

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université de Batna

Faculté de Technologie

Département de Génie électrique

Filière : Electronique

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de Magister en Electronique

OPTION

Micro-onde pour Télécommunication

PAR

ZakiAissam KHEZZAR

THEME

***Acquisition Rapide des Signaux GNSS
Par un Récepteur Logiciel***

Devant Le Jury:

Président:	Mr. Moussa BENYOUCEF	<i>Pr. U. de Batna</i>
Rapporteur:	Mr. Lamir SAIDI	<i>M. C. (A) U. de Batna</i>
Examineurs:	Mr. Djamel CHIKOUCHE	<i>Pr. U. de M'sila</i>
	Mr. Redha BENZID	<i>M. C. (A) U. de Batna</i>

Remerciements

J'exprime ma profonde gratitude à mon encadreur Dr. **Lamir SAIDI**, professeur à l'université de *BATNA*, pour m'avoir accueilli au sein de son équipe et pour avoir dirigé ce travail de thèse avec autant de dévouement. Je le remercie très sincèrement pour la qualité de ses conseils, sa disponibilité, sa patience et son aide tout au long de ma thèse.

Mes vifs remerciements à monsieur **Moussa BENYOUCEF** Professeur à l'université de *BATNA* pour avoir accepté de présider mon jury, et Je le remercie pour son aide fraternel, et ces encouragements incessants.

J'adresse mes plus sincères remerciements aux membres de jury : à

Monsieur **Redha BENZID** maître de conférences à l'université de *BATNA*,

Monsieur **Djamel CHIKOUCHE** Professeur à l'université de *M'SILA*, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant d'être membres de jury de ma thèse.

Je tiens à remercier particulièrement tout le personnel de département de génie électrique pour leur gentillesse et leur disponibilité.

Mes remerciements vont également à tous les enseignants et les responsables de notre département, qui ont veillé sur notre formation.

Enfin, nous exprimons notre remerciement à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Liste des acronymes et abréviations

ADC	Analog-to-digital converter
AFC	Autocorrelation Function
A-GNSS	Assisted Global Navigational Satellite System
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
BPSK	Binary Phase Shift Keying
C/A	Coarse/acquisition code
CW	Continuous Wave
CDMA	Code Division Multiple Access
D-GNSS	Différentiel-GNSS
DFT	Discrete Fourier Transform
dB	Decibel
EGNOS	European geostationary navigation overlay service
FFT	Fast Fourier Transform
Front End	The portion of the GNSS receiver from the antenna to the IF signal
FPGA	Field Programmable Gate Array
Galileo	European satellite navigation system.
GEO	Geostationary Earth orbit
GLONASS	Globalnaya Navigatsionnaya Spoutnikovaya Sistema
GNSS	Global Navigational Satellite System
GPS	Global Positioning System
GSM	Global system for mobile communications
IF	Intermediate Frequency
I-Q	In phase–Quadrature phase
IRNSS	(Indian Regional Navigational Satellite System)
L1	The GPS and Galileo frequency $f_{L1} = 1575.42$ MHz
LO	Local Oscillator
LTI	Linear Time-Invariant
LNA	Low-Noise Amplifier
MEO	Medium-Earth Orbit

PN	Pseudo-Noise
PSD	Power Spectral Density
QZSS	(Quasi-Zenith Satellite System)
UMTS	Universal mobile telecommunications system 3G
RF	Radio Frequency
SDR	Software Defined Radio
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SPS	Standard Positioning Service
WAAS	Wide Area Augmentation System
WGS-84	World Geodetic System 1984

Liste des figures

Figure 1.1. Détermination du temps de transmission d'un signal.....	6
Figure 1.2. La position du récepteur à l'intersection des deux cercles.....	7
Figure. 1.3. Détermination de la position par trois sphères.	7
Figure 1.4. Utilisation des positions connues pour trouver la position inconnue.....	8
Figure 1.5. Relations entre les temps pour mesurer la distance.....	10
Figure 1.6 : Principe de constitution d'un référentiel géodésique local.	13
Figure 1.7. Bandes de fréquences allouées par les signaux GNSS.....	14
Figure 1.8. L'architecture du système Différentiel-GNSS.....	16
Figure 1.9. L'architecture du système Assisted-GNSS.	17
Figure. 2.1. La structure de générateur des signaux GPS.....	20
Figure 2.2. Système d'étalement de spectre par la technique DS-SS.....	22
Figure.2.3. Modulation BPSK avec le code C/A.....	24
Figure.2.4. Générateur des codes d'étalements C/A code.....	25
Figure.2.5. Impulsion rectangulaire.....	27
Figure.2.6. Spectre de l'impulsion rectangulaire.....	28
Figure. 2.7. Fonction de corrélation de l'impulsion rectangulaire.....	28
Figure. 2.8. Décalage entre deux codes binaire aléatoire.....	30
Figure. 2.9. Fonction d'auto corrélation du code binaire aléatoire.....	30
Figure 2.10. Fonction d'auto corrélation de code PN(t).....	32
Figure. 2.11.Fonction d'auto corrélation de C/A.....	33
Figure 2.12. Inter corrélation entre deux codes de satellites différents.	35
Figure 2.13. Auto corrélation entre deux codes du même satellite.....	35
Figure. 2.14. Auto-corrélation d'un code typique P(Y).....	37
Figure 2.15. Densité spectrale de puissance des codes d'étalements sur L1.....	37
Figure 2.16. Structure des données de navigation GPS.....	39
Figure 2.17 Code Division Multiple Access.....	40

Figure 3.1. Partitionnement des récepteurs.....	45
Figure 3.2. Architecture détaillée de la Radio Logicielle Restreinte.....	46
Figure 3.3. Architecture d'AFE « Analog Front End »	48
Figure 3.4. Architecture de récepteur GNSS (SDR).....	49
Figure 3.5. La partie d'acquisition des signaux GNSS.....	51
Figure 3.6. Canal de reception (detail).....	52
Figure 3.7. La poursuite de phase de code.....	53
Figure 3.8. : Espace de recherche pour l'acquisition	56
Figure 3.10. Schéma bloc de la recherche parallèle sur l'espace de code par FFT	60
Figure 3.11. Schéma bloc de la recherche parallèle sur l'espace de fréquences par FFT	61
Figure 4.2. Auto corrélation entre deux codes d'un même satellite "SAT4".	65
Figure 4.3. Détection du début du code PRN.	65
Figure 4.4. Le front-end utilisé pour L1	67
Figure 4.5. Représentation des 5000 échantillons "domaine	69
Figure 4.6. Histogramme des échantillons.....	69
Figure 4.7. La recherche en sérié de code.....	71
Figure 4.8. Estimation de début de code pour le signal de SAT 3 avec SSA.....	72
Figure 4.9. Fréquence intermédiaire correcte correspondante avec SSA	72
Figure 4.10. Acquisition de satellite 3 par la recherche SSA	73
Figure 4.11. Diagramme de l'acquisition par la recherche parallèle sur l'espace de code.....	75
Figure 4.12. Technique de recherche par corrélation circulaire	76
Figure 4.13. Estimation de début de code pour SAT 21 avec PCA.....	76
Figure 4.14. Fréquence intermédiaire correcte correspondante avec PCA.....	77
Figure 4.15. Acquisition de satellite 21 par la recherche PCA	78
Figure 4.16. Le signal d'entrée est parfaitement aligné avec le code PRN	78
Figure 4.17 Pas d'estimation de début du code avec PCA pour le code SAT2.....	79
Figure 4.18. Le SAT 2 est invisibilité.....	80
Figure 4.19. L'espace de recherche pour l'acquisition.....	81

Liste des tableaux

Tableau 1.1. Stabilité et erreurs de synchronisation des différents types d'oscillateurs.....	12
Tableau 2.1. Addition modulo-2	21
Tableau.2.2. Retard programmé pour les codes C/A et P(y).....	26
Tableau.2.3. Comparaison entre le code C/A et le code P(Y)	37
Tableau.3.1 Comparatif des différentes catégories de composants de traitement du signal.	47
Tableau.4.1. Comparaison entre les complexités de calcul	82
Tableau 4.2. Temps d'acquisition par FFT (PCA)	82

SOMMAIRE

Liste des acronymes et abreviations	I
Liste des figure	III
Liste des tableaux	IV
Introduction générale	1

Chapitre 1 Notions Fondamentales sur la Navigation par Satellite

1.1. Introduction.....	5
1.2. Le principe du positionnement.....	5
1.2.1. Le temps de transmission d'un signal.....	5
1.2.2. Détermination de la position.....	6
1.3. Equations de base pour la navigation.....	8
1.3.1. Equations de base	8
1.3.2. Calcul de la pseudo distance.....	10
1.3.3. Mesure de la vitesse.....	11
1.3.4. Mesure du temps	12
1.3.5. Horloges atomiques	12
1.3.6. Cartes et référentiels	13
1.4. Systèmes de navigation satellitaires existants ou en développement	14
1.5. Architectures GNSS	15
1.5.1. Différentiel GNSS (D-GNSS)	16
1.5.2. Assisted-GNSS	16
1.6. Conclusion	18

Chapitre 2 *Les Caractéristiques des Signaux*

2.1.	Introduction.....	19
2.2.	Structure de signal GPS	19
2.2.1.	Fréquences de transmission	19
2.2.2.	Codes d'étalements.....	21
2.2.3.	Code C/A	22
2.2.4.	Modulation numérique	23
2.2.4.1.	Modulation PSK "Phase-Shift Keying"	23
2.2.4.2.	Modulation BOC "Binary Offset Carrier"	23
2.3.	Génération et caractéristiques des codes PRN.....	24
2.3.1.	Impulsion rectangulaire	27
2.3.2.	Code binaire aléatoire	29
2.3.3.	Séquence de longueur maximale PN	31
2.3.4.	Fonction d'auto corrélation du code C/A.....	33
2.3.5.	Inter corrélation et auto corrélation entre les codes.....	34
2.3.6.	Fonction d'auto corrélation du code P(Y).....	36
2.4.	Les messages de navigation	38
2.5.	Le multiplexage	39
2.6.	Conclusion	40

Chapitre 3 Récepteur logiciel pour GNSS

3.1.	Introduction.....	42
3.2.	Les récepteur GNSS à Technologie Avancée.....	43
3.2.1.	Radio logicielle idéale	43
3.2.2	Radio Logicielle Restreinte (software defined radio).....	45
3.3.	L'architecture de front-end (réception).....	47
3.4.	Traitement des signaux	49
3.4.1.	L'acquisition.....	49
3.4.1.1.	Démarrages à froid et à chaud.....	50
3.4.2.	Poursuite des signaux (signal tracking).....	51
3.4.3	Calcul de position	52
3.5.	L'acquisition	53
3.5.1.	Longueur de données pour l'acquisition	53
3.5.2	Etape de recherche sur le décalage de fréquence	54
3.6.	Techniques d'acquisition des signaux GNSS	56
3.6.1	Acquisition par recherche en série.....	56
3.6.2.	Acquisition par recherche parallèle sur la phase de code (FFT)	58
3.6.3.	Acquisition par recherche parallèle sur l'espace de fréquences (FFT)	61
3.7.	Structures du détecteur.....	62
3.7.1.	Détection cohérente	62
3.7.2.	Détection non cohérente	62
3.8.	Conclusion	63

CHAPITRE 4 Simulation et résultats

4.1.	Introduction.....	64
4.2.	Caractéristiques des codes d'étalement	64
4.3.	Acquisition des signaux GNSS.....	66
4.3.1.	Réception des signaux par le front-end	66
4.3.2.	Acquisition par recherche en série.....	70
4.3.3.	Acquisition par recherche parallèle sur l'espace de code (FFT)	74
4.4.	Complexité et temps d'exécution.....	80
4.5.	Conclusion	83
	Conclusion générale	84
	Référence.....	86

Introduction générale

Introduction Générale

Chacun de nous mène une certaine forme de navigation dans notre vie quotidienne. Aller au travail marcher vers un magasin exige que nous utilisions les compétences fondamentales de navigation. Pour la plupart de nous, ces compétences nécessitent l'utilisation de nos yeux, le sens commun, et les repères. Cependant dans certains cas où une connaissance plus précise de notre position, du chemin de destination, ou du temps de transit vers une destination souhaitée est nécessaire, les aides à la navigation autres que les repères sont utilisés.

Ces aides de navigation sont transmis sous forme d'un signal électrique ; ils sont appelés *les aides par radionavigation*. Ces signaux d'une ou plusieurs sources d'aides de radionavigation permettent à un utilisateur de calculer sa position. Il est important de noter que c'est le récepteur de radionavigation qui traite ces signaux et calcule la position actuelle.

En 1959 est lancé le premier satellite de radio navigation TRANSIT. Les différentes technologies utilisées pour ce programme ont été utiles pour le futur système GPS et ont démontré leurs fiabilités. De nombreux projets communs entre *l'Aerospace Corp* et le *DoD* (departement of defense des USA) ont suivi la même politique, dont le projet NAVSTAR, jusqu'au lancement du premier satellite GPS en avril 1980. Depuis la mise en place du système GPS (Global Positioning System) au cours des années 1980-1990, les applications de navigation par satellite se développent et s'étendent dans de multiples domaines. Conçus principalement pour des applications militaires, les signaux GPS sont maintenant couramment utilisés dans des applications civiles telles que les transports maritimes, aériens et terrestres, la géologie, les travaux publics, la prospection pétrolière, l'agriculture, et de nouvelles applications ne cessent de voir le jour, comme dans les douanes et la justice, où sont tout simplement associées au téléphone mobile dans la vie de tous les jours. Les systèmes de navigation par satellites offrent des services de positionnement disponibles en permanence dans le monde entier pour un nombre illimité d'utilisateurs. Par ailleurs, l'amélioration des techniques industrielles rend possible la production de récepteurs pour un marché de masse.

La communication sans fil est l'un des domaines les plus dynamiques dans le domaine de la communication d'aujourd'hui. Bien qu'il ait été un sujet d'étude depuis les années 1960, la décennie écoulée a vu une forte augmentation des activités de recherche dans ce domaine. Cela est dû à la conjonction de plusieurs facteurs. D'abord, il y a eu une forte augmentation de la demande pour une connectivité moins filaire (poussée par plusieurs demandes telles que la téléphonie cellulaire, les récepteurs GNSS) ; puis la volonté d'avoir un fonctionnement multistandard qui occupe une place importante dans les travaux de recherche sur les communications radio. C'est dans ce cadre que s'inscrivent les nouveaux travaux de recherche concernant le développement d'un nouveau concept de réception multistandard de type Radio Logicielle.

La *Radio Logicielle* (SWR, Software Radio) est un concept qui propose une nouvelle technologie radio permettant la réalisation de terminaux et d'infrastructure de stations de base radio-numérique capables de supporter, indépendamment du matériel, un fonctionnement flexible, multiservice, multistandard, multi bande, reconfigurable et reprogrammable par logiciel [12].

Pour la *Radio Logicielle* idéale, le processus de la numérisation de la donnée se produit immédiatement après l'antenne dans la chaîne de réception. Le convertisseur des données échantillonne le signal radiofréquence (RF, Radio Frequency), ce qui permet au processus de transposition de fréquence d'être réalisé entièrement dans le domaine numérique. Comme toutes les tâches de sélection de canal doivent être assurées numériquement, le convertisseur analogique numérique (CAN) doit traiter toute la bande de réception pour laquelle le terminal est conçu. Ce CAN est soit irréalisable, soit trop gourmand en terme de consommation de puissance, ce qui est incompatible avec le contexte de la mobilité.

Un nouveau concept, dit radio logicielle restreinte (SDR, Software Defined Radio), a été alors introduit par la communauté scientifique. Ce concept se base sur la numérisation précoce du signal radio afin de diminuer l'utilisation de circuits analogiques. Quelques fonctions analogiques de l'étage RF subsistent, comme le filtrage, l'amplification faible bruit, et la transposition de fréquences. Ces fonctions sont paramétrables ce qui permet d'avoir deux propriétés très importantes pour la radio SDR : la reconfiguration partielle du matériel et la portabilité totale du logiciel.

Les systèmes de navigation par satellites sont en général des systèmes d'étalement de spectre par séquence directe (DSSS). Les messages de navigation sont étalés par codes qui ont de bonnes propriétés de corrélation et inter corrélation. Ces messages sont les outils de base pour la mesure du temps de transmission entre le satellite et le récepteur [16]. Les signaux transmis par les différents satellites sont identifiés par différentes séquences d'étalements qui sont quasi-orthogonaux entre eux. Le signal transmis par le satellite qui contient les données de navigation perd les propriétés de son état initial "fréquence de la porteuse et la phase de code" causé par plusieurs phénomènes telle que la distance longue entre le récepteur et le satellite, l'effet Doppler (déplacement de satellite et de l'utilisateur), le multi trajet, bruit et les effets ionosphériques. L'acquisition est le processus de synchronisation qui donne une estimation du décalage de code et la fréquence Doppler sur la porteuse de signal ; donc il est nécessaire de s'assurer que le signal soit acquis avec un code et une fréquence correcte pour extraire les informations de navigations.

Dans ce travail on va utiliser la technique SDR pour construire un récepteur GNSS. La couverture du globe terrestre exige un nombre suffisant de satellites pour garantir la couverture ; donc il est nécessaire de connaître les satellites en vision pour l'utilisateur ce qui exige une acquisition de ces signaux avec une vitesse rapide pour assurer un bon service en temps très réduit et permettre au récepteur de travailler en temps réel.

Ce mémoire est organisé de la manière suivante :

Le premier chapitre présente les notions fondamentales sur la navigation par satellites notamment la technique de mesure de position, vitesse et temps, les différentes équations nécessaires en liaison avec le sujet et aussi les différentes constellations en services et les architectures GNSS.

Le second chapitre présente les caractéristiques des signaux GNSS, les codes d'étalement, les différents messages de navigation, les types de codes, la fonction de corrélation ainsi la technique de multiplexage utilisée pour la transmission.

Le chapitre suivant présente les différentes étapes pour obtenir les informations de navigation par un récepteur. Les différents types de démarrage, les décalages de fréquence et la phase de code, les pas de recherche (fréquence et code). On propose également de faire l'acquisition programmée sous la technique de réception logicielle.

Le dernier chapitre est dédié à une simulation de la SDR sous Matlab pour faire l'acquisition. Beaucoup de points sont développés notamment la génération de code d'étalement, la détection du début du code d'un signal satellite, l'acquisition des signaux des satellites, recherche des fréquences Doppler, calcul de la phase du code de ces signaux par la méthode conventionnelle utilisée par les systèmes CDMA ainsi que par le biais de la méthode de recherche basée sur la technique FFT. Une comparaison entre les algorithmes de recherche est également explicitée.

Enfin, ce modeste travail est parachevé par une conclusion générale incluant certaines perspectives.

Chapitre I

Notions Fondamentales sur la Navigation par Satellite

Chapitre 1

Notions Fondamentales sur la Navigation par Satellite

1.1. Introduction

GNSS (Global Navigation Satellite System) est le sigle qui désigne l'ensemble des systèmes de navigation par satellites. Parmi eux, on trouve les systèmes GPS (Global Positioning System) et Glonass qui sont déjà opérationnels, et les systèmes Galileo et Compass qui se trouvent en phase de développement. Chaque satellite de la constellation diffuse en permanence un signal vers la terre et son environnement immédiat, et chaque satellite inclut dans son signal les informations permettant de calculer sa position la plus précise possible à une date donnée ; d'un autre coté, on a un nombre illimité de récepteurs utilisateurs.

Dans ce chapitre nous présentons les principes de base de ce type de navigation. La détermination de position à partir de trois satellites, les équations nécessaires pour obtenir les mesures, le principe pseudo distance, la mesure de vitesse et de temps, le référentiel géodésique et enfin les systèmes de navigations courantes sont clairement explicités.

1.2. Le principe du positionnement

1.2.1. Le temps de transmission d'un signal

Les systèmes de navigation par satellite utilisent des satellites en orbite au-dessus de la terre et répartis de telle façon que de n'importe quel point sur le terrain il y ait une ligne de contact à vue au moins de quatre satellites. Chacun de ces satellites est équipé d'horloges atomiques à bord. Les horloges atomiques sont les instruments les plus connus permettant une mesure précise du temps et engendrent une perte d'une seconde au maximum tous les 30.000

à 1.000.000 années. Afin de rendre ces mesures encore plus précises, les satellites GNSS transmettent leurs positions exactes et leurs heures d'horloges de bord à la terre. Ces signaux sont transmis à la vitesse de la lumière (300.000 km/s) et nécessitent donc environ 67.3ms pour parvenir à une position sur la surface de la terre directement sous le satellite. Les signaux nécessiteront une nouvelle tranche de 3.33 μ s pour chaque kilomètre supplémentaire de voyage pour établir la position ; tout ce qui est alors nécessaire sont un récepteur et une horloge précise. En comparant l'heure d'arrivée du signal satellite avec l'heure de l'horloge à bord au moment où le signal a été transmis, il est possible de déterminer, comme dans l'exemple de la voiture, la distance D vers le satellite qui peut être déterminée à partir du signal temporel connu $\Delta\tau$ ou $D = \Delta\tau \times c$ (figure 1.1).

