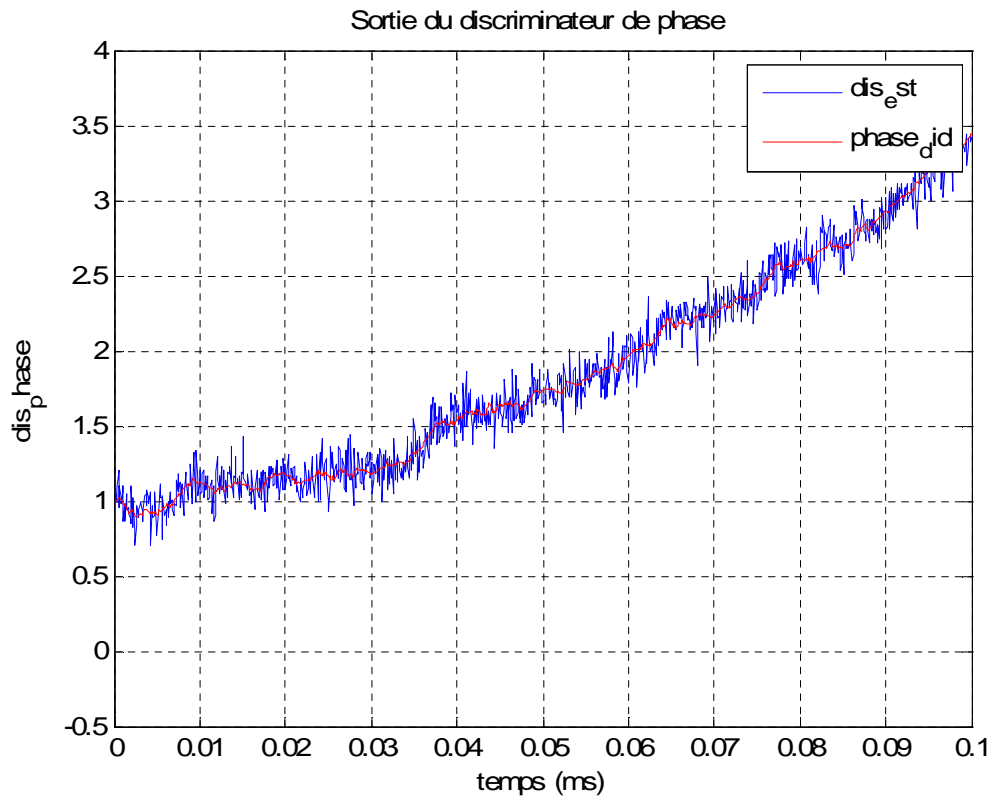


Fig. IV.19 : La sortie du discriminateur de phase et la dis phase

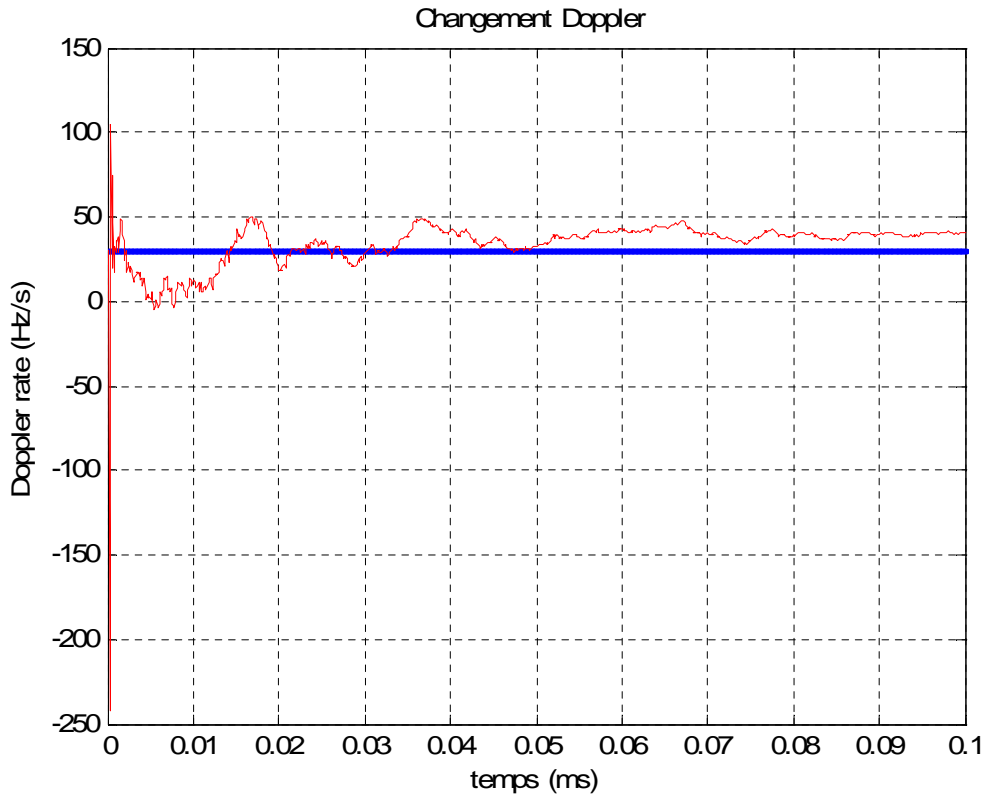


Fig. IV.20 : Changement Doppler

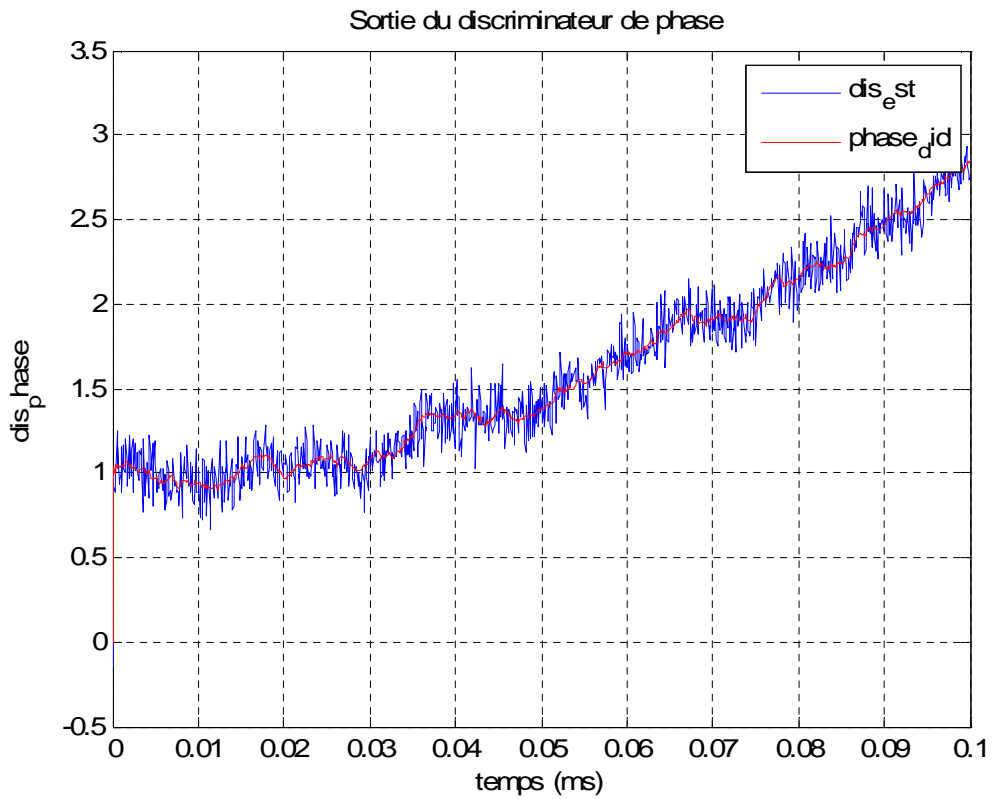


Fig. IV.21 : La sortie du discriminateur de phase et la dis phase

IV.6 Conclusion

Nous avons constaté une certaine dégradation des performances à ce qui concerne la récupération du message de navigation et la poursuite de la fréquence Doppler en présence de bruit de mesure.

L'introduction du filtre de Kalman a permis de réduire le bruit et améliorer la poursuite de fréquence Doppler.

Conclusion

Après avoir brièvement rappelé les différents types de localisation, nous avons présenté les principales caractéristiques des systèmes de localisation par satellite existants, en détaillant le principe de fonctionnement du GPS qui est aujourd'hui le système le plus largement utilisé dans le monde. La précision de ces systèmes satellitaires est en général fonction du type de service autorisé et des conditions de réception des signaux.

Nous avons plus particulièrement insisté sur le traitement du signal GPS c'est-à-dire l'étude du signal qui provient du satellite jusqu'à la réception au niveau d'un récepteur GPS. Nous avons ainsi montré l'amélioration du fonctionnement de la boucle Costas à l'aide de l'intégration de filtre de Kalman, à partir de la simulation sur le MATLAB qui nous a fait espérer que ce modeste travail permet d'aider les prochaines promotions pour aller loin dans ce domaine.

Les futures systèmes devront répondre à de nouvelles exigences. L'exemple est donné par la navigation aéronautique: un système de navigation ne peut être utilisé dans les conditions d'approche et d'atterrissage les plus difficiles que s'il est totalement fiable. Ce qui interdit toute défaillance du signal en cours d'exploitation dans un délai de quelques secondes. Des études sont en cours, notamment sur la mise en place de géostationnaires chargés de la surveillance des systèmes, et sur la redondance des équipements émetteurs et récepteurs.

Quant aux utilisateurs professionnels ou amateurs, ils bénéficieront de plus en plus de la toute-puissance des calculateurs qui mettront à leur disposition des récepteurs "intelligents" capables de présenter de manière simple les informations issues d'un ou de plusieurs systèmes, spatiaux ou terrestres.