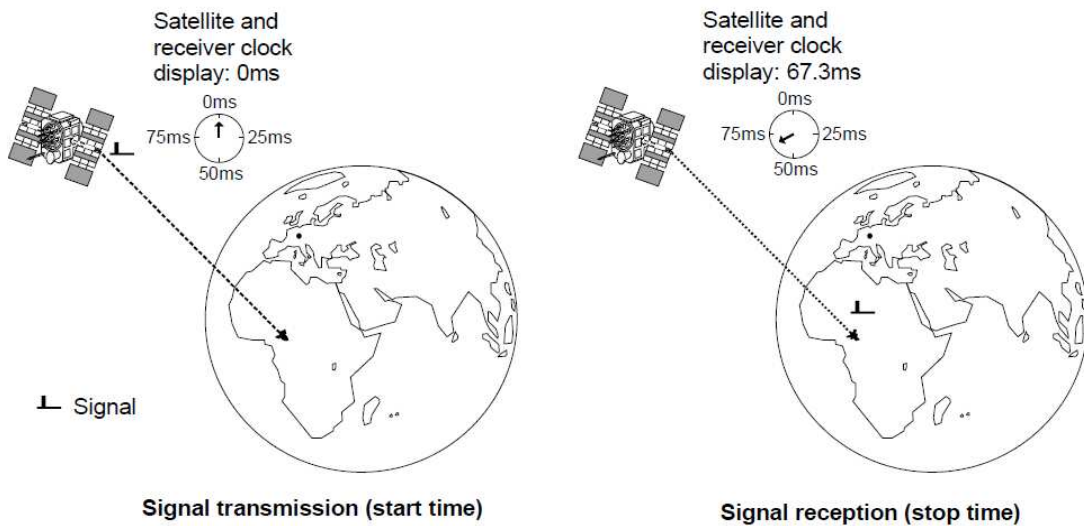


Figure 1.1. Détermination du temps de transmission d'un signal.

1.2.2. Détermination de la position

Si un récepteur se déplace à travers un vaste plateau et veut savoir sa position, deux satellites, qui sont en orbite au-dessus de ce récepteur, transmettent leurs heures d'horloge et leurs positions. En utilisant le temps de voyage des signaux des deux satellites le récepteur peut dessiner deux cercles de rayons D1 et D2 autour des satellites. Chaque rayon correspond à la distance calculée entre le récepteur et le satellite. Toutes les positions possibles par rapport aux satellites sont situées sur ces milieux. Si la position au-dessus des satellites est exclue, la position du récepteur est au point exact où les deux cercles se coupent sous les

satellites ; par conséquent deux satellites sont suffisants pour déterminer une position sur le plan x/y (voir figure 1.2).

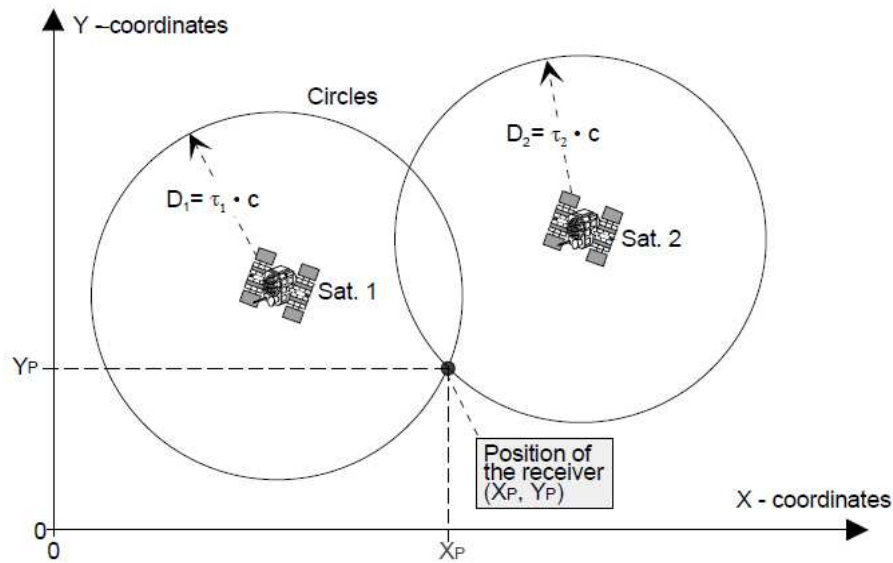


Figure 1.2. La position du récepteur à l'intersection des deux cercles.

Dans le cas réel, une position doit être déterminée dans l'espace en trois dimensions plutôt que sur un plan. Comme la différence entre un plan à deux dimensions et un espace à trois dimensions est caractérisée par une dimension supplémentaire (Z), un troisième satellite additionnel devrait suffire pour déterminer la position correcte. Si les distances des trois satellites sont connues alors toutes les positions possibles sont situées sur la surface de trois sphères dont les rayons correspondent à la distance calculée. La position est le point où les trois sphères se coupent (figure 1.3).

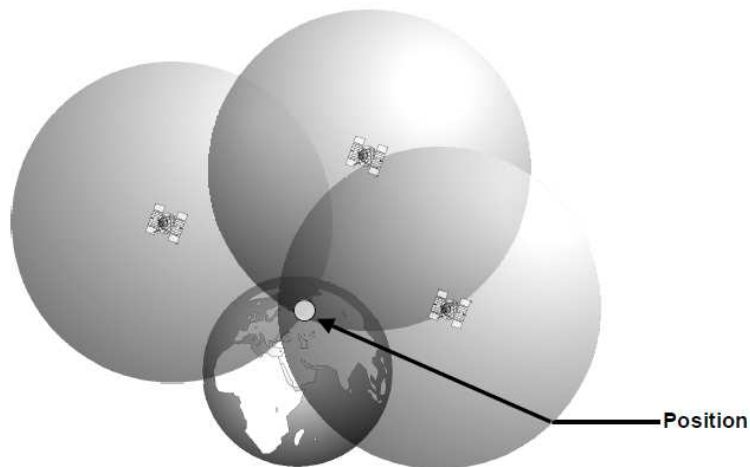


Figure. 1.3. Détermination de la position par trois sphères.

1.3. Equations de base pour la navigation

Dans cette section, les équations de base pour déterminer la position d'un utilisateur seront présentées.

1.3.1. Equations de base

Supposons que l'on ait trois satellites (voir figure 1.4). Il y a trois points à des endroits connus $r_1(x_1, y_1, z_1)$, $r_2(x_2, y_2, z_2)$ et $r_3(x_3, y_3, z_3)$ avec r_u un point inconnu. Les distances ρ_1 , ρ_2 et ρ_3 entre les trois points connus au point inconnu peuvent être mesurées. Ces distances peuvent s'écrire comme suit :

$$\rho_1 = \sqrt{(x_1 - x_u)^2 + (y_1 - y_u)^2 + (z_1 - z_u)^2} \quad (1.1)$$

$$\rho_2 = \sqrt{(x_2 - x_u)^2 + (y_2 - y_u)^2 + (z_2 - z_u)^2} \quad (1.2)$$

$$\rho_3 = \sqrt{(x_3 - x_u)^2 + (y_3 - y_u)^2 + (z_3 - z_u)^2} \quad (1.3)$$

Les trois valeurs inconnues x_u , y_u et z_u peuvent être déterminées à partir de ces équations. Théoriquement, il devrait y avoir deux ensembles de solutions car ces équations sont du second ordre et non linéaires ; elles sont difficiles à résoudre directement [2,6], donc elles peuvent être résolues facilement en utilisant une linéarisation ou une approche itérative.

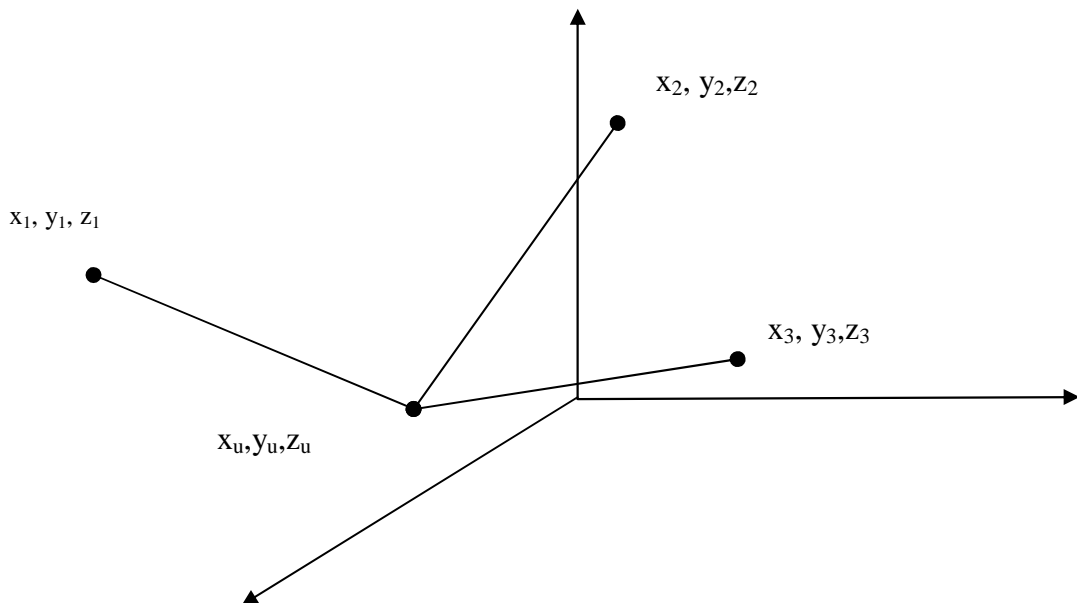


Figure 1.4. Utilisation des positions connues pour trouver la position inconnue.

L'horloge du récepteur aura généralement une erreur systématique. La génération de fréquence et de temps est basée sur une horloge embarquée d'une très grande précision. Cette dernière est typiquement décalée par rapport à l'heure du système. Cette mesure est déterminée par un processus de corrélation qui se présente comme une *pseudo distance*. Cette mesure est appelée *pseudo distance* car elle est déterminée par multiplication du signal se propageant à une vitesse c par la différence de temps entre deux horloges non synchronisées comme le montre la figure 1.5. La mesure contient :

- (1) la distance géométrique du satellite à l'utilisateur.
- (2) une compensation correspondant à la différence entre le temps système et l'horloge de l'utilisateur.

T_s temps de transmission par le satellite.

T_u temps de réception par l'utilisateur.

δt décalage de l'horloge satellite par rapport au temps système.

t_u décalage de l'horloge récepteur par rapport au temps système.

$T_s + \delta t$ lecture d'horloge satellite au moment où le signal du satellite est transmis.

$T_u + t_u$ lecture d'horloge du récepteur de l'utilisateur au moment où le signal atteint le récepteur.

c vitesse de lumière.

Les distance géométrique et pseudo distance sont respectivement données par :

$$r = c(T_u - T_s) = c\Delta T$$

$$\rho = c[(T_u + t_u) - (T_s + \delta t)]$$

$$= c(T_u - T_s) + c(t_u - \delta t)$$

$$= r + c(t_u - \delta t)$$
(1.4)

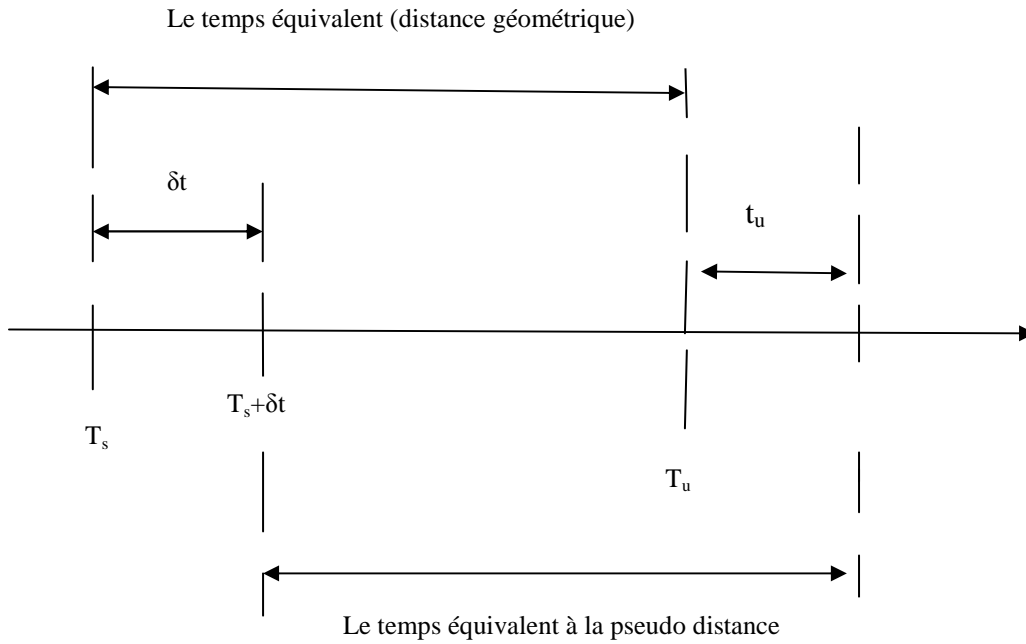


Figure 1.5. Relations entre les temps pour mesurer la distance.

1.3.2. Calcul de la pseudo distance

Le calculateur du récepteur est en mesure de résoudre le système d'équations (1.5, 1.6, 1.7 et 1.8) dont les quatre inconnues sont la position du récepteur (trois inconnues) et le décalage de son horloge par rapport au temps de système. Ce calcul est possible dès que l'on dispose des mesures relatives à quatre satellites ; un calcul en mode dégradé est possible avec trois satellites seulement si l'on connaît l'altitude ; lorsque plus de quatre satellites sont visibles (ce qui est très souvent le cas), le système d'équations à résoudre est surabondant : la précision du calcul est améliorée, et on peut estimer les erreurs sur la position et le temps [2].

$$\rho_1 = \sqrt{(x_1 - x_u)^2 + (y_1 - y_u)^2 + (z_1 - z_u)^2} + ct_u \quad (1.5)$$

$$\rho_2 = \sqrt{(x_2 - x_u)^2 + (y_2 - y_u)^2 + (z_2 - z_u)^2} + ct_u \quad (1.6)$$

$$\rho_3 = \sqrt{(x_3 - x_u)^2 + (y_3 - y_u)^2 + (z_3 - z_u)^2} + ct_u \quad (1.7)$$

$$\rho_4 = \sqrt{(x_4 - x_u)^2 + (y_4 - y_u)^2 + (z_4 - z_u)^2} + ct_u \quad (1.8)$$

où x_j , y_j et z_j présentent les $j^{\text{ième}}$ positions satellite en trois dimensions. Soit une pseudo distance représentée par :

$$\rho_j = \sqrt{(x_j - x_u)^2 + (y_j - y_u)^2 + (z_j - z_u)^2} + ct_u \quad (1.9)$$

La résolution de l'équation de navigation peut se faire par la méthode des moindres carrés et la méthode de Bancroft [2,6].

1.3.3. Mesure de la vitesse

Le système GNSS offre la possibilité de déterminer la vitesse de l'utilisateur en trois dimensions. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour déterminer cette vitesse. Dans certains récepteurs, la vitesse est estimée en formant une dérivée approximative de la position de l'utilisateur :

$$\dot{u} = \frac{du}{dt} = \frac{u(t_2) - u(t_1)}{t_2 - t_1} \quad (1.10)$$

Dans de nombreux récepteurs GPS modernes, les mesures de vitesse sont faites par le traitement des mesures de la phase de la porteuse et permettent une estimation précise de la fréquence Doppler des signaux satellites reçus. Le décalage Doppler est produit par le mouvement du satellite par rapport à l'utilisateur, Le vecteur v de la vitesse de satellite est calculé par utilisation des informations éphémérides et un modèle orbital dans le système récepteur [2,6].

1.3.4. Mesure du temps

La mesure du temps repose sur la mise en place d'un système, appelé oscillateur, fournissant des oscillations avec une très grande régularité. C'est par la mesure du nombre des battements de ce système oscillant que l'on mesure l'écoulement du temps [4,6].

La vitesse de rotation de la terre autour d'elle-même fournit une référence oscillante facilement accessible. C'est la raison pour laquelle elle a longtemps été utilisée comme standard de référence dans la mesure du temps. Ce mouvement de rotation de la terre autour d'elle-même n'est toutefois pas parfaitement régulier et connaît des variations de l'ordre du

millième de seconde par jour. La référence à la rotation terrestre était encore utilisée du temps des horloges pendulaires, car la précision de la mesure du temps sur un jour réalisée à partir des battements des pendules correspondait à peu près aux irrégularités de la variation de la vitesse de rotation terrestre. Avec l'apparition de sources oscillantes beaucoup plus stables, comme les vibrations d'un cristal de quartz, il est apparu que la rotation terrestre ne pouvait plus être utilisée comme standard. L'utilisation des horloges à quartz a permis de faire un bond gigantesque en multipliant par 1000 la précision de la mesure du temps. Ces horloges permettent de mesurer l'écoulement du temps avec une précision inférieure à un millionième de seconde de décalage par jour.

1.3.5 Horloges atomiques

Les systèmes de navigation par satellite utilisent des horloges mille fois plus précises que les horloges à quartz. Une telle précision est devenue possible avec les horloges dites *atomiques*. Ces horloges utilisent les propriétés de certains matériaux au niveau de leurs atomes, exploitant les oscillations de ces atomes entre différents niveaux d'énergie [4]. On utilise pour cela des éléments primaires, comme le césium, le rubidium ou encore l'hydrogène. De telles horloges atteignent des précisions de mesure du temps inférieures à un milliardième de seconde par jour. Le tableau 1.1 récapitule les erreurs de synchronisation des différents types d'horloges rapportées au temps qu'elles mettent à perdre une seconde. La stabilité des horloges est aussi généralement caractérisée par le ratio $\Delta f/f$ qui représente la variation de la fréquence d'oscillation en une journée rapportée à la fréquence de l'oscillateur.

<i>Type d'horloge</i>	Stabilité $\Delta f/f$ par jour	Durée avant de perdre 1 s (en années)
<i>Quartz</i>	10^{-9}	30
<i>Rubidium</i>	10^{-12}	30000
<i>Césium</i>	10^{-13}	300000

Tableau 1.1. Stabilité et erreurs de synchronisation des différents types d'oscillateurs.

1.3.6 Cartes et référentiels

Lorsque nous manipulons des positions géographiques d'une telle précision, nous utilisons en fait une référence, appelée *référentiel géodésique*. En effet, les systèmes géodésiques utilisés historiquement pour la cartographie diffèrent d'un pays à un autre [4].

La constitution de ces systèmes géodésiques locaux s'appuie sur un modèle de surface terrestre raccordé à la surface réelle en un ou plusieurs points de référence connus. Le modèle de surface terrestre utilisé est dit *ellipsoïde* et correspond à une sphère légèrement aplatie aux pôles afin de mieux représenter la véritable forme de la surface terrestre (voir figure 1.6).

Les coordonnées en longitude, latitude et altitude sont déterminées par rapport à cet ellipsoïde de référence.

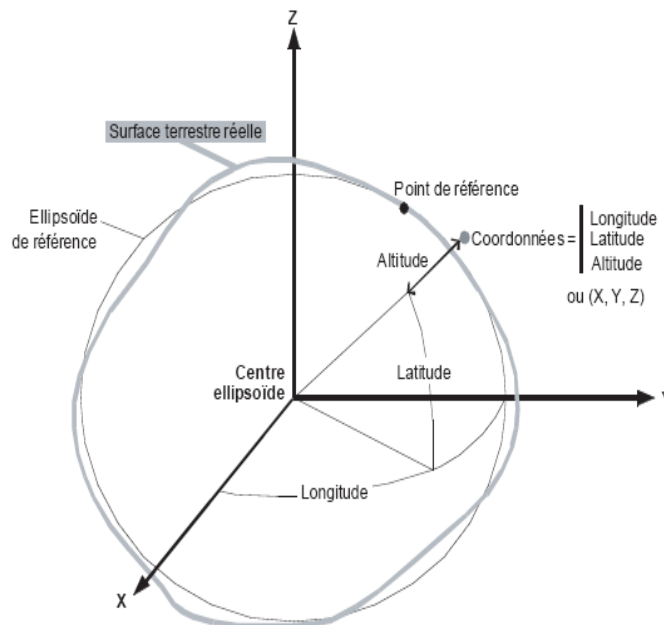


Figure 1.6 : Principe de constitution d'un référentiel géodésique local.

La mise en place du système GPS a imposé l'avènement d'un autre type de système géodésique, dit spatial, appelé système WGS-84. Toutes les coordonnées GPS prennent leur signification dans ce système géodésique.

Le système Galileo est pour sa part associé à un modèle géodésique spatial spécifique, appelé GTRF (Galileo Terrestrial Reference Frame), établi à partir des positions de référence des stations du réseau sol Galileo.

Afin d'unifier ces différents systèmes géodésiques, l'organisme IERS (International Earth Rotation and Reference Systems Service) établit et gère un système géodésique international, nommé ITRF (International Terrestrial Rotation Frame).

1.4. Systèmes de navigation satellitaires existants ou en développement

- Le système GPS est en 2008 le seul système de navigation satellitaire global entièrement opérationnel. Il est constitué de 24 satellites en orbite intermédiaire (MEO) en six plans orbitaux. Le nombre exact de satellites varie en fonction des remplacements de satellites en fin de vie. Le GPS est opérationnel depuis 1978 et disponible librement depuis 1994. C'est le système le plus largement utilisé [3,4,6].
- Le système GLONASS de l'ex union soviétique, aujourd'hui Russie, en russe *Global'naya Navigatsionnaya Sputnikovaya Sistema*, était également une constellation entièrement opérationnelle, mais avec l'écroulement de l'union soviétique, il n'est plus entretenu, provoquant des trous de couverture et une disponibilité partielle. La fédération russe s'est engagée à le restaurer avec une collaboration indienne dans ce projet (la figure 1.7 montre les bandes de fréquences allouées).
- L'Union européenne a signé avec l'agence spatiale européenne en mars 2002 l'accord sur le développement du système global Galileo. Le système est prévu opérationnel en 2012. Le premier satellite expérimental a été lancé le 28 décembre 2005. Un second satellite de validation a été lancé en 2008. Les signaux de navigation de Galileo seront compatibles avec ceux du futur GPS, permettant aux récepteurs de les combiner pour augmenter la précision ainsi que la véracité du point.

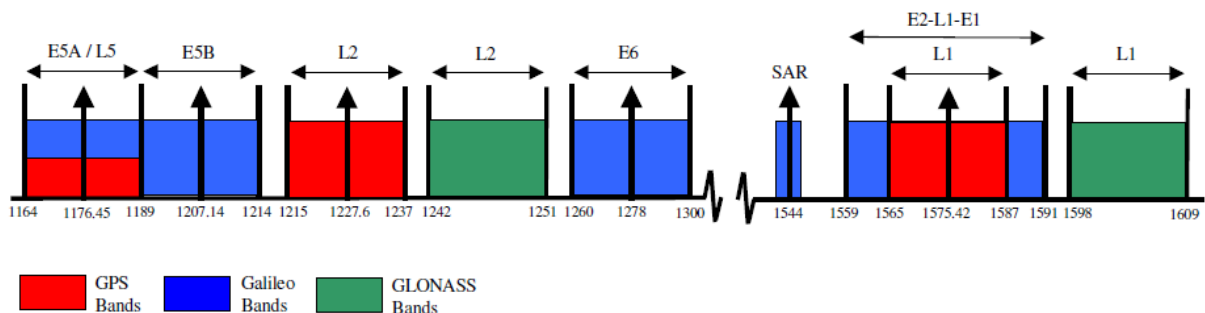


Figure 1.7. Bandes de fréquences allouées par les signaux GNSS

- La Chine a indiqué son intention d'étendre son système régional *BEIDOU* en système global. Ce programme est appelé *Compass* dans l'agence d'informations chinoises officielle "Xinhua News Agency". Le système *Compass* doit comporter 30 satellites en orbite MEO et 5 géostationnaires.
- Le système *IRNSS (Indian Regional Navigational Satellite System)* est un projet de système autonome de navigation régionale construit et contrôlé par le gouvernement indien. Il doit permettre une précision absolue de 20 mètres sur l'Inde et jusqu'à 1500 à 2000 km au voisinage. C'est un système entièrement sous contrôle indien. Le segment spatial, terrestre et les récepteurs étant développés par l'Inde. Le projet a été approuvé par le gouvernement indien en mai 2006, avec un objectif de développement en 6 à 7 ans.
- Le système *QZSS (Quasi-Zenith Satellite System)* est développé par le Japon. Il est constitué de trois satellites géostationnaires permettant le transfert de temps et une augmentation du GPS. Il couvrira le Japon et ses régions voisines.

1.5. Architectures GNSS

Le système GNSS possède différentes configurations possibles pour assurer la navigation. Les architectures les plus connues sont explicitées ci-après :

1.5.1. Différentiel GNSS (D-GNSS)

Il s'agit d'une version améliorée du GNSS. Ce système utilise des stations de référence fixes équipées de récepteurs GNSS. Comme la position exacte des stations de référence est connue, elle peut être comparée avec la position calculée par les satellites et la différence du résultat peut être ainsi corrigée [21]. Ce concept repose sur le fait que l'erreur dans le calcul de la position de la station de référence est également valable pour des positions se situant dans un vaste périmètre autour de cette station de référence. Les utilisateurs du service de navigation par satellite se situant dans ce périmètre peuvent donc se servir de cette erreur pour corriger la position donnée par leur système (voir figure 1.8). Cette information concernant la différence entre la position réelle et celle calculée doit être constamment mise à jour à cause du mouvement des satellites dans l'espace et des variations atmosphériques [3]. Pour transmettre cette information, plusieurs approches sont envisageables :

- Combiner les corrections de toutes les stations de référence afin de former une correction unique pour chaque satellite en vue.
- Faire un calcul de position à partir des corrections de chaque station de référence et calculer la moyenne de tous ces résultats.
- Incorporer les corrections de plusieurs stations de référence dans le calcul de la position de la cible.

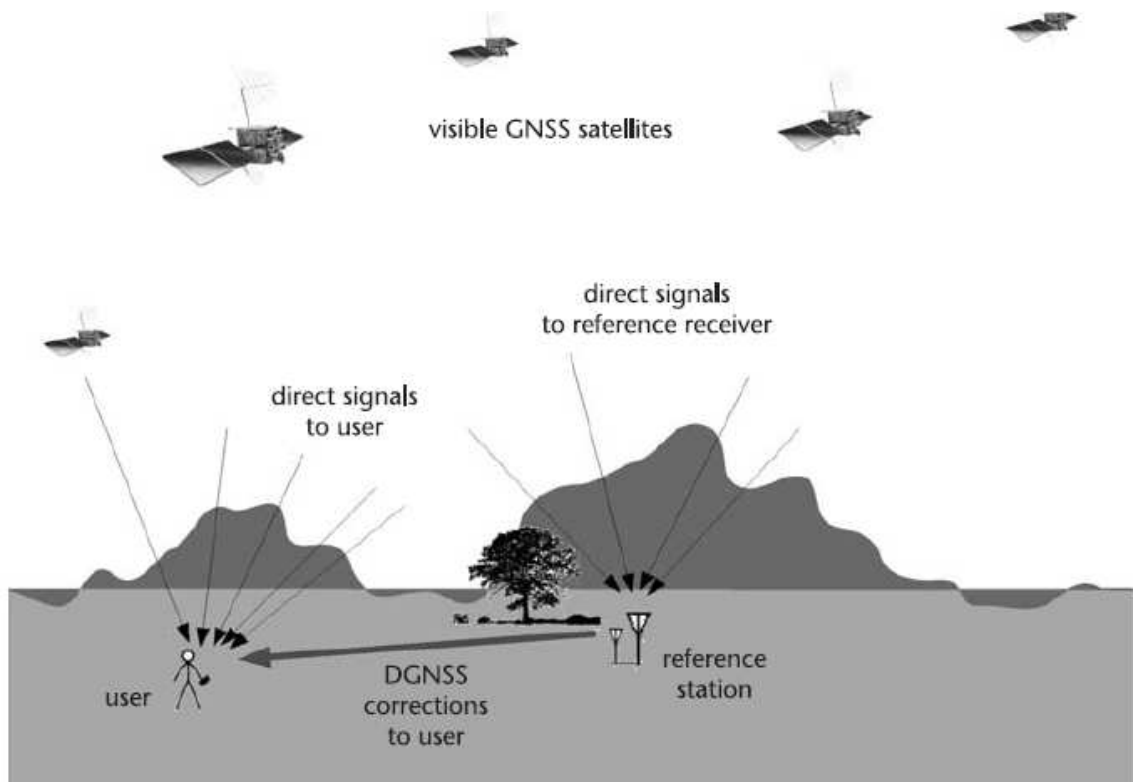


Figure 1.8. L'architecture du système Différentiel-GNSS

1.5.2. Assisted-GNSS

Cette technologie se sert des réseaux téléphoniques pour offrir la localisation par système de navigation aux utilisateurs mobiles. La principale raison qui a permis le développement de l'Assisted-GNSS (A-GNSS) est la diminution en taille et en coûts des récepteurs et donc la possibilité d'intégrer le système GNSS dans les téléphones mobiles [1]. Le principe de fonctionnement est de décharger le récepteur GNSS du téléphone mobile de certains calculs afin de permettre un démarrage plus rapide, une meilleure précision et une

consommation énergétique moindre. La figure 1.9 présente l'architecture du système Assisted-GNSS.

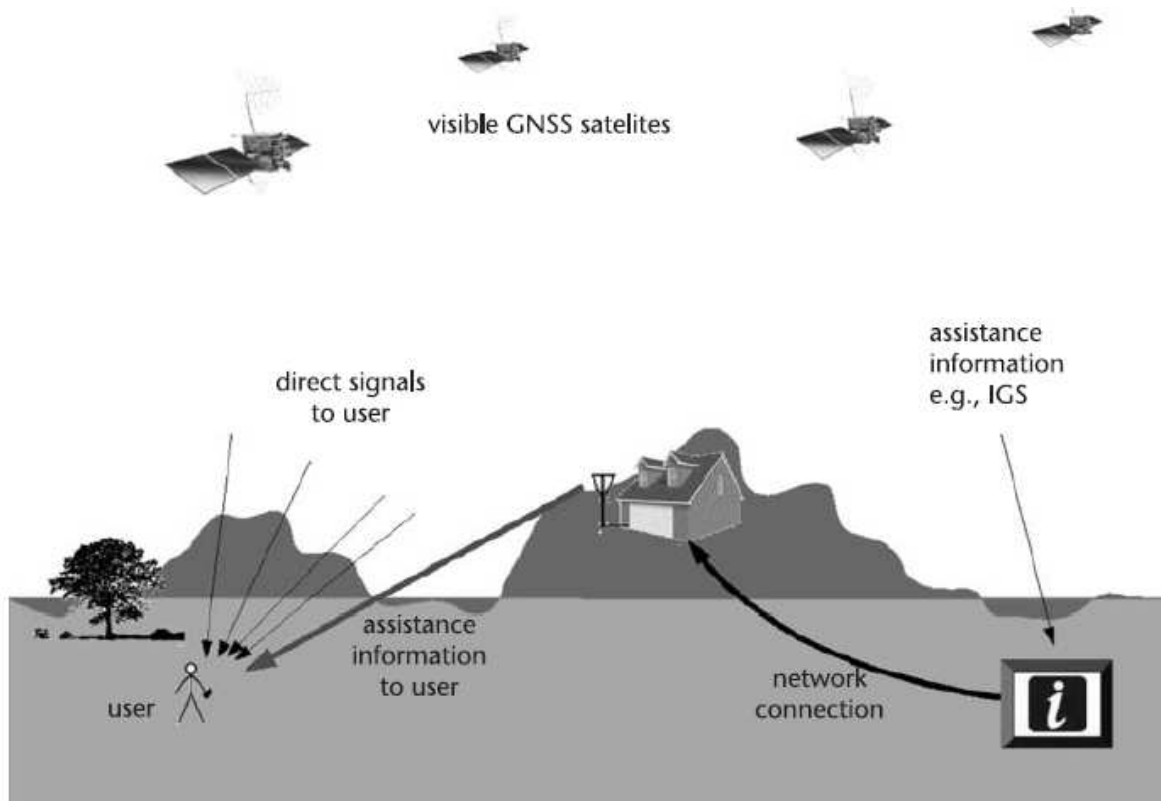


Figure 1.9. L'architecture du système Assisted-GNSS.

Ce dernier dépend d'un réseau GNSS de référence qui suit en temps réel la localisation des satellites et est connecté à un réseau téléphonique (par exemple UMTS, GSM). Lorsqu'un terminal mobile envoie une requête au réseau GNSS, il reçoit des données d'assistance (d'où le nom de cette technologie) à travers le réseau téléphonique qui lui permet, entre-autres, de connaître quel signal de navigation il doit suivre pour connaître sa position. Le téléphone mobile peut alors fournir des services de localisation de manière autonome [3]. En cas de perte de signal, il lui suffit de renvoyer une requête au réseau. De plus, des informations de correction D-GNSS peuvent être ajoutées aux données d'assistance pour permettre une précision encore plus accrue.

L'A-GNSS se démarque donc du GNSS standard sous différents points :

- Le délai pour établir la première connexion avec le satellite (Time To First Fix) est de quelques secondes pour l'A-GNSS alors qu'elle peut durer plus d'une minute pour le système de navigation standard.
- Une localisation plus précise.
- Plus besoin de récepteur GNSS externe.
- Fonctionne en intérieure car il suffit que le téléphone mobile reste connecté au réseau de son opérateur pour que les services de localisation soient opérationnels.

1.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différentes étapes pour obtenir une position d'utilisateur quelconque par le système de navigation par satellite. Tout d'abord le nombre minimal de satellites nécessaires est explicité. Sont ensuite présentées les équations fondamentales nécessaires pour le calcul de la position et de la vitesse.

Pour assurer son indépendance dans ce domaine stratégique plusieurs pays lancent leurs propres constellations des satellites de navigation, utilisant les dernières techniques avancés de traitement de signal.

Les architectes D-GNSS et A-GNSS s'utilisent en complément des systèmes de base. Elles s'appuient sur un réseau de stations sol de référence pour calculer et délivrer des signaux et des données complémentaires à leurs usagers, apportant une amélioration des performances et une garantie de service.

Chapitre II

Les Caractéristiques des Signaux

Chapitre 2

Les Caractéristiques des Signaux

2.1. Introduction

Les systèmes de navigation par satellites sont les systèmes qui présentent de nos jours plus de croissance. Parmi les applications des systèmes satellitaires, le système GPS "Globe Navigation Systems" de NAVSTAR est la seule constellation qui a un statut opérationnel complet et ses satellites couvrent 99% de monde [3,4].

Le système de navigation par satellite GPS est basé sur la technique DS-SS où les signaux transmis par les différents satellites sont identifiés par différents codes pseudo aléatoires PRN. Ces séquences sont utilisées pour étaler les données de navigation à transmettre. Le récepteur exploite donc les propriétés de corrélation des codes d'étalement pour mesurer le temps de propagation de l'onde porteuse.

Ce chapitre donne un aperçu sur les caractéristiques du signal et des données à transmettre par les satellites et qui seront reçus par l'antenne du récepteur. Les techniques d'étalement, de modulation, de multiplexage, et les caractéristiques des codes d'étalement tels que les propriétés de corrélation, génération des séquences et le spectre de puissance sont également présentés.

2.2. Structure de signal GPS

2.2.1. Fréquences de transmission

Les signaux GPS sont transmis sur deux fréquences différentes : L1 (1575.42 MHz) et L2 (1227.6 MHz). Le signal GPS est composé des trois parties suivantes [2, 5, 6] :

- Porteuses : deux fréquences porteuses L1 et L2.
- Messages de navigation : contiennent les informations concernant les orbites des satellites. Ces données sont calculées dans les centres de contrôle au sol et transmises quotidiennement aux satellites.
- Codes d'étalements : chaque satellite GPS possède deux codes d'étalements. Les plus connus et utilisables sont : code C/A avec 1023 chips et code P(Y) avec ($\approx 2.35 \cdot 10^4$ chips).

Le code $C/A \oplus \text{data}$ et le code $P(Y) \oplus \text{data}$ (tableau 2.1) sont des signaux fournis aux deux modulateurs et ont les fréquences L1 et L2. La porteuse est modulée par les signaux précédents à l'aide de la méthode "Binary Phase Shift Keying (BPSK)". Notez que les deux signaux sont modulés en phase et en quadrature. Figure 2.1.

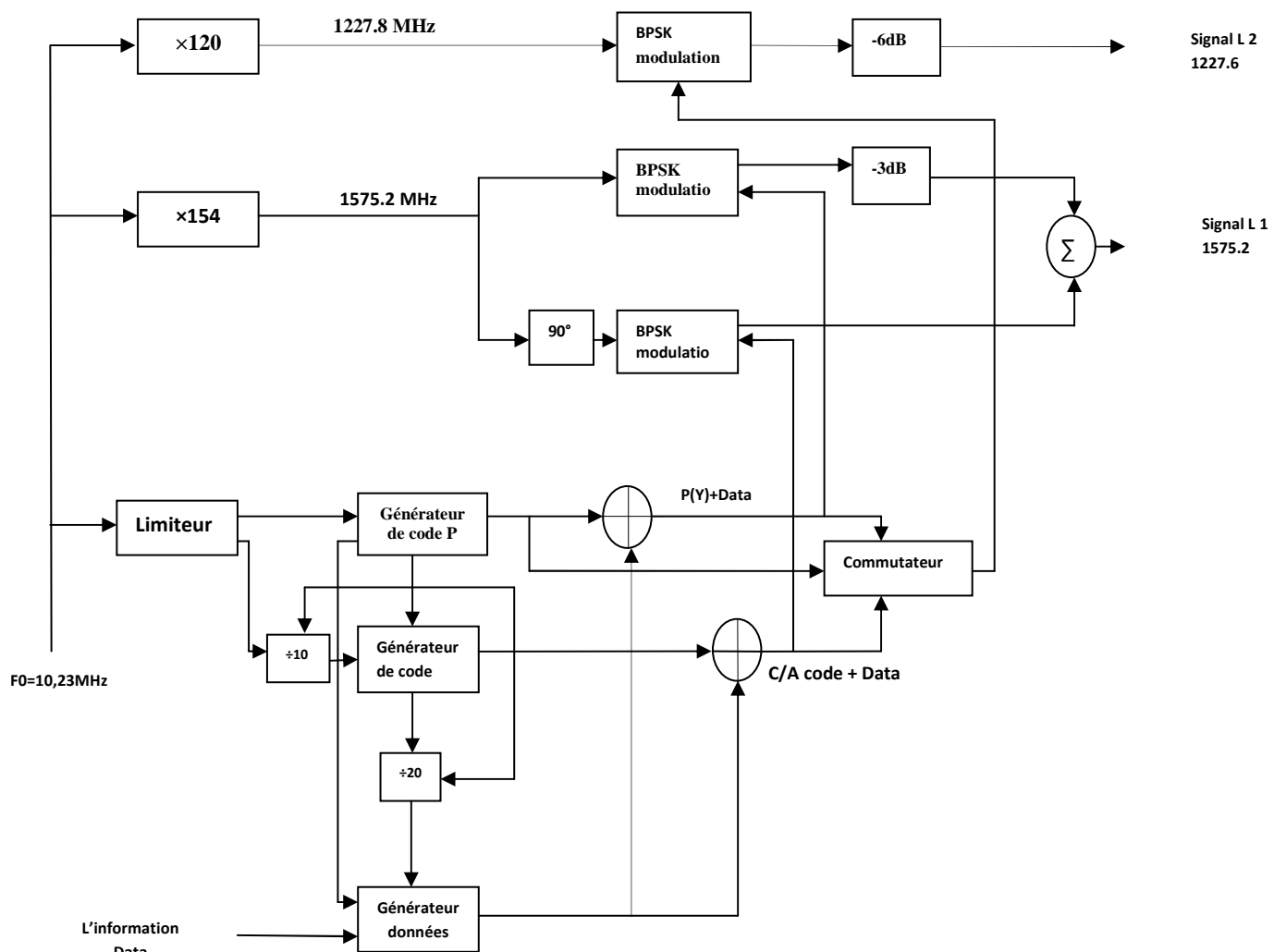


Figure. 2.1. La structure de générateur des signaux GPS.

Le signal transmis par un satellite k peut être décrit comme suit :

$$\begin{aligned}
 x^k(t) = & \sqrt{2P_C} (C^k(t) \oplus D^k(t)) \cos(2\pi f_{L1}t) \\
 & + \sqrt{2P_{PL1}} (P^k(t) \oplus D^k(t)) \sin(2\pi f_{L1}t) \\
 & + \sqrt{2P_{PL2}} (P^k(t) \oplus D^k(t)) \sin(2\pi f_{L2}t)
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

entrée	entrée	sortie
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tableau 2.1. Addition modulo-2

Les P_C , P_{PL1} , et P_{PL2} sont les puissances des signaux pour les code C/A et P, C_k est la séquence de code C/A attribuée au nombre k de satellites, P_k est la séquence de code P(Y) attribuée au satellite k, D_k est la séquence de navigation, f_{L1} et f_{L2} sont les fréquences porteuses de L1 et L2.

2.2.2. Codes d'étalements

Le GPS repose sur un système d'étalement de spectre, qui consiste à transmettre un signal d'information avec un spectre beaucoup plus large que nécessaire (figure 2.2). Cela peut être accompli en multipliant le signal d'information par une séquence spécifique, dite code d'étalement. Le signal obtenu possède une longueur plusieurs fois supérieure à celle du signal original. Cette technique s'appelle étalement de spectre par séquence directe (DS-SS) [2,5]. Le GPS utilise deux types de code avec des longueurs différentes :

- 1. Le code C/A (Coarse /Acquisition-code) :** disponible sur la porteuse L1 pour les applications civiles (donc accessible à tous) : C'est une série pseudo aléatoire de ± 1 défini de façon déterministe par une fonction mathématique de période 1ms à une fréquence de $f_0/10 = 1,023$ MHz. Un code spécifique est attribué à chaque satellite. La courte période de ce signal (1ms) permet au récepteur une acquisition et donc une identification rapide des satellites.

2. **Le code P(Y)** : disponible sur les deux porteuses L1 et L2 pour les applications militaires. Le code P(Y) (**P**recision **Y**) est une série pseudo aléatoire de fréquence $f_0 = 10,23\text{MHz}$. Le code P(Y) est généralement rendu inaccessible aux civils par l'activation d'une fonction dite A.S. (Anti-Spoofing) qui encode le code P(Y). Ce code n'est accessible qu'aux utilisateurs possédant des clés de décryptage comme l'armée américaine et certains de ses alliés. Ses caractéristiques sont inconnues et il est donc impossible de le reproduire. Les différents satellites émettent tous sur les mêmes fréquences (L1 et L2), mais un code individuel leur est assigné.

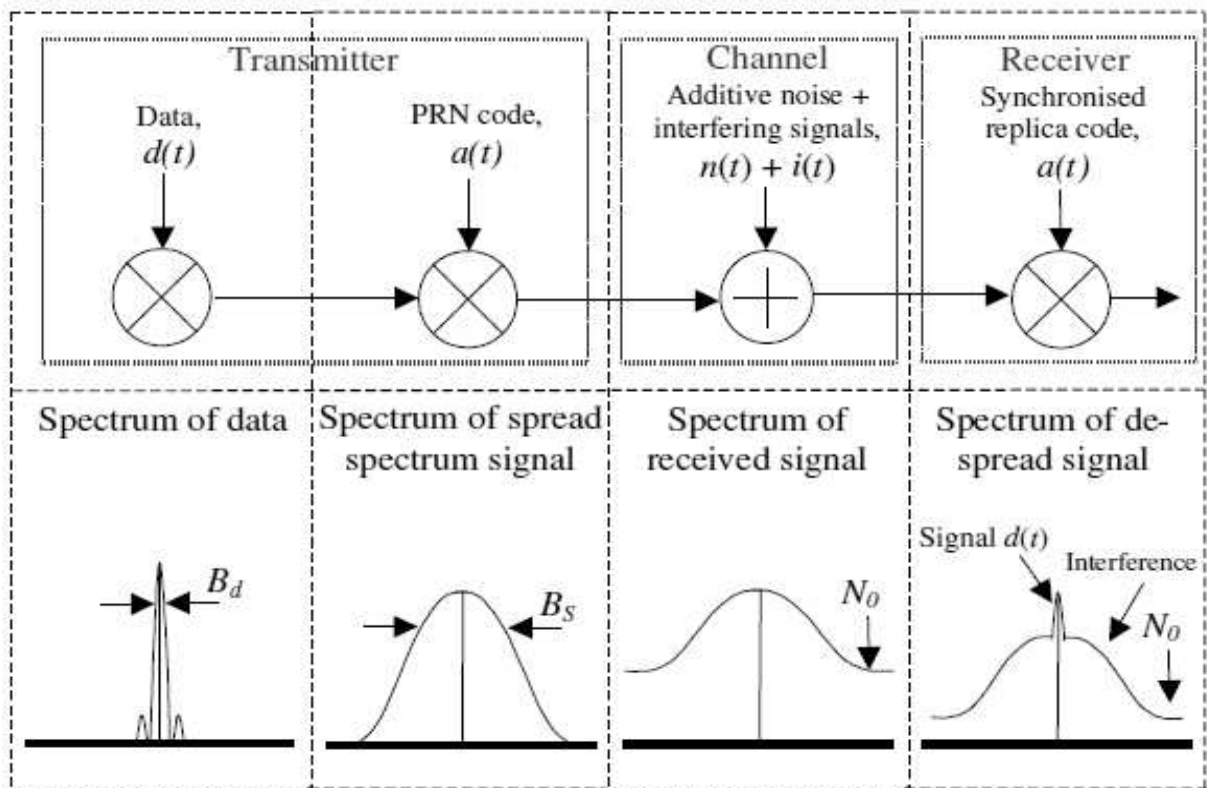


Figure 2.2. Système d'étalement de spectre par la technique DS-SS

2.2.3. Code C/A

Pour notre travail nous nous limitons aux séquences d'étalement du type C/A et la fréquence porteuse L1 seulement. Dans le cas du signal GPS C/A, le code se présente sous la forme de séquences de -1 et 1, avec 1 million de valeurs par seconde. Une séquence de code 1.023 chips "à accès libre" dure environ 1 ms. On cherche donc à transmettre un bit de message de navigation (50bit/s) en même temps que 20 séquences complètes de code, soit en

même temps que 20 000 chips de code. Le récepteur peut aisément déterminer sur toutes les 20 séquences de code quel bit de message a été superposé (figure 2.3).

2.2.4. Modulation numérique

En transportant habituellement les données numériques par modulation de porteuse. Cette modulation peut se faire en fréquence (FSK), en amplitude seulement (ASK), en phase seulement (PSK) ou en phase et amplitude (QAM). Pour les systèmes de navigation par satellite on utilise deux types de modulation :

2.2.4.1. Modulation PSK "Phase-Shift Keying"

La modulation de phase sert à désigner une famille de formes de modulations numériques qui ont toutes pour principe de véhiculer de l'information binaire via la phase d'un signal porteuse. La forme BPSK est souvent utilisée pour la modulation de porteuse par le système GPS et quelques services de GALILEO. BPSK est la forme la plus simple du PSK ; elle utilise deux phases qui sont scindées de 180°; on l'appelle aussi 2-PSK. Cette modulation est la plus robuste de l'ensemble des PSK (figure 2.3).

2.2.4.2. Modulation BOC "Binary Offset Carrier"

Ce type de modulation est utilisé par les nouveaux signaux de GPS, par les signaux GALILEO et aussi par les signaux COMPASS. C'est une modulation carrée sous porteuse où un signal est multiplié par un rectangle sous-porteuse de la fréquence f_{sc} égale ou supérieure à celle du débit des chips (CDMA). Suite à cette multiplication de sous porteuse, le spectre du signal est divisé en deux parties. Il est à noter que la modulation BOC est également connue comme une modulation à spectre divisé [6].

L'idée principale derrière modulation BOC est de réduire l'interférence avec le signal modulé BPSK. Les Signaux BPSK modulés (comme les codes C/A GPS) ont le plus de leur énergie spectrale concentrée autour de la fréquence porteuse, tandis que les signaux à modulation BOC (nouveau signaux GPS et signaux GALILEO) ont un peu d'énergie autour de la fréquence porteuse et deux lobes principaux spectraux plus loin de la porteuse (spectre partagé).

La forme d'onde BOC est généralement désignée par BOC(m,n) ou BOC(f_{sc}, f_c), où f_{sc} est la fréquence de la sous porteuse et f_c est la fréquence de chips, $m = f_{sc} / f_{ref}$, $n = f_c / f_{ref}$, et $f_{ref} = 1.023$ Mchips est la fréquence C / A du signal GPS [7.4].

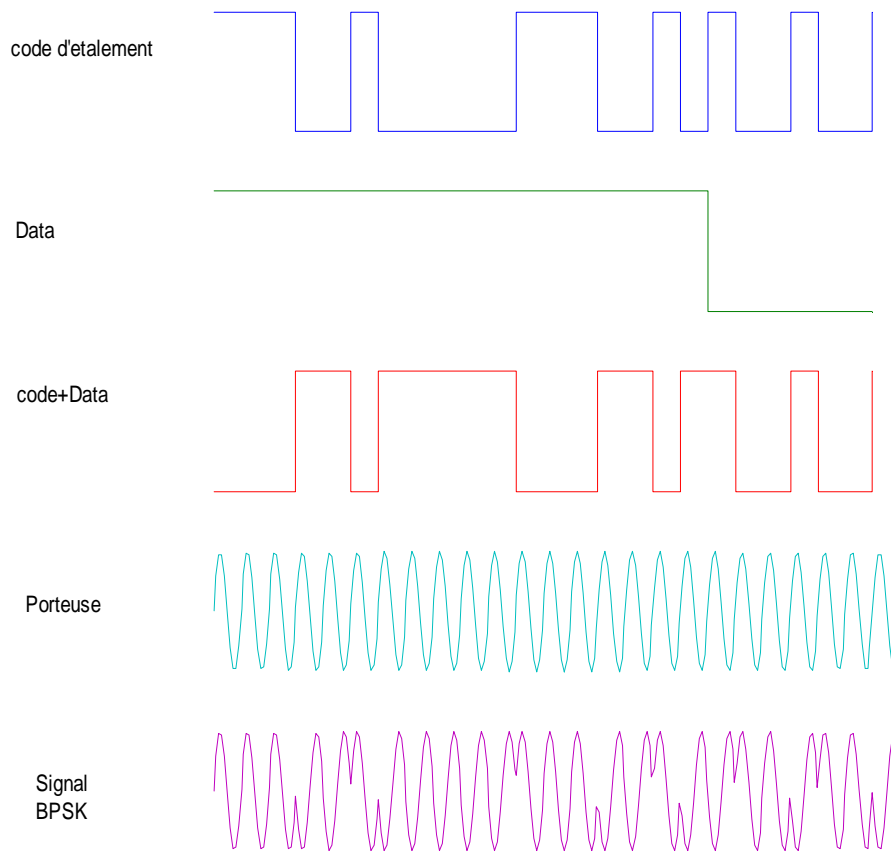


Figure. 2.3. Modulation BPSK avec le code C/A

2.3. Génération et caractéristiques des code PRN

Les codes pseudo aléatoires (PRN) transmis par les satellites GPS sont des séquences déterministes qui ont la propriété similaire à celle d'un bruit. Ces codes générés à partir des registres à décalage linéaire avec un retour (figure.2.4). Les deux registres produisent deux polynômes générateurs :

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

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

La valeur de l'initialisation des registres G_1 et G_2 est : 1111111111

La sortie du deuxième registre G_2 provient d'un jeu de deux étages de ce registre qui additionnés avec la sortie du premier registre G_1 produit l'un des trente-six codes possibles. C'est le choix de la combinaison des deux étages de sortie du registre G_2 qui produit l'ensemble de la famille des codes C/A possibles (tableau 2.2). La fréquence d'horloge 1,023 MHz est dérivée de la fréquence d'horloge du code P et l'on fait en sorte que le premier élément du code C/A soit synchrone au premier élément du code P. La période des codes C/A est de 1ms [2, 5, 6].

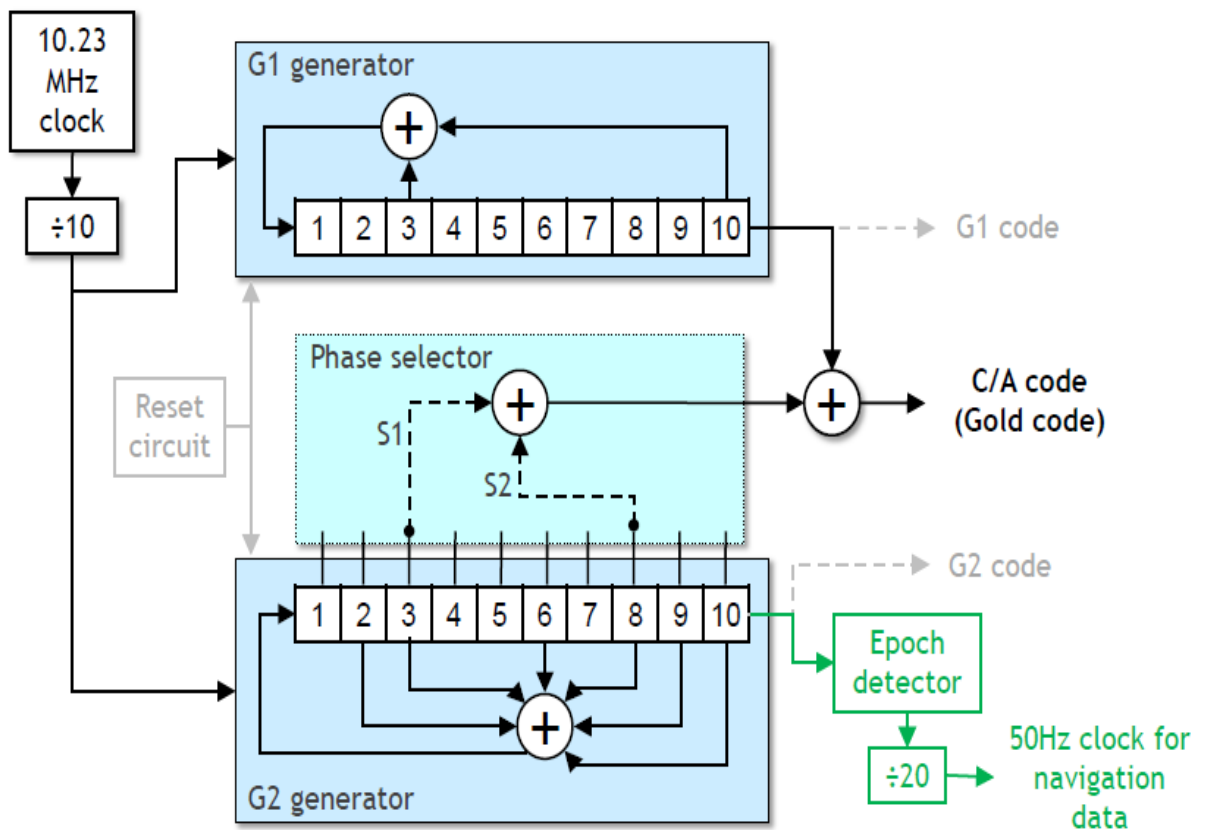


Figure.2.4. Générateur des codes d'étalements C/A code

Satellite NBR	GPS PRN	Code retard selection G2	retard Code C/A (chips)	retard code P (chips)	First 10chips (octal)	First 12 p Chips(octal)
1	1	2⊕6	5	1	1440	4444
2	2	3⊕7	6	2	1620	4000
3	3	4⊕8	7	3	1744	4222
4	4	5⊕9	8	4	1133	4377
5	5	1⊕9	17	5	1454	4255
6	6	2⊕10	18	6	1131	4344
7	7	1⊕8	139	7	1454	4340
8	8	2⊕9	140	8	1626	4342
9	9	3⊕10	141	9	1504	4343
10	10	2⊕3	251	10	1642	4343
11	11	3 ⊕ 4	252	11	1642	1642
12	12	5 ⊕ 6	254	12	1750	4343
13	13	6 ⊕ 7	255	13	1764	4343
14	14	7 ⊕ 8	256	14	1772	4343
15	15	8 ⊕ 9	257	15	1775	4343
16	16	9 ⊕ 10	258	16	1776	4343
17	17	1 ⊕ 4	469	17	1156	4343
18	18	2 ⊕ 5	470	18	1467	4343
19	19	3 ⊕ 6	471	19	1633	4343
20	20	4 ⊕ 7	472	20	1715	4343
21	21	5 ⊕ 8	473	21	1746	4343
22	22	6 ⊕ 9	474	22	1763	4343
23	23	1 ⊕ 3	509	23	1063	4343
24	24	4 ⊕ 6	512	24	1706	4343
25	25	5 ⊕ 7	513	25	1743	4343
26	26	6 ⊕ 8	514	26	1761	4343
27	27	7 ⊕ 9	515	27	1770	4343
28	28	8 ⊕ 10	516	28	1774	4343
29	29	1 ⊕ 6	859	29	1127	4343
30	30	2 ⊕ 7	860	30	1453	4343
31	31	3 ⊕ 8	861	31	1625	4343
32	32	4 ⊕ 9	862	32	1712	4343

Tableau.2.2. Retard programmé pour les codes C/A et P(y).

Les caractéristiques d'auto corrélation des codes PRN de GPS sont fondamentales au procédé de démodulation du signal. Les densités spectrales de puissance des codes PRN déterminent les largeurs de bande de canal exigées pour transmettre et recevoir les signaux à spectres étalés. Les fonctions d'auto corrélation et le spectre de puissance sont analysés pour les signaux binaires suivants : une impulsion rectangulaire, un code binaire aléatoire, et la séquence de la longueur maximale PN.

2.3.1. Impulsion rectangulaire

L'impulsion rectangulaire est placée symétriquement autour de l'origine des axes des temps. L'équation pour l'impulsion rectangulaire représentée sur la figure 2.5 est donnée par :

$$\begin{aligned} f_1(t) &= A \quad |t| \leq \frac{T}{2} \\ f_1(t) &= 0 \quad \text{ailleurs} \end{aligned} \quad (2.1)$$

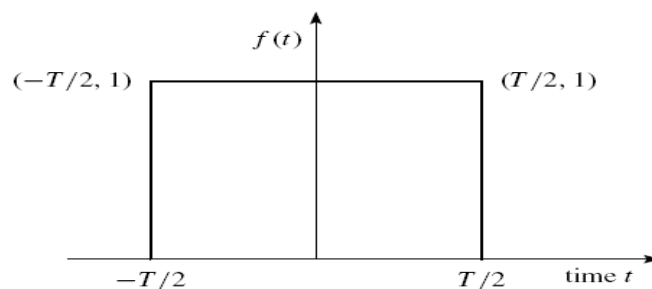


Figure.2.5. Impulsion rectangulaire.

La transformée de Fourier de cette fonction est :

$$F(\omega) = AT \left(\frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} \right) \quad (2.3)$$

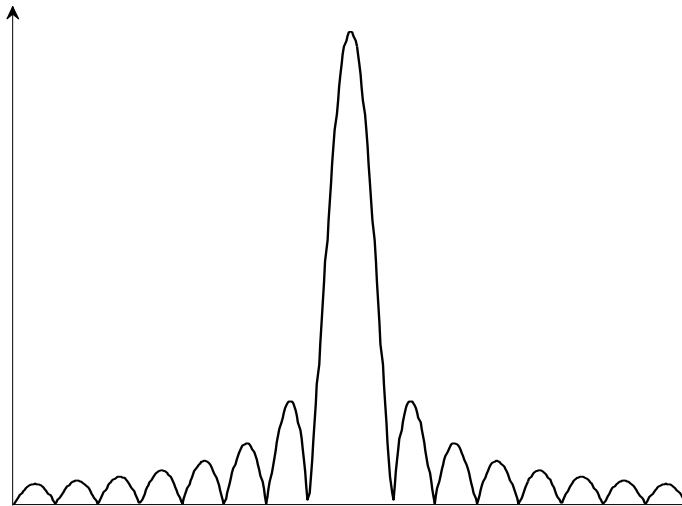


Figure. 2.6. Spectre de l'impulsion rectangulaire

Pour l'impulsion rectangulaire, la fonction d'auto corrélation est une forme d'onde triangulaire comme montre sur la figure 2.7. Son amplitude de corrélation diminue linéairement pendant que le τ est décalé vers la gauche ou à la droite de zéro jusqu'à ce que l'amplitude de corrélation devienne zéro quand le τ est décalé à la droite de la fonction originale de l'impulsion rectangulaire [6].

$$r_x(\tau) = A^2 T \left(1 - \frac{|\tau|}{T} \right) \quad \text{pour } |\tau| \leq T \quad (2.4)$$

$$r_x(\tau) = 0 \quad \text{ailleurs}$$

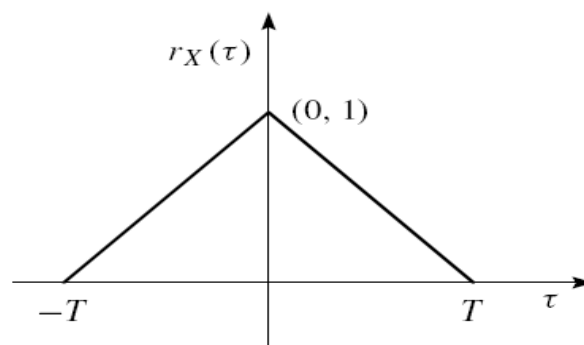


Figure. 2.7. Fonction de corrélation de l'impulsion rectangulaire.

Puisque le spectre de puissance est une fonction réelle, il peut être déterminé à partir de la transformée de Fourier de la fonction d'auto corrélation $r_1(\tau)$:

$$S_1(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} r_1(\tau) \cos \omega \tau d\tau \quad (2.5)$$

Pour l'impulsion rectangulaire, le spectre de puissance est déterminé par l'équation précédente et on trouve :

$$S_1(\omega) = \int_{-T}^T A^2 (T - |\tau|) \cos \omega \tau d\tau \quad (2.6)$$

Le spectre de puissance, déterminé à partir de (2.6) est :

$$S_1(\omega) = A^2 T^2 \left(\frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} \right)^2 \equiv A^2 T^2 \operatorname{sinc}^2 \frac{\omega T}{2} \quad (2.7)$$

Le spectre de puissance peut être déterminé à partir de l'équation (2.3) par l'utilisation de transforme de Fourier :

$$S_1(\omega) = |F_1(\omega)|^2 \quad (2.8)$$

Puisque plusieurs fonctions de temps n'ont pas de transformée de Fourier, donc il est d'usage d'obtenir le spectre de puissance à partir de la fonction d'auto corrélation puisque ceci est possible pour chaque fonction du temps. Par exemple, il n'y a aucune transformée de Fourier pour le code binaire aléatoire, mais la fonction d'auto corrélation peut être déterminée.

2.3.2. Code binaire aléatoire

En fait, l'auto corrélation d'un code binaire aléatoire est similaire à l'auto corrélation de l'impulsion rectangulaire du l'équation (2.2). Si $r(t)$ est un code binaire aléatoire avec une amplitude de $\pm A$ et une période T_c , (figure 2.8), sa fonction d'auto corrélation représentée sur la figure 2.9 est définie dans l'équation suivante :

$$R(\tau) = A^2 \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c}\right) \quad \text{pour } |\tau| \leq T_c$$

$$R(\tau) = 0 \quad \text{ailleurs}$$
(2.9)

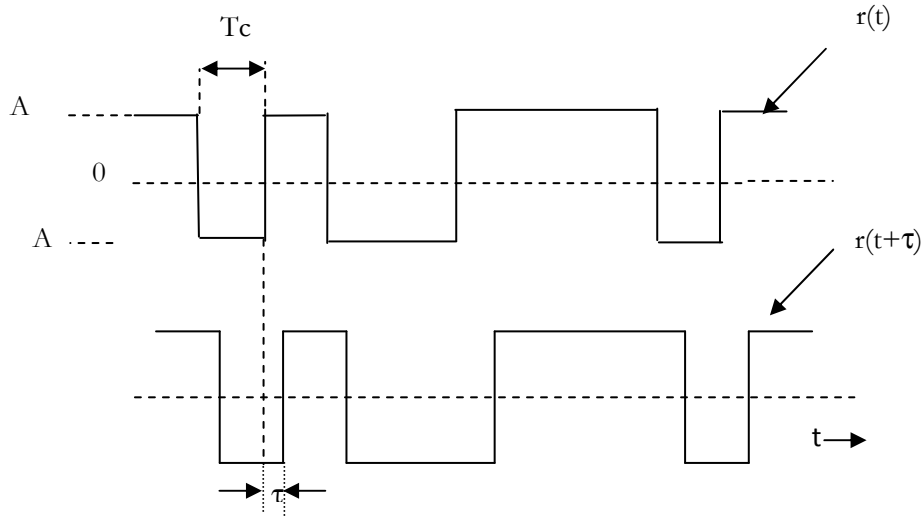


Figure. 2.8. Décalage entre deux codes binaire aléatoire

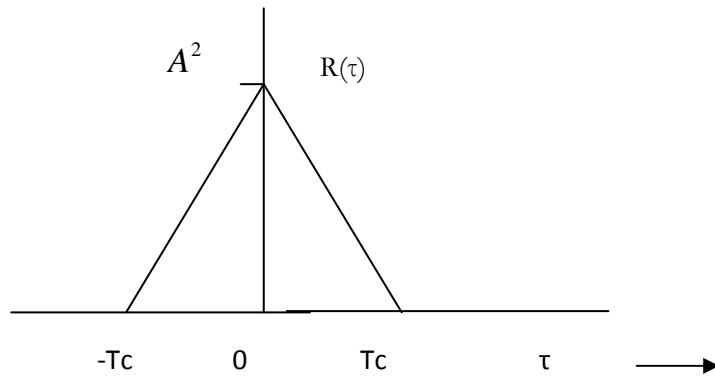


Figure. 2.9. Fonction d'auto corrélation du code binaire aléatoire

Le spectre de puissance de ce signal peut être obtenu à partir de la transformée de Fourier de sa fonction d'auto corrélation. Par conséquent, le spectre de puissance d'un code binaire aléatoire est :

$$S(\omega) = A^2 T_c \left(\frac{\sin \frac{\omega T_c}{2}}{\frac{\omega T_c}{2}} \right)^2 \equiv A^2 T_c \operatorname{sinc}^2 \frac{\omega T_c}{2} \quad (2.10)$$

Notons que la fonction d'auto corrélation et le spectre de puissance du code binaire aléatoire diffèrent de ceux de l'impulsion rectangulaire. Ce qui est important pour l'impulsion rectangulaire est qu'elle se corrèle avec elle-même dans un seul endroit. Le code binaire aléatoire se corrèle également avec lui-même dans un seul endroit, par contre il est non corrélé avec le code binaire aléatoire [6].

2.3.3. Séquence de longueur maximale PN

Les satellites GPS emploient des codes qui ont des propriétés des fonctions d'auto corrélations et des spectres de puissance très semblables à celles du code binaire aléatoire. Cependant les codes GPS sont périodiques, prévisibles et reproductibles. La formule de la fonction d'auto corrélation pour une séquence PN(t) dont l'amplitude est $\pm A$, la période de "chipping" est T_c et dont la période est NT_c s'écrit :

$$R_{PN}(\tau) = \frac{1}{NT_c} \int_0^{NT_c} PN(t)PN(t+\tau)dt \quad (2.11)$$

La fonction d'auto corrélation de PN(t) en dehors de l'intervalle de corrélation est $-A^2/N$. Rappelons que la corrélation pour l'impulsion rectangulaire était 0 (non-corrélée) dans cet intervalle ainsi que pour la séquence binaire aléatoire. La fonction d'auto corrélation pour une séquence PN de longueur maximale est une série infinie des fonctions triangulaires de période NT_c (secondes) (figure 2.10.).

Quand le décalage τ est plus grand que $\pm T_c$ ou multiples de $\pm T_c$ ($N \neq 1$), on exprime l'équation de la fonction d'autocorrection périodique en terme mathématique par l'utilisation de la fonction d'impulsion unité décalée dans le temps par des incréments discrets (m) de la période NT_c de séquence PN : $\delta(\tau + mNT_c)$. Cette dernière notation représente une impulsion unité avec décalage discret de $m NT_c$ sec [6,2].

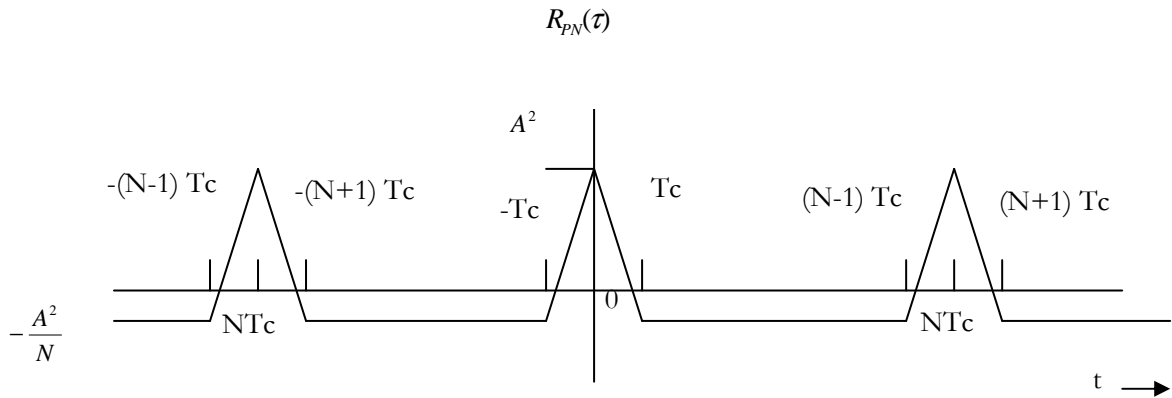


Figure 2.10. Fonction d'auto corrélation de code PN(t)

Par l'utilisation de cette notation, la fonction d'auto corrélation peut être exprimée comme la somme d'un terme continue (constant) et de séries infinies de fonctions triangulaires $R(\tau)$ définie par l'équation 2.12. La série infinie de fonctions triangulaires est obtenue par la convolution de $R(\tau)$ avec une série infinie des fonctions "décalées" d'impulsions unités comme suit :

$$R_{PN}(\tau) = \frac{-A^2}{N} + \frac{N+1}{N} R(\tau) * \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(\tau + mNT_c) \quad (2.12)$$

Le spectre de puissance des séquences périodiques PN est dérivé de la transformée de Fourier de l'équation (2.9).

L'impulsion unité de Dirac est également utilisée pour exprimer l'équation du spectre comme suit :

$$S_{PN}(\omega) = \frac{A^2}{N^2} \left(\delta(\omega) + \sum_{m=\infty \neq 0}^{\infty} (N+1) \text{sinc}^2\left(\frac{m\pi}{N}\right) \delta\left(\omega + \frac{m2\pi}{NT_c}\right) \right) \quad (2.13)$$

Les codes PRN du GPS ont des corrélations périodiques triangulaires et des formes de spectre qui ressemblent étroitement aux caractéristiques de la séquence maximum du registre à décalage de longueur PN mais avec des différences subtiles. Par exemple, pour le code C/A avec un registre à décalage de 10 bits, il y a seulement 30 séquences de longueur maximale utilisables ; et parmi ces séquences les codes sont presque non corrélés entre eux [6].

2.3.4. Fonction d'auto corrélation du code C/A

Cette fonction est exprimée par la relation suivante :

$$R_c(\tau) = \frac{1}{1,023T_{CA}} \int_{t=0}^{t=1023} C_i(t)C_i(t + \tau)dt \quad (2.14)$$

$C_i(t)$ = Séquence de code GOLD de code C/A en fonction du temps t pour le satellite i.

T_{CA} = Période de chipping du code C/A (977.5nsec).

τ = décalage de temps dans la fonction d'auto corrélation.

La fonction d'auto corrélation du code C/A est une série de corrélations triangulaires avec une période 1.023 (chip) de code C/A, ou 1msec, figure.2.11.

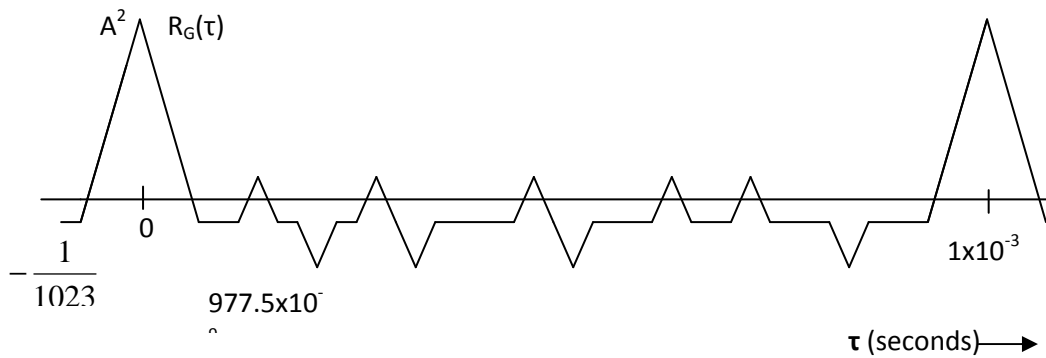


Figure. 2.11. Fonction d'auto corrélation de C/A.

La fonction d'auto corrélation de code C/A du GPS a la même période et la même forme dans l'intervalle de corrélation que les séquences PN de la longueur maximale.

La densité spectrale de puissance de code C/A est présentée par l'équation suivante :

$$S(\omega) = A^2 T_c \left(\frac{\sin \frac{\omega T_c}{2}}{\frac{\omega T_c}{2}} \right)^2 \equiv A^2 T_c \operatorname{sinc}^2 \frac{\omega T_c}{2} \quad (2.15)$$

2.3.5. Inter corrélation et auto corrélation entre les codes

Une des propriétés les plus importantes des codes C/A est le résultat de leur corrélation : fort pic d'auto corrélation (pour un déphasage nul), et un faible pic de corrélation croisée entre deux codes différents. Aussi, ils peuvent donner une forte dynamique pour l'acquisition du signal.

Si les codes sont orthogonaux, les fonctions d'inter-corrélations seront égales à zéro (figure 2.12). Cependant, les codes GOLD ne sont pas orthogonaux, ce qui implique que les inter-corrélations ne sont pas nulles, mais ont de petites valeurs [5, 2].

$$r_{ik} = \sum_{l=0}^{1022} c^i(l)c^k(l+m) \approx 0 \quad (2.16)$$

La corrélation circulaire croisée (inter-corrélation) pour les codes C/A prend trois valeurs différentes

$$\left\{ \begin{array}{l} -\frac{2^{\frac{(n+2)}{2}} + 1}{p} \\ -\frac{1}{p} \\ \frac{2^{\frac{(n+2)}{2}} - 1}{p} \end{array} \right. \quad p = 2^n - 1 \quad (2.17)$$

Donc pour $n=10$, l'inter-corrélation prend les valeurs suivantes (-63/1023 (occurrence 12.5%), -1/1023(occurrence 75%), 63/1023(occurrence 12.5%)).

$$r_{kk} = \sum_{l=0}^{1022} c^k(l)c^k(l+m) \approx 0 \quad \text{pour } |m| \geq 1 \quad (2.18)$$

Pour l'auto corrélation, le maximum du pic est 1023, ce qui correspond à la longueur maximale de la séquence d'étalement $p=2^n-1=1023$. Les autres valeurs sont 63, -1, et -65, donc le code ne corrèle qu'avec lui-même, figure2.13.

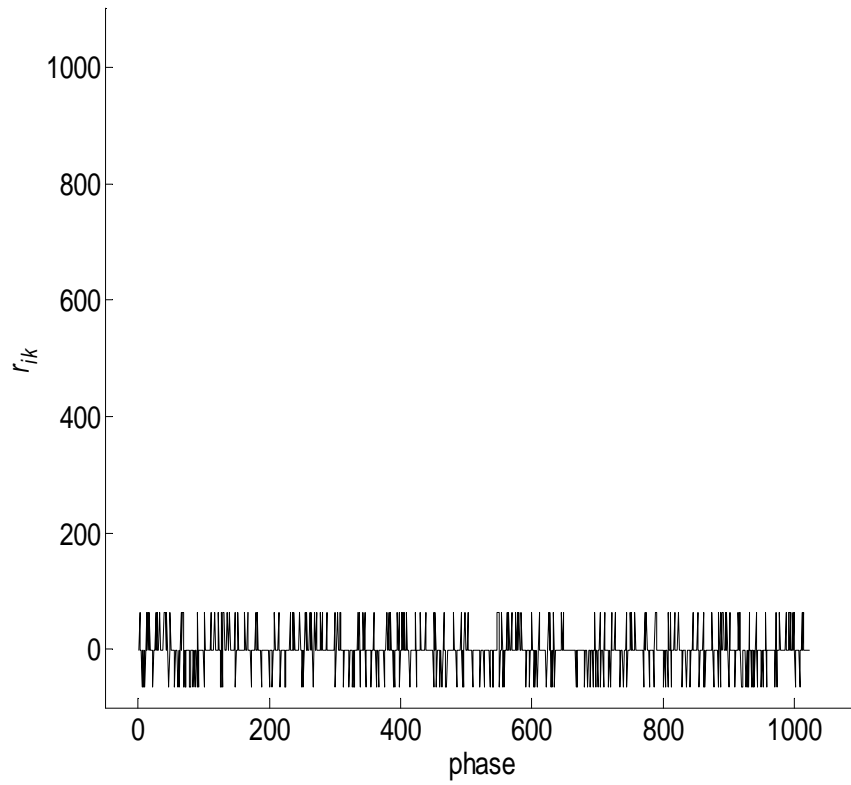


Figure 2.12. Inter corrélation entre deux codes de satellites différents.

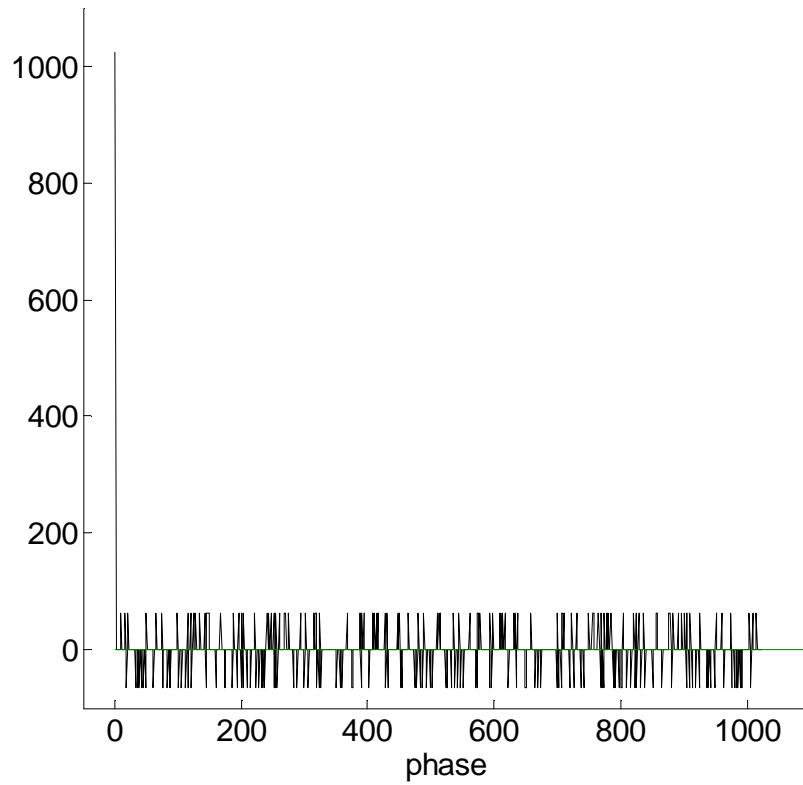


Figure 2.13. Auto corrélation entre deux codes du même satellite.

2.3.6. Fonction d'auto corrélation du code P(Y)

Cette fonction est exprimée par la relation suivante :

$$R_p(\tau) = \frac{1}{6.1871 \times 10^{12} T_{CP}} \int_{t=0}^{t=6.1871 \times 10^{12}} p_i(t) p_i(t + \tau) dt \quad (2.19)$$

avec :

$p_i(t)$ = séquence PN de code P(y) en fonction du temps t pour le satellite i.

T_{CP} = période de bit de code P(y) (97.8 nsec).

Le code P(Y) n'est pas un code dont la séquence est à longueur maximale, mais ses caractéristiques d'auto corrélation sont essentiellement idéales. Le code P(Y) a été conçu pour avoir une période d'une semaine composée de 403.200 périodes de 1.5 sec. La figure 2.14 montre une fonction d'auto corrélation normalisée pour le code P(Y) (amplitude $A=\pm 1$) ; l'axe τ représente le déphasage dans les unités des bits du code P(Y). La fonction d'auto corrélation pour le code P(Y) a des caractéristiques semblables au code C/A, mais avec des différences significatives des valeurs. Le tableau 2.3 compare ces caractéristiques [6].

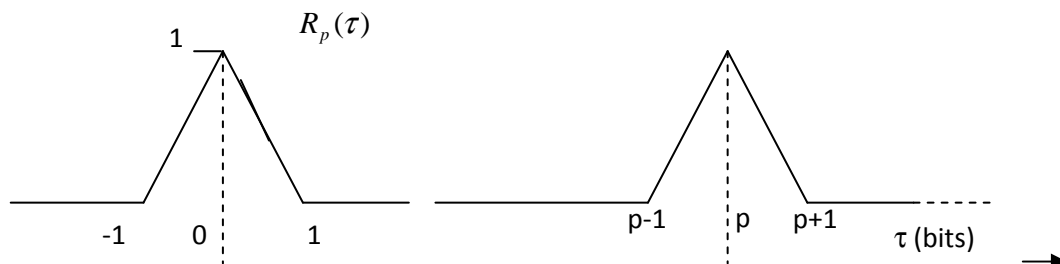


Figure. 2.14. Auto-corrélation d'un code typique P(Y)

Le code P(Y) génère un enveloppe en $\left[\frac{\sin x}{x} \right]^2$ dont le lobe principal a une largeur de 20.46 MHz comme le montre la figure 2.15.

Le code C/A génère la même enveloppe avec une largeur du lobe principal de 2.046 MHz. Pour le code C/A, les raies qui constituent le spectre sont espacées entre elles de 1KHz (1/1ms).

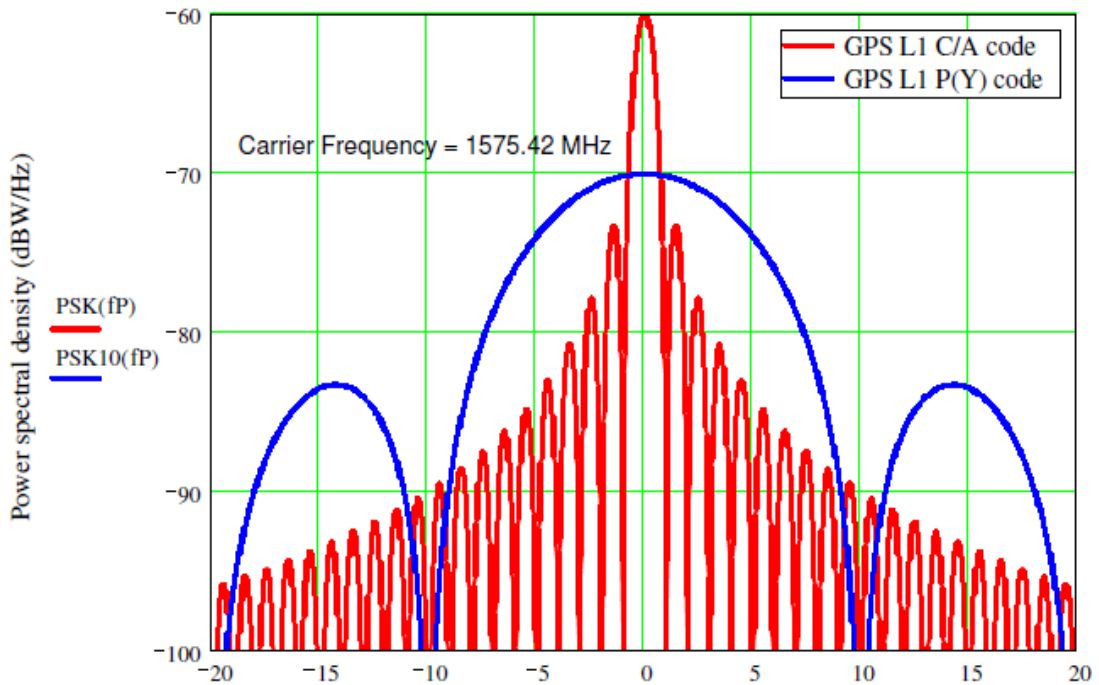


Figure 2.15. Densité spectrale de puissance des codes d'étalements sur L1

	C/A code	P(Y) code
L'amplitude maximale d'auto corrélation	1	1
L'amplitude typique d'auto corrélation en dehors de l'intervalle de corrélation	$-\frac{1}{1023}$	$-\frac{1}{6.1871 \times 10^{12}}$
L'auto corrélation typique en décibels	-30.1	-127.9
Intervalle d'auto corrélation	1ms	1 semaine
R_c : débit des chips (Mchip /s)	1.023	10.23
T_c : période de chipping (ns)	977.5	97.8

Tableau.2.3. Comparaison entre le code C/A et le code P(Y)

2.4. Les messages de navigation

Les messages de navigation contiennent des données bien définies qui sont nécessaires aux récepteurs pour effectuer leur calcul de position. Ces données sont calculées dans les centres de contrôle au sol de GPS et de Galileo puis sont transmises au moins quotidiennement aux satellites lorsque ceux-ci sont en communication avec une station sol de transmission [4, 6, 9]. Chaque satellite enregistre ces données à bord et les intègre dans les signaux qu'il transmet aux récepteurs (figure 2.16). Ces données comportent notamment les éléments suivants :

- **Almanachs.** Donnent les positions de tous les satellites de la constellation, sur plusieurs semaines, avec une précision de l'ordre de 1 km. Chaque satellite diffuse les almanachs concernant tous les satellites. Dès la réception du message d'un seul satellite, un récepteur peut obtenir les informations de position et d'état de l'ensemble de la constellation. La précision de ces almanachs est suffisante pour qu'un récepteur (connaissant approximativement sa position) sache quels satellites sont en vue et accélère ainsi sa recherche des signaux provenant des autres satellites et l'établissement de sa première position précise.
- **Éphémérides.** Donnent des informations sur la position des satellites, avec une précision de l'ordre de 1 à 10 m. Chaque satellite diffuse uniquement les éphémérides qui le concernent.
- **Corrections d'horloge.** Donnent l'écart (avance ou retard) de l'horloge du satellite par rapport au temps système de navigation. On a vu que ces données permettaient également au récepteur de synchroniser son horloge par rapport au temps GPS à travers un calcul de positionnement.
- **Paramètres de correction ionosphérique.** Les hautes couches de l'atmosphère terrestre, qui constituent l'ionosphère, perturbent la propagation des signaux de navigation. Ces perturbations dégradent la précision de la mesure de distance. Afin de corriger partiellement cette dégradation, des paramètres de correction ionosphérique sont transmis par les satellites eux-mêmes et appliqués par les récepteurs lors de leur calcul de position. Toutes ces données sont transmises selon un format et une séquence bien définis et standardisés. La définition de cette séquence et des fréquences de répétition de chaque

message a été optimisée lors de la conception des systèmes afin de minimiser le temps de démarrage des récepteurs et d'assurer la continuité de la fourniture d'une position en cas de perte de messages (par exemple, lorsque le récepteur se trouve temporairement masqué).

La diffusion de ces informations est réalisée à un débit extrêmement faible, de l'ordre de 50 bit/s pour GPS C/A et jusqu'à 125 bit/s pour Galileo.

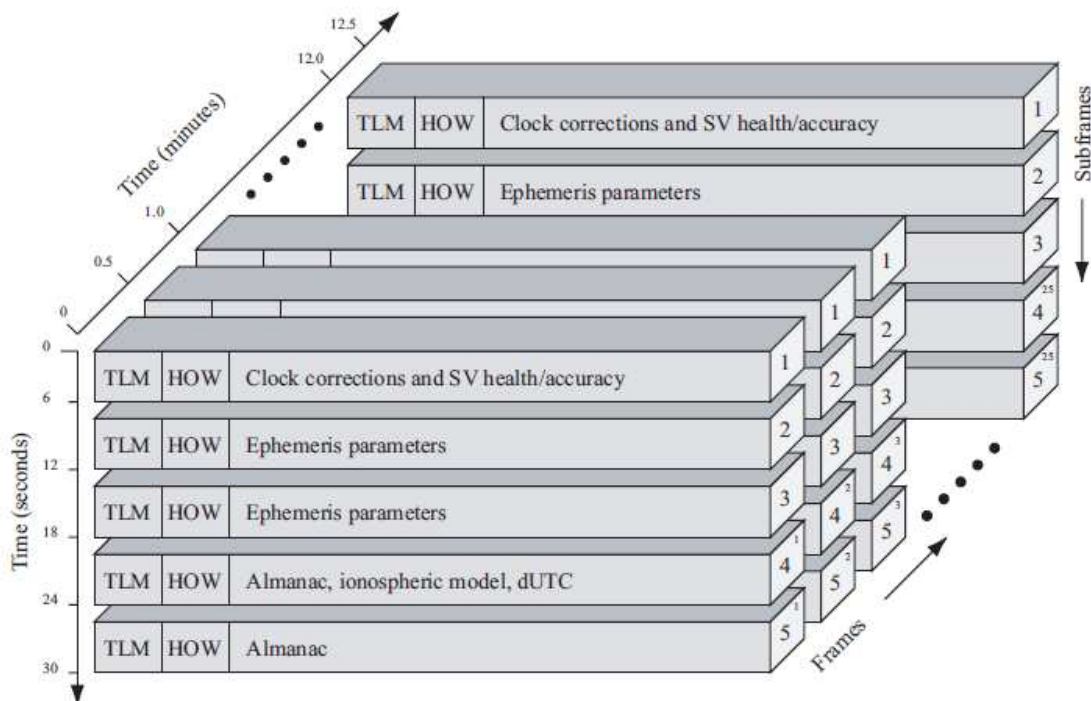


Figure 2.16. Structure des données de navigation GPS

2.5. Le multiplexage

La méthode de multiplexage/démultiplexage employée pour pouvoir séparer les signaux des différents satellites est le CDMA ou multiplexage par codes. Le principe est le suivant : chaque satellite dispose d'une clé (mot d'un code) à l'aide de laquelle il code l'information à transmettre. Connaissant la clé d'un satellite donné, le récepteur est capable d'extraire le message de ce satellite du signal composite reçu. Il s'agit d'une méthode de multiplexage dite d'étalement de spectre car chaque satellite émet sur une large bande de fréquence. En général, la bande passante est proportionnelle au débit des chips. Dans le cas du GPS et Galileo, il s'agit d'un multiplexage DS-CDMA (Direct Séquence).

Il y a trois raisons principales pour lesquelles des formes d'onde DSSS sont utilisées pour la navigation par satellite. La première qui est la plus importante concerne les inversions de phase fréquentes dans le signal présenté par le PRN qui permet au récepteur d'avoir une mesure précise. La deuxième, l'utilisation de séquences PRN différents à partir d'un ensemble bien conçu permet à de multiples satellites de transmettre des signaux simultanément et à la même fréquence. Un récepteur peut distinguer ces signaux en fonction de leurs différents codes. Pour cette raison, la transmission de signaux multiples DSSS peut avoir différentes séquences d'étalement sur une fréquence porteuse commune. Enfin, DSSS rejete une importante valeur d'interférence à bande étroite [9].

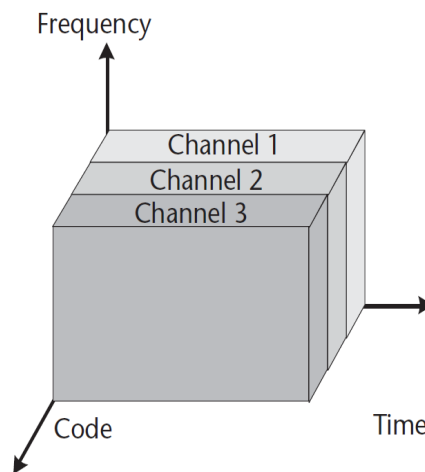


Figure 2.17 Code Division Multiple Access.

2.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les caractéristiques du signal GPS. Ce dernier étant le système de navigation le plus connu dans le monde.

Ce système GPS possède deux types de code d'étalement : le premier est pour l'utilisation générale (service publique), le deuxième est pour l'utilisation spéciale (US-ARMY et OTAN). Ce système utilise un code d'étalement plus grand que celui utilisé par le C/A avec un cryptage qui donne plus de précision pour l'utilisateur. La génération des codes C/A est réalisée par des registres à décalage branchés d'une manière à donner des caractéristiques de corrélation désirées permettant la récupération du signal transmis par le satellite.

Le code P(Y) peut offrir un positionnement à l'utilisateur mieux que le positionnement basé sur l'étalement de spectre par code C/A. La longueur du code d'étalement et la largeur de spectre de puissance de P(Y) sont plus importantes que celles du code C/A. Toutes ces caractéristiques confèrent au signal transmis des performances lui permettant de résister aux effets externes tels que le multi trajet, les bruits La modernisation des systèmes GPS, sous le plan [GPS ICD 2007], donne naissance à une nouvelle porteuse L5 et à de nouveaux codes d'étalements C (civile) sur L1 et M (code militaire) sur L2 ainsi qu'une nouvelle technique de modulation appelée BOC. Cette technique de modulation a deux lobes spectraux principaux loins de la porteuse (spectre partagé) pour la diffusion des signaux. La technique de multiplexage DS-SS-SS-SS pour le partage de la fréquence et le temps entre les satellites de constellation est utilisée.

Chapitre III

Récepteur logiciel pour GNSS

Chapitre 3

Récepteur logiciel pour GNSS

3.1. Introduction

Au niveau du récepteur plusieurs signaux provenant des différents satellites de constellation seront présents. Ces signaux ne peuvent être exploités directement à cause du problème multi trajet, les interférences entre les signaux et aussi le bruit...etc. Pour tous ces faits une acquisition convenable du signal est obligatoire.

L'acquisition est la première étape de traitement effectuée par le récepteur GNSS. Elle utilise une partie du signal reçu pour faire la synchronisation par la recherche de code et la fréquence correcte ; ensuite un programme de poursuite est lancé avec un ajustement des paramètres de synchronisation.

L'application de la radio logicielle pour la réception de signaux GNSS devient un grand domaine de recherche. Le récepteur sous SDR a des avantages spécifiques par rapport au récepteur hardware traditionnel comme, par exemple, la facilité de mise à jour, la flexibilité dans la conception, l'indépendance matérielle...etc.

Dans ce chapitre nous présentons la réception logicielle, les différentes étapes de réception et les différentes méthodes d'acquisition, et enfin les techniques d'intégration.

3.2. Les récepteur GNSS à Technologie Avancée

Un récepteur GNSS est une combinaison de matériels et de logiciels capable de recevoir les signaux GNSS de plusieurs satellites et puis faire un traitement pour obtenir : une position utile, une vitesse, et des informations sur la synchronisation. La figure 3.1 montre un schéma général sur les composants nécessaires dans un récepteur GNSS.

Dans la conception de récepteurs GNSS; il y a beaucoup de recherches visant à améliorer : la navigation globale, l'orientation par satellite et les fonctions de synchronisation. L'architecture du récepteur conventionnel GNSS est basée sur une antenne reliée à une série de circuits intégrés spécifiques (ASIC) ; le tout est contrôlé par un processeur central. La combinaison entre les parties matérielle et logicielle réalise toutes les fonctions du récepteur [3, 18].

Le récepteur logiciel GNSS "software GNSS receiver" a démontré que la plupart des fonctions matérielles numériques peuvent être effectuées par un logiciel. Ceci a ouvert la possibilité d'encore plus de flexibilité dans la conception du système tout en éliminant plusieurs composants lourds et qui consomment beaucoup d'énergie.

3.2.1. Radio logicielle idéale

Le terme *Radio Logicielle* a été défini par Joseph Mitola en 1995 pour la proposition d'une nouvelle technologie radio permettant la réalisation de terminaux et d'infrastructure des stations de base radio capable de supporter, indépendamment du matériel, un fonctionnement multiservice et reconfigurable à distance. Le forum de la Radio Logicielle définit la Radio Logicielle ultime (USR, Ultimate Software Radio) comme une radio qui accepte le trafic entièrement programmable, le contrôle des informations et supporte une large gamme de fréquences, des interfaces radio, et des logiciels d'application. Figure 4.1.

L'utilisateur peut passer d'une interface radio à une autre en quelques millisecondes, utiliser les systèmes de localisation mondiaux (GNSS, Global Navigation Satellite System) pour l'emplacement, stocker de l'argent en utilisant la technologie de carte à puce, regarder une station d'émission locale ou recevoir une transmission par satellite...etc.

La définition exacte de la Radio Logicielle est controversée, et il n'existe aucun consensus sur le niveau de la reconfiguration requis pour qualifier une radio comme Radio Logicielle. Une radio qui inclut un calculateur ou un processeur de traitement du signal (DSP, Digital Signal Processing) ne se qualifie pas nécessairement comme Radio Logicielle. Cependant, une radio qui configure dans le logiciel sa technique de modulation, la correction des erreurs, les processus de chiffrement, présente un contrôle de l'interface RF, et surtout programmable est clairement une Radio Logicielle. Le degré de reconfigurabilité est largement déterminé par une interaction complexe entre un certain nombre de paramètres communs dans la conception radio, y compris les systèmes d'ingénierie, les technologies d'antenne, l'électronique intégrée RF, le traitement en bande de base, la reconfigurabilité du matériel, et la gestion de la consommation de puissance [12, 18].

La fonctionnalité des architectures radio conventionnelles est généralement déterminée principalement par le matériel avec un minimum de configuration par logiciel. Le matériel se compose d'amplificateurs, de filtres, de mélangeurs (souvent plusieurs étages), et d'oscillateurs. Le logiciel est utilisé pour contrôler l'interface avec le réseau, l'adressage et le contrôle d'erreur.

Puisque le matériel domine la conception, la mise à niveau d'une conception radio conventionnelle signifie essentiellement l'abandon complet de l'ancienne conception. Dans la mise à niveau d'une conception Radio Logicielle, la grande majorité du nouveau contenu est logiciel et le reste n'est qu'une reconfiguration des paramètres et des architectures des composants matériels.

En bref, la Radio Logicielle représente un passage de paradigme des radios fixes et matériels intensifs à la radio multi-bande, multi-mode, dépendant principalement du logiciel.

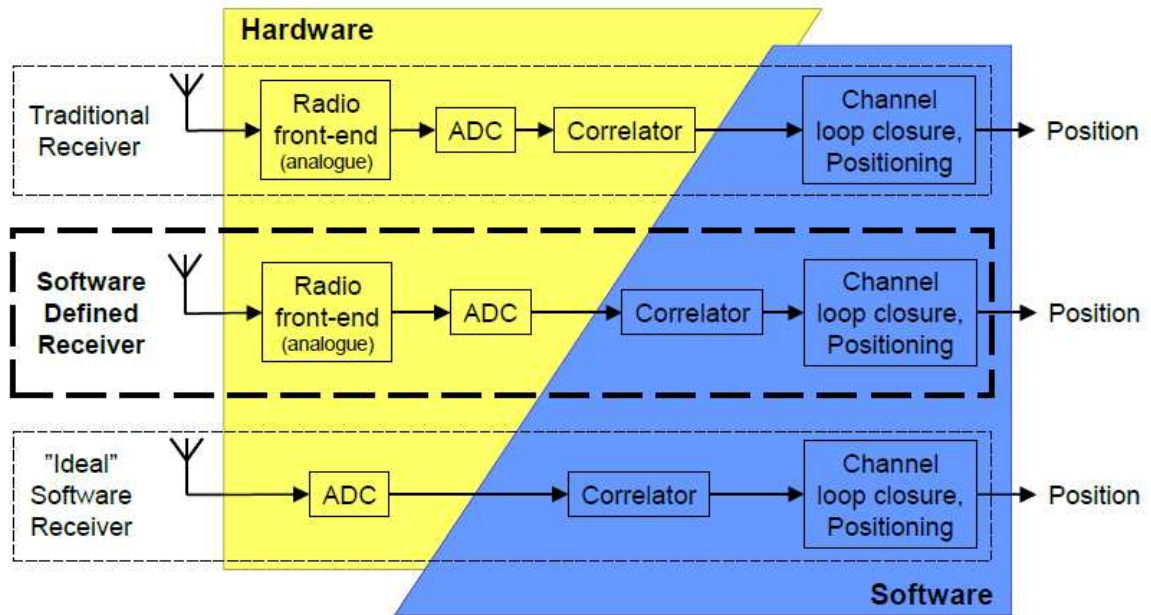


Figure 3.1. Partitionnement des récepteurs

3.2.2 Radio Logicielle Restreinte (software defined radio)

L'architecture précédente a été définie comme idéale parce qu'il y a plusieurs points qui font, qu'à l'heure actuelle, elle est loin d'être réalisable. Tout d'abord, il n'est pas raisonnable d'utiliser un seul étage RF pour un système multi-bande dû à l'impossibilité de construire des antennes et des filtres RF sur une largeur de bande s'étendant d'une centaine de mégahertz à une dizaine de gigahertz. De plus, les problèmes de linéarité de l'amplificateur de puissance (PA, Power Amplifier) constituent un handicap pour cette architecture.

Réellement, la seule manière de garantir le dispositif multi-bande sera d'avoir plusieurs étages RF, selon la bande radio utilisée pour le système de radio logicielle.

En supposant qu'il soit possible de concevoir des composants analogiques qui traitent de tels signaux RF, tout le traitement numérique du signal RF n'aura de sens que si les signaux peuvent être numérisés. Ainsi, le CAN est l'élément clé pour la Radio Logicielle. Il est bien évident que le CAN dans le récepteur Radio Logicielle doit répondre à des spécifications très sévères. Conscient des contraintes associées au CAN, l'idée d'une radio qui a besoin d'un CAN à l'antenne a perdu de sa crédibilité auprès des concepteurs de circuits intégrés.

La conclusion est que l'architecture idéale de la Radio Logicielle de la figure 3.1, numérisant la largeur de bande de tous les services supportés par le terminal, n'est pas réalisable dans un avenir proche. Par conséquent, de nombreux travaux se sont orientés vers une technologie sous optimale. Il s'agit de la Radio Logicielle Restreinte [12].

D'une façon générale, les architectures de la Radio Logicielle Restreinte répondent toutes au schéma de la figure 3.2. Dans cette architecture pragmatique il y a deux parties séparées par le CAN : la première (AFE, Analog Front End) qui reste analogique car non réalisable actuellement en numérique et la seconde (DBE, Digital Back End) numérique qui réalise certaines anciennes fonctions analogiques. Voir tableau 3.1.

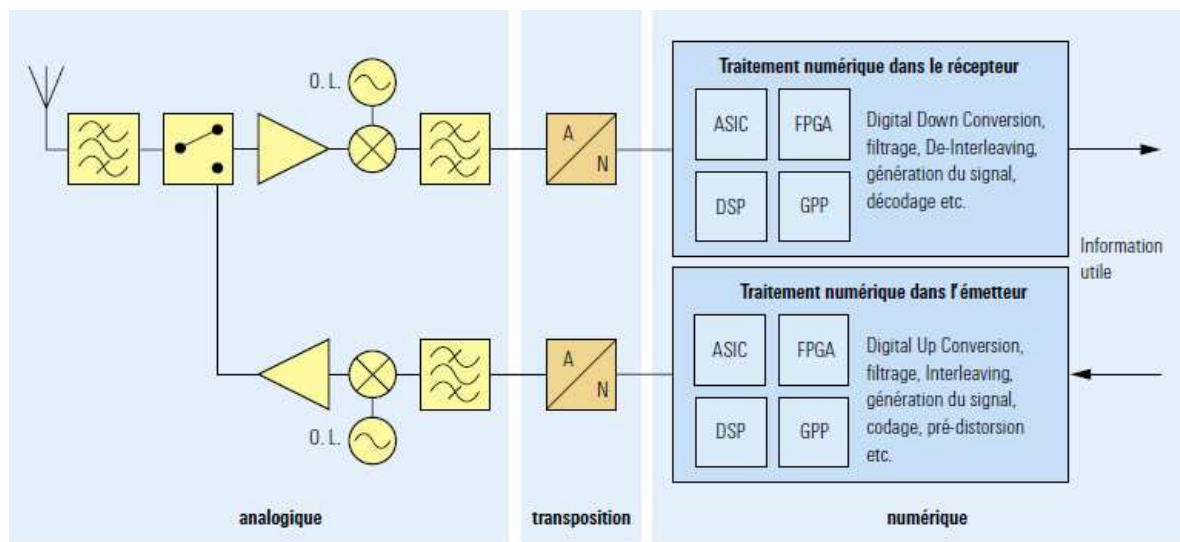


Figure 3.2. Architecture détaillée de la Radio Logicielle Restreinte

L'interface analogique (AFE) est généralement composée par les éléments suivants :

- Antenne (réception et émission des signaux radio).
- Filtre RF (réduction des niveaux des bloqueurs et des interférents).
- Amplificateur (adaptation des niveaux des signaux aux entrées des circuits).
- Mélangeur (transposition de fréquence). L'idée de base pour rendre possible la SDR est d'étendre les méthodes de traitement numérique le plus proche de l'antenne afin de faciliter la reconfiguration et donc l'aspect générique, voire universel. L'étage numérique (DBE) est alors la partie du système où le traitement numérique remplace

les traitements analogiques. Son rôle est de réaliser l'interface entre le CAN qui numérise la bande et les circuits numériques qui vont traiter un canal particulier tableau 3.1 [14]. Nous pouvons discerner les trois fonctions essentielles de l'étage numérique :

1. Transposition en quadrature : convertir les signaux réels numérisés par le CAN en signaux complexes le plus souvent en bande de base.
2. Adaptation des fréquences d'échantillonnage et des débits entre l'entrée (numérisation de la bande système) et la sortie (fréquence chip ou symbole).
3. Sélection du canal ou des canaux utiles dans la bande système.

L'existence ou les spécifications de ces trois fonctions essentielles dépendent des choix de l'architecture de réception et des standards considérés.

	ASIC	FPGA	DSP	GPP
Consommation	++	-	O	O
Coûts de production de grandes séries	++	-	O	O
Puissance de calcul (traitement de signal)	++	+	O	O
Coûts de production de petites séries	--	-	O	O
Souplesse	O	+	++	++
Réutilisation des efforts de développement	O	O	+	++

Tableau 3.1 Comparatif des différentes catégories de composants de traitement du signal.

3.3. L'architecture de front-end (réception)

La réception des signaux est réalisée par une chaîne de réception, qui comprend l'antenne, le préamplificateur et le convertisseur :

- **Antenne.** Nous avons vu au premier chapitre que le récepteur recevait plusieurs signaux provenant de plusieurs satellites (au moins quatre). La première tâche consiste donc à capter ces signaux à l'aide d'une antenne. Cette dernière transforme les ondulacions électromagnétiques des signaux se propageant dans l'espace en

ondulations d'un courant électrique se propageant le long du câble de sortie de l'antenne. Les signaux peuvent provenir de toutes les directions au-dessus de l'horizon. Afin d'optimiser les performances de réception, certaines antennes sont conçues pour recevoir des signaux uniquement en provenance de ces directions au-dessus de l'horizon, et ainsi éliminer les signaux parasites qui proviennent de directions situées en dessous de l'horizon (on parle d'antenne à champ de réception hémisphérique).

- **Préamplificateur.** La puissance des signaux reçus au sol étant très faible (les signaux reçus ne sont pas plus puissants que le niveau du bruit électromagnétique environnant) ; il est nécessaire de les amplifier avant de pouvoir les traiter. C'est la fonction du préamplificateur, qui est directement intégré à la base de l'antenne de réception. Figure 3.3.
- **Mixeur (oscillateur local).** La fréquence des signaux reçus est trop élevée pour permettre de traiter le signal directement afin d'en extraire la mesure de distance et les données. La fonction du mixeur est de ramener ces oscillations à une fréquence plus faible, souvent appelée fréquence intermédiaire IF.
- **Convertisseur analogique /numérique.** Elle est la partie finale de front-end ; ses composants sont responsables de la conversion analogique vers un signal échantillonné. Plusieurs paramètres clés considérés caractérisent le convertisseur tels que le nombre bits, la fréquence maximum d'échantillonnage, la largeur de bande de signal d'entrée [2, 5, 13].

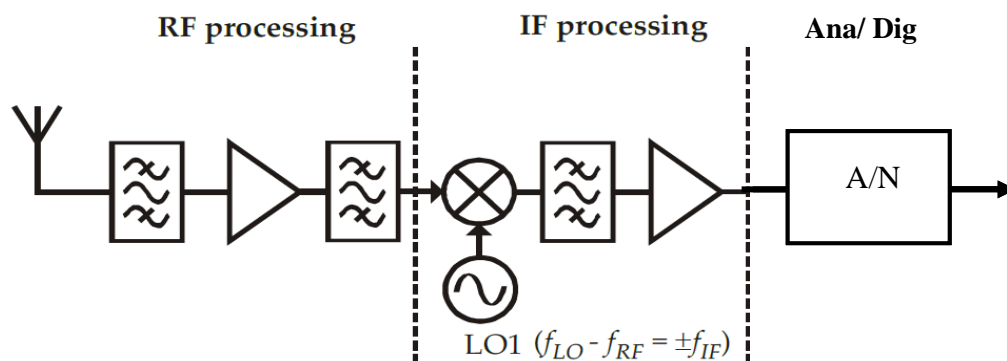


Figure 3.3. Architecture d'AFE « Analog Front End »

3.4. Traitement des signaux

Les signaux des différents satellites en visibilité étaient reçus tous ensemble par l'antenne du récepteur et il faut séparer chaque signal individuel et, pour chacun d'eux, mesurer l'instant de réception de la séquence de code grâce à la fonction de corrélation. Pour cela, les récepteurs sont dotés de plusieurs "canaux", à chacun desquels est attribué le traitement d'un satellite donné. La mesure de distance entre le satellite et le récepteur s'effectue en exploitant le code ; chaque canal génère le code associé au satellite qu'il doit traiter puis, à l'aide de sa fonction de corrélateur, mesure l'instant de réception des séquences de code et extrait le signal provenant du satellite qu'il considère. Figure 3.4.

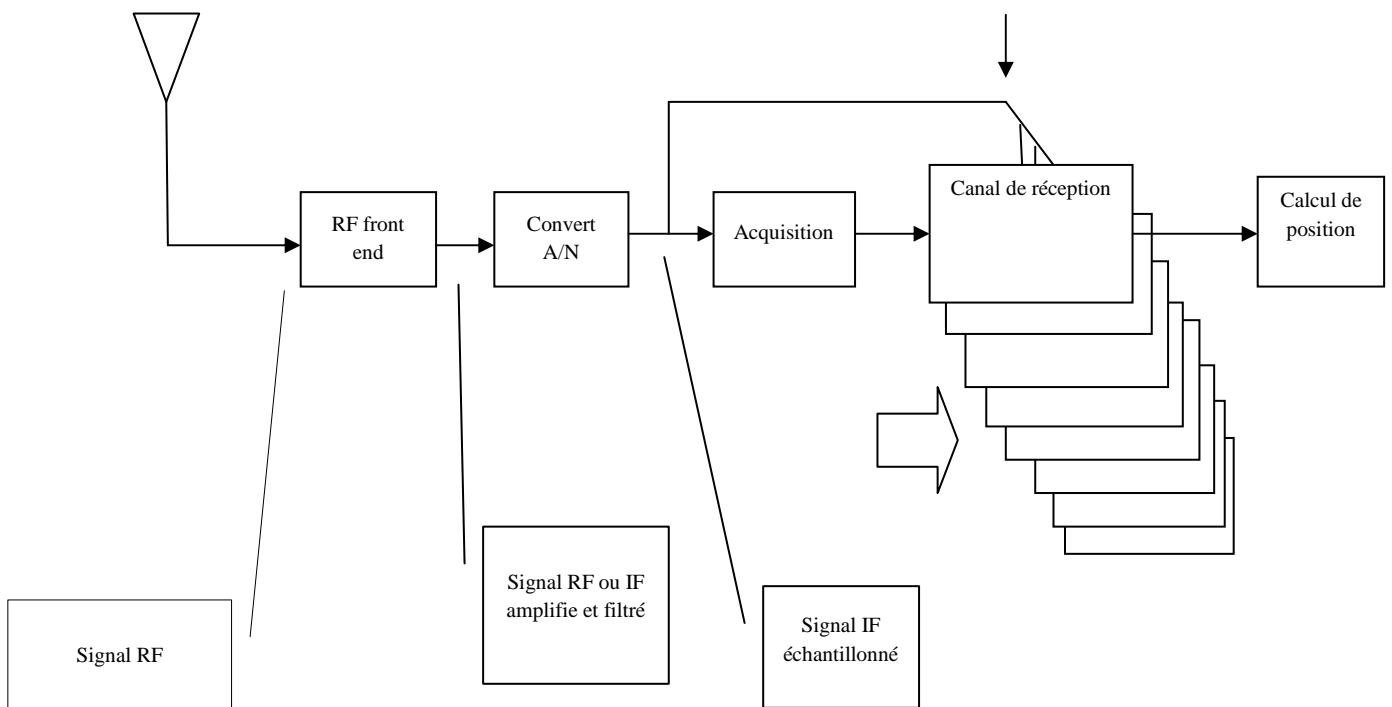


Figure 3.4. Architecture de récepteur GNSS (SDR)

3.4.1. L'acquisition

L'acquisition du signal, ou *signal lock*, se réalise lorsque le récepteur effectue la corrélation entre le signal reçu et le code qu'il génère lui-même figure 3.5. Pour cela, le récepteur doit ajuster les deux paramètres suivants :

- Le décalage Doppler de la porteuse, selon lequel le signal reçu au niveau du récepteur apparaît avec une fréquence différente de celle du signal émis par le satellite.
- Le décalage temporel du code, dont la détermination est l'objet de l'opération de corrélation.

Lors de la mise en marche d'un récepteur GNSS, celui-ci ne fournit sa première position qu'après un certain délai. Ce temps d'attente, appelé *temps de premier fixe*, peut varier de quelques secondes à quelques minutes.

L'acquisition peut être plus ou moins longue selon la durée pendant laquelle le récepteur n'est pas encore en état de fonctionner. Le temps de démarrage de ce dernier dépend de la disponibilité de données récentes diffusées par les satellites, appelées *données de contexte*. On parle communément de démarrage à froid ou à chaud. Le temps d'acquisition dépend également des caractéristiques intrinsèques du récepteur (nombre de corrélateurs, sensibilité, ...etc.).

3.4.1.1. Démarrages à froid et à chaud

En fonction des données de navigation, dites "de contexte", disponibles au niveau du récepteur lors de son démarrage, on distingue deux types de démarrage : à froid et à chaud. Dans le cas du démarrage à froid, ou *cold start*, le récepteur ne dispose pas d'informations pouvant l'aider à acquérir les signaux. On parle dans ce cas d'acquisition "en aveugle" puisque le récepteur ne sait pas où se trouvent les satellites et ignore donc, quels sont les satellites en vue et quel effet Doppler est appliqué à leurs signaux. Il doit effectuer sa recherche sur plusieurs codes et sur une grande plage de décalages Doppler possibles, ce qui prend beaucoup de temps [5, 4].

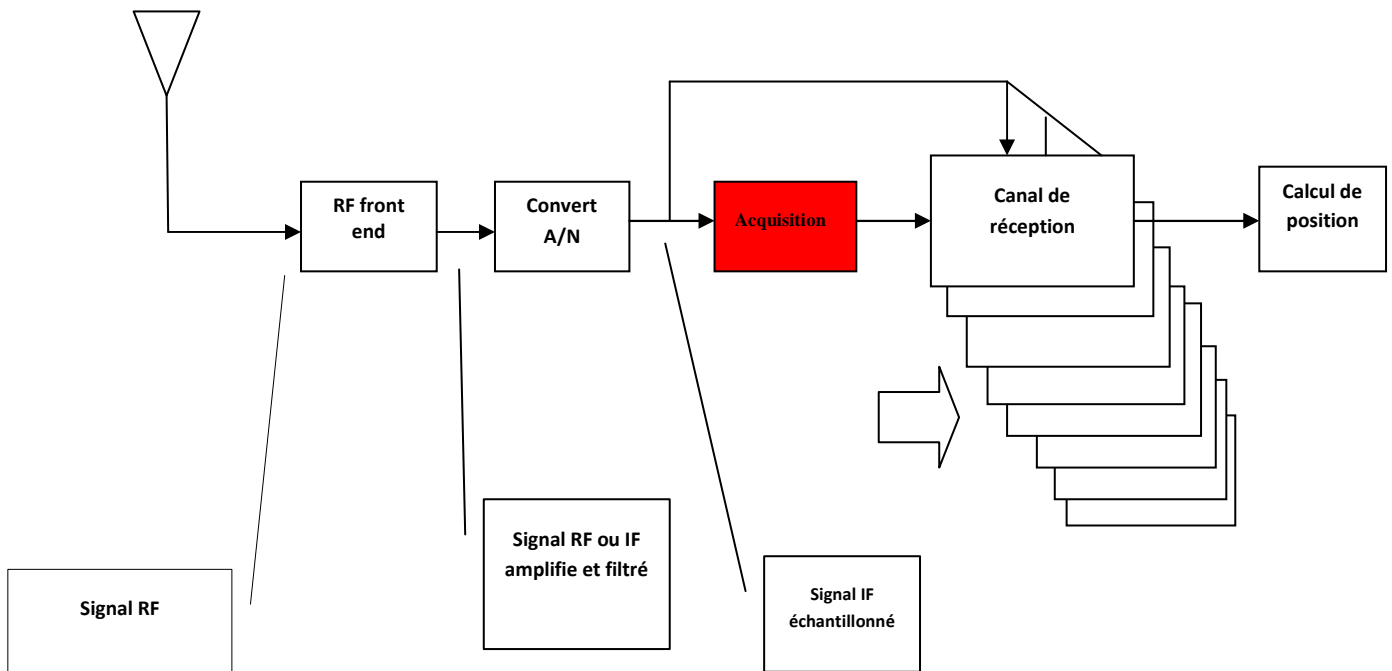


Figure 3.5. La partie d'acquisition des signaux GNSS

Ces paramètres permettent de prédire les satellites en visibilité, de mieux cibler la recherche et donc de réduire le temps d'acquisition. On parle aussi de démarrage "à chaud" (warm start), ou de redémarrage (restart) :

- Démarrage « à chaud » (*warm start*) : le récepteur étant allumé après plusieurs heures ou plusieurs jours sans utilisation, les éphémérides qu'il a gardées en mémoire ne sont plus valables, mais il peut toujours utiliser les almanachs, qui restent utilisables plusieurs semaines.
- Redémarrage (*restart*) : le récepteur est allumé ou sort d'une zone de masquage alors qu'il a en mémoire des éphémérides récentes, datant de moins d'une heure.

3.4.2. Poursuite des signaux (signal tracking)

Une fois l'acquisition réalisée, le récepteur continue à "poursuivre" le signal en ajustant en permanence le décalage Doppler et l'avance ou le retard temporel de la modulation de code. Pour chaque satellite, il génère en permanence au moins trois codes décalés dans le temps.

En analysant les propriétés de corrélation du code reçu par rapport à ces trois codes générés en interne, il est capable de s'ajuster et de suivre les variations de distance entre le satellite et le récepteur, et donc les variations d'avance ou de retard des modulations de code reçues dans le signal. Dans les récepteurs modernes utilisant plus de trois corrélateurs, on parle de multi-corrélation. Grâce aux nouvelles technologies disponibles aujourd'hui, le nombre de corrélateurs n'est plus vraiment limité [4, 6].

Cela permet de développer des techniques de corrélation plus sophistiquées, plus robustes et performantes, permettant, par exemple, de mieux rejeter les signaux parasites et ainsi d'améliorer la précision de la mesure, figure 3.6.

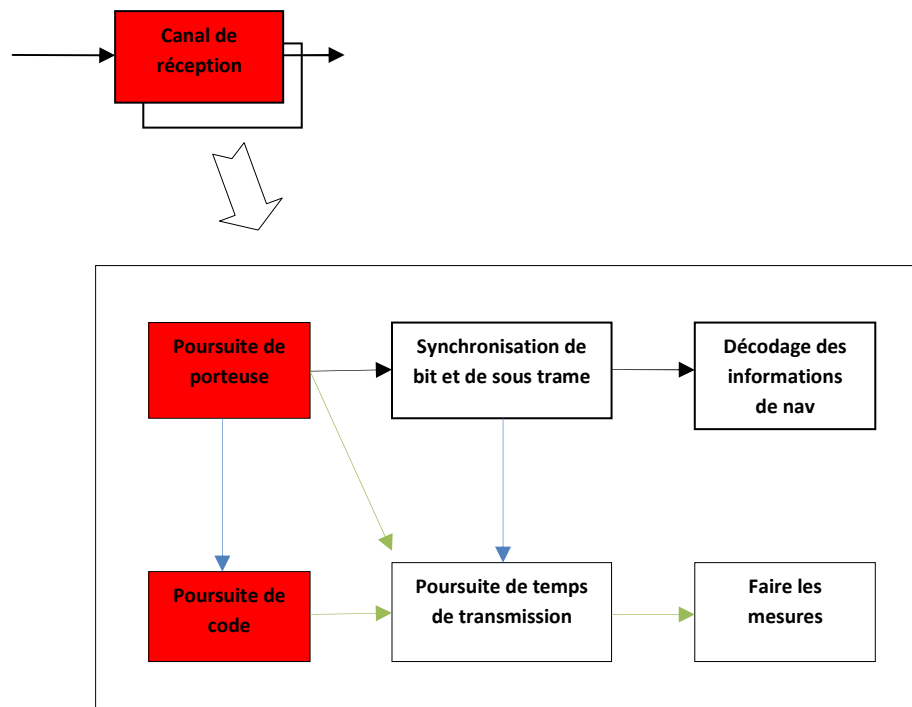


Figure 3.6. Canal de réception (détail)

3.4.3 Calcul de position

Lorsque les signaux réalisent correctement les poursuites, le code C/A et l'onde porteuse peuvent être retirés à partir du signal, ne laissant que les bits de données de navigation. La valeur d'un bit de données se trouve en intégrant sur une période de 20ms de navigation (Après avoir lu 30s des données). Le début d'une sous-trame doit être trouvé afin de trouver les temps et les données sont transmises par le satellite.

La dernière chose à faire avant de faire les calculs de position est de calculer la pseudo distance qui se base sur le début de la sous trame. La pseudo distance est calculée en fonction du temps de transmission à partir du satellite et l'heure d'arrivée au niveau du récepteur [5,6].

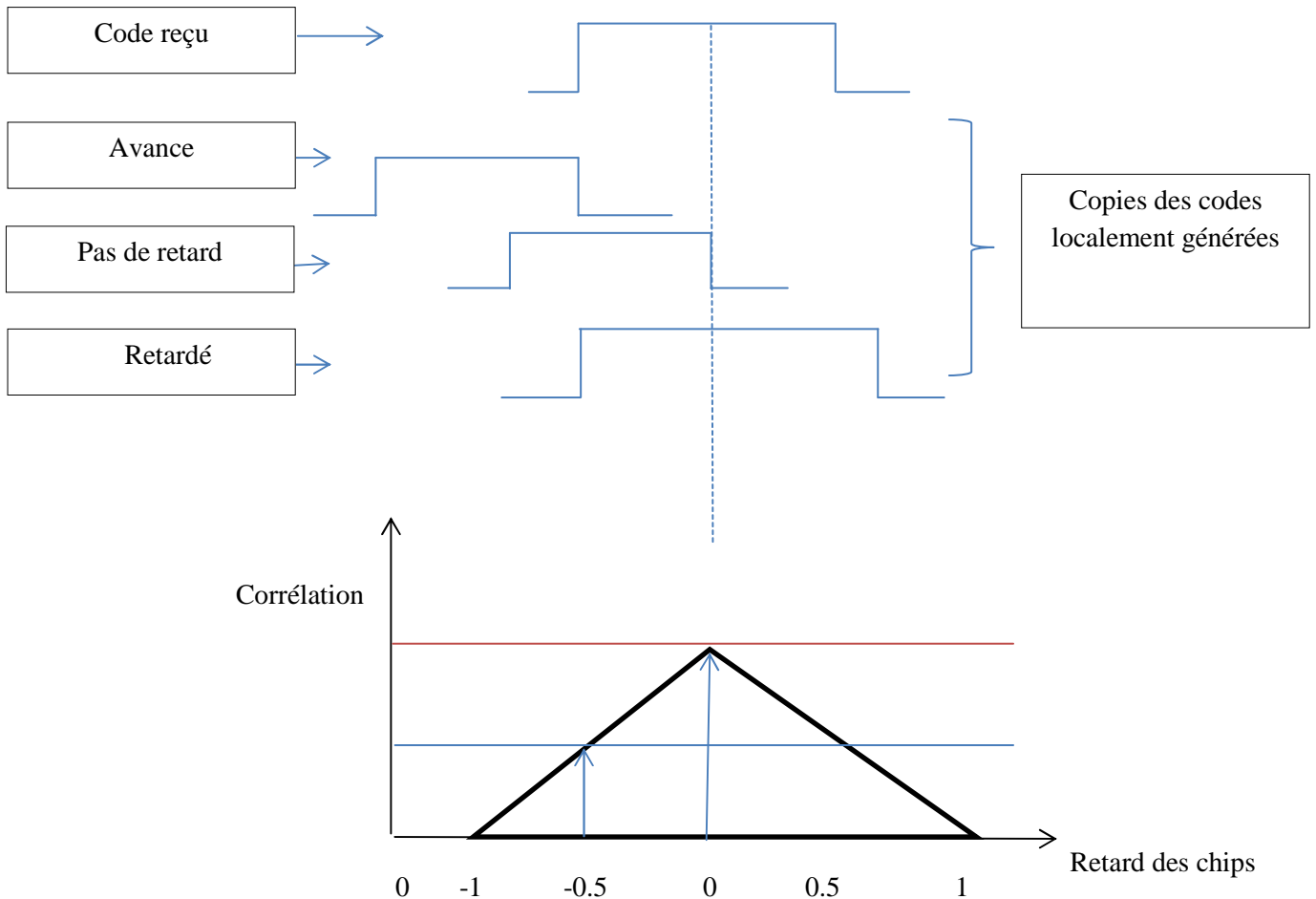


Figure 3.7. La poursuite de phase de code

3.5. L'acquisition

3.5.1. Longueur de données pour l'acquisition

Pour un récepteur SDR, le signal GNSS en fréquence intermédiaire et numérisé par un convertisseur analogique numérique ADC donc le CPU peut traiter directement les données sorties de l'antenne par un logiciel.

Pour suivre et décoder les informations dans le signal GNSS, une méthode d'acquisition doit être utilisée pour détecter la présence du signal ; il est nécessaire de savoir

combien de données sont nécessaires pour effectuer l'acquisition ; plus les données sont longues, plus le temps de traitement est long. Il y a deux facteurs qui limitent le choix de la longueur des données : Le premier : la longueur des données de navigation qui est de 20 ms ; et le second : est le changement de fréquence Doppler.

La longueur des données de navigation étant de 20ms, donc la longueur la plus possible est la longueur de 10ms. Ceci est basé sur le fait que, si les premiers 10ms des données contiennent une transition de phase due au bit des données de navigation, il n'y aura pas de transition de phase dans les 10ms de données suivantes.

Il suffit d'effectuer l'acquisition sur un 1ms d'informations ; s'il y a une transition dans la durée de 1ms d'information de navigation, il n'y aura pas de transition de données pour les 19ms suivantes. Ainsi, au moins quelques millisecondes de données doivent être utilisées pour que l'acquisition soit réussie.

Une règle de base est d'utiliser un ou deux millièmes de seconde de données pour des signaux forts, et l'utilisation autour de cinq à dix millisecondes de données pour les signaux plus faibles. Mais, le problème est comment savoir si un signal provenant d'un satellite donné est fort ou faible avant l'acquisition. Ainsi, il est recommandé de procéder à l'acquisition d'au moins sur deux ensembles de données consécutifs [2, 17].

L'effet de changement de fréquence Doppler impose une restriction sur la longueur des données. Si une corrélation parfaite est un, le pic de corrélation diminue de moitié quand un code C/A est changé par un demi chip. Cela correspond à 6 dB de baisse en amplitude [23].

3.5.2 Etape de recherche sur le décalage de fréquence

Le mouvement continu du satellite ainsi que celui du récepteur donnent une naissance à une fréquence Doppler. Cette fréquence a un effet sur la fréquence porteuse et le code d'étalement C/A. La vitesse angulaire de satellite $d\theta/dt$ et vitesse de satellite peuvent être obtenir par l'équation :

$$v_s = \frac{d\theta r_s}{dt}$$

r_s : distance entre l'orbite de satellite et la terre

La vitesse Doppler maximale v_{dm} ; elle peut s'écrire comme suit :

$$v_{dm} = \frac{v_s r_e}{r_s}$$

Alors la fréquence Doppler maximum est :

$$f_{dr} = \frac{f_r v_{dm}}{c}$$

Donc pour un récepteur stable, la fréquence Doppler maxime égale à +/- 5KHz.

Si le récepteur GNSS fait un mouvement avec une grande vitesse, les décalages Doppler se situent entre +/-10 KHz [2, 13].

L'étape de recherche de la fréquence Doppler est un autre facteur clé pour une acquisition réussie et rapide. La fréquence Doppler maximale qui doit être recherché est +/-10Khz. Il est nécessaire de déterminer le pas de fréquence pour couvrir cette plage de 20Khz de fréquences. Le pas de fréquence est lié à la longueur des données utilisées dans l'acquisition. Lorsque les deux signaux sont décalés d'un chip, il n'y a aucune corrélation. S'ils sont décalés par un demi chip, il y aura corrélation partielle. Supposons que le décalage maximum d'un chip autorisé est de un demi chip ; dans ce cas, l'amplitude de corrélation diminue de 6 dB. Si la longueur des données est de 1 ms, le signal de 1Khz va changer un cycle de 1 ms [2, 5].

Pour garder la séparation de fréquence maximale de 0,5 cycle de 1 ms, l'étape de la fréquence devrait être 1Khz. La plus grande fréquence de séparation entre le signal d'entrée et le signal généré du récepteur est 500Hz ou bien 0.5h/ms. Si la longueur des données est de 10ms une étape de recherche de fréquence de 100Hz est exigée. Figure 3.9.

Nous pouvons conclure que si les données ont une longueur de 1 ms, le pas de fréquence est 1KHz, et si la longueur des données est 10ms, le pas de fréquence est de 100Hz.

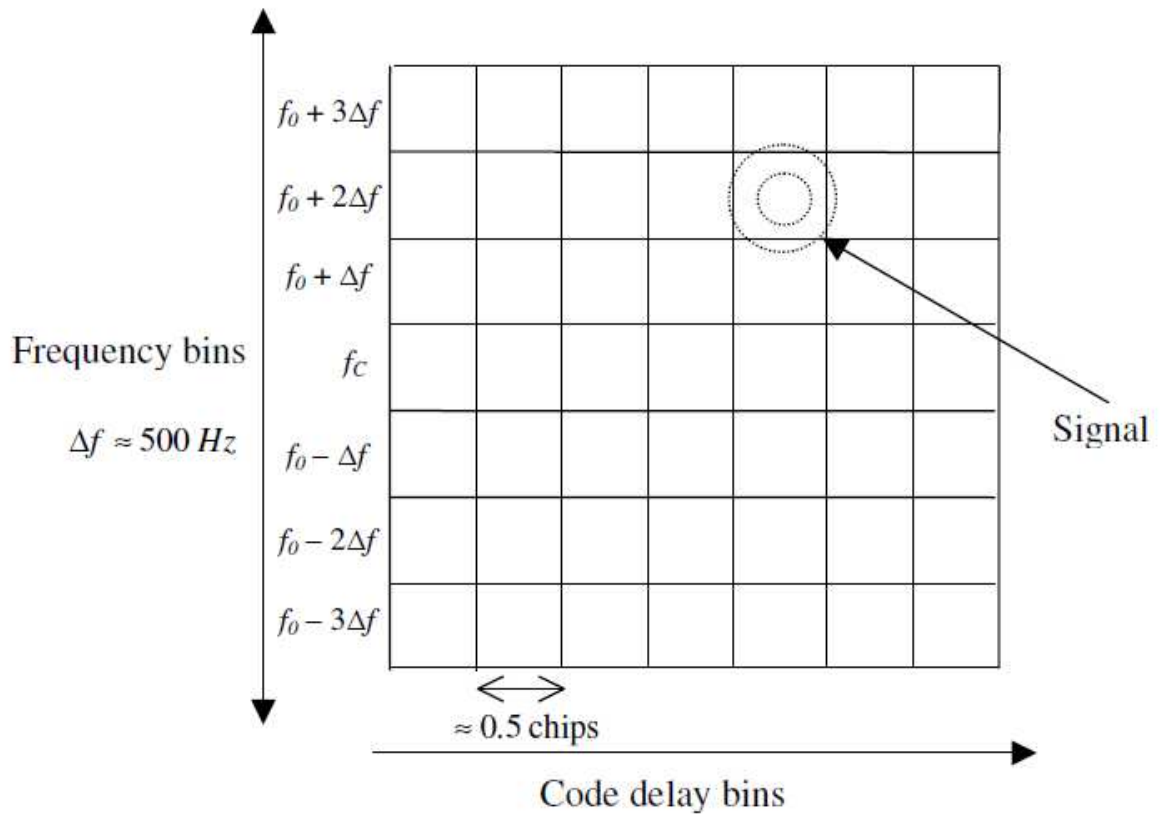


Figure 3.8. : Espace de recherche pour l'acquisition

3.6. Techniques d'acquisition des signaux GNSS

3.6.1 Acquisition par recherche en série

L'acquisition par recherche en série est une méthode souvent utilisée pour l'acquisition des systèmes basés sur le "Code Division Multiple Access" (CDMA) [5, 9]. Comme le GPS est un système CDMA, les récepteurs hardware sont configurés par ce type d'acquisition [5, 3, 18]. Dans le cas de la recherche en série, les décalages de code et de fréquence sont évalués en série jusqu'à ce que les valeurs correctes soient trouvées. Figure 3.9.

Le signal $x[n]$ est multiplié avec un code C/A généré localement qui a une phase de 0 à 1022. Après la multiplication du code C/A avec le signal $x[n]$, l'étape suivante consiste à générer deux porteuses par un oscillateur local avec une différence de phase 90° entre les deux.

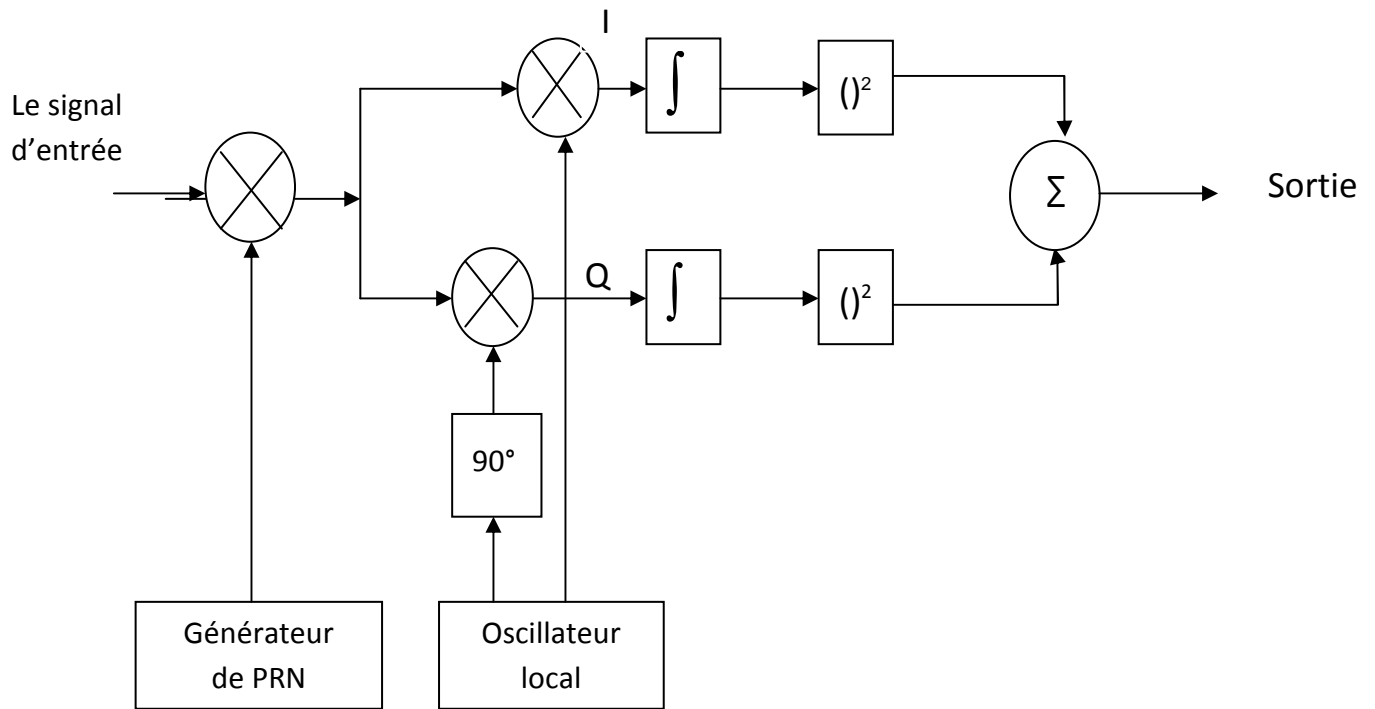


Figure 3.9. Schéma bloc de la recherche en série.

On obtient ainsi les deux composantes en phase I et en quadrature Q , puis on passe à une intégration et à un quadrillage. L'intégration est une sommation de tous les points qui correspondent à la longueur des données traitées, et le quadrillage est introduit pour obtenir la puissance du signal. L'étape finale consiste à faire la somme des deux valeurs de I et Q . Si le code local généré est bien aligné avec le code dans le signal d'entrée et la fréquence générée localement par un oscillateur est égale à la fréquence du signal transmis, la sortie sera plus élevée que les autres décalages (pic de corrélation égal à sa valeur maximale) [2, 5, 13].

L'algorithme de recherche en série effectue deux passages différents : un balayage de fréquence sur toutes les fréquences porteuses possibles de $IF \pm 10$ kHz avec un pas de 500Hz et sur toutes les phases de code 1023 ; les itérations sont données par l'équation suivante :

$$1023 \left(2 \frac{10000}{500} + 1 \right) = 1023.41 = 41943 \quad (3.2)$$

3.6.2. Acquisition par recherche parallèle sur la phase de code (FFT)

L'objectif de cette méthode d'acquisition est d'effectuer une corrélation avec le signal entrant et un code PRN. Au lieu de multiplier le signal d'entrée avec un code PRN ayant 1023 codes de phase différents comme cela se fait dans la méthode de l'acquisition de recherche série, l'idée commence par une propriété de système LTI ou $y(t)$ peut se trouver par la convolution dans domaine de temps et par la transformée de Fourier [2, 5, 13] dans le domaine de temps par :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t-\tau)h(\tau)d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)h(t-\tau) d\tau \quad (3.3)$$

où $x(t)$ est le signal d'entrée et $h(t)$ est la réponse impulsionnelle. La réponse fréquentielle $Y(f)$ est :

$$Y(f) = \iint_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)h(t-\tau)d\tau e^{-j2\pi f t} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \left(\int_{-\infty}^{+\infty} h(t-\tau)e^{-j2\pi f t} dt \right) d\tau \quad (3.4)$$

$$Y(f) = H(f) \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)e^{-j2\pi f \tau} d\tau = H(f)X(f) \quad (3.5)$$

$X(f)$ et $H(f)$ sont les transformées de Fourier de l'entrée et de la réponse impulsionnelle ; donc la sortie $y(t)$ dans le domaine temporel peut être obtenue par la transformée de Fourier inverse :

$$y(t) = x(t) * h(t) = F^{-1} \{ X((F)H(F)) \} \quad (3.6)$$

Dans le domaine discret on a :

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} x(m)h(n-m) \quad (3.7)$$

où $x(m)$ est le signal d'entrée et $h(n-m)$ est la réponse impulsionnelle. Dans le domaine discret, la transforme de Fourier discrète (DFT) de la sortie est :

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} x(m)h(n-m) e^{\frac{-j2\pi.k.n}{N}} \quad (3.8)$$

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \left[\sum_{m=0}^{N-1} h(n-m) e^{-j \frac{2\pi k (n-m)}{N}} \right] e^{-j \frac{2\pi k n}{N}} \quad (3.9)$$

$$Y(k) = H(k) \sum_{m=0}^{N-1} x(m) e^{-j \frac{2\pi k m}{N}} = X(k) H(k) \quad (3.10)$$

Cette équation présente une convolution circulaire qui est différente de la convolution linéaire. Dans le cas de la convolution linéaire si l'entrée et la réponse impulsionnelle du système contiennent N points d'informations, la sortie du système aura $2N-1$ points ; par contre pour la convolution circulaire la sortie aura seulement N points [2]. Dans le programme d'acquisition, au lieu d'utiliser la convolution on utilise la corrélation. La corrélation entre $x(n)$ et $h(n)$ est présentée par :

$$z(n) = \sum_{m=0}^{N-1} x(m) h(n+m) \quad (3.11)$$

Dans le cas de la corrélation $h(n)$ n'est pas une réponse impulsionnelle mais c'est un autre signal, donc la DFT de $z(n)$ est :

$$Z(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} x(m) h(n+m) e^{-j \frac{2\pi k n}{N}} \quad (3.12)$$

$$Z(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \left[\sum_{m=0}^{N-1} h(n+m) e^{-j \frac{2\pi k (n+m)}{N}} \right] e^{j \frac{2\pi k n}{N}} \quad (3.13)$$

$$Z(k) = H(k) \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi k n}{N}} = H(k) X^{-1}(k) \quad (3.14)$$

où $X^{-1}(k)$ est la DFT inverse. L'amplitude de $Z(k)$ peut s'écrire comme :

$$|Z(k)| = |H^*(k) X(k)| = |H(k) X^*(k)| \quad (3.16)$$

On établit une corrélation circulaire entre le signal d'entrée et le code PRN ; donc les 1023 codes générés sont corrélés avec le signal reçu, par le décalage circulaire du code régénéré. La corrélation circulaire est une multiplication dans le domaine fréquentiel et peut être exprimée comme suit :

$$R[m] = \underbrace{x[n] \otimes CA[-n]}_{\text{correlation circulaire}} = F^{-1}(F(x[n]) \cdot F(CA[n])^*) \quad (3.17)$$

On utilise la transformée de Fourier rapide et sa transformée inverse pour calculer R ; parce que la transformée de Fourier rapide se prête bien pour mettre en œuvre la DFT et IDFT. Dans le cas du récepteur logiciel GNSS comme indiqué précédemment, le signal d'entrée est converti en deux composantes « en phase et en quadrature » qui sont utilisées en entrée comme parties réelle et complexe. Le résultat est multiplié par le conjugué de la FFT du code C/A à générer.

Le résultat sera obtenu en prenant l'amplitude de IFFT du produit (pour le retour au domaine de temporelle). La figure 3.10 présente la procédure de recherche parallèle dans l'espace des codes. Il faut noter qu'on a toujours besoin de faire la recherche dans l'espace des fréquences, donc la corrélation circulaire est faite pour toutes les fréquences possibles. La recherche est effectuée sur une plage de +/-10KHz qui présente le décalage Doppler maximal dans le cas de vitesse très rapide du récepteur. Pour la recherche on choisit le pas de 500 Hz pour accélérer l'acquisition et obtenir un résultat optimal.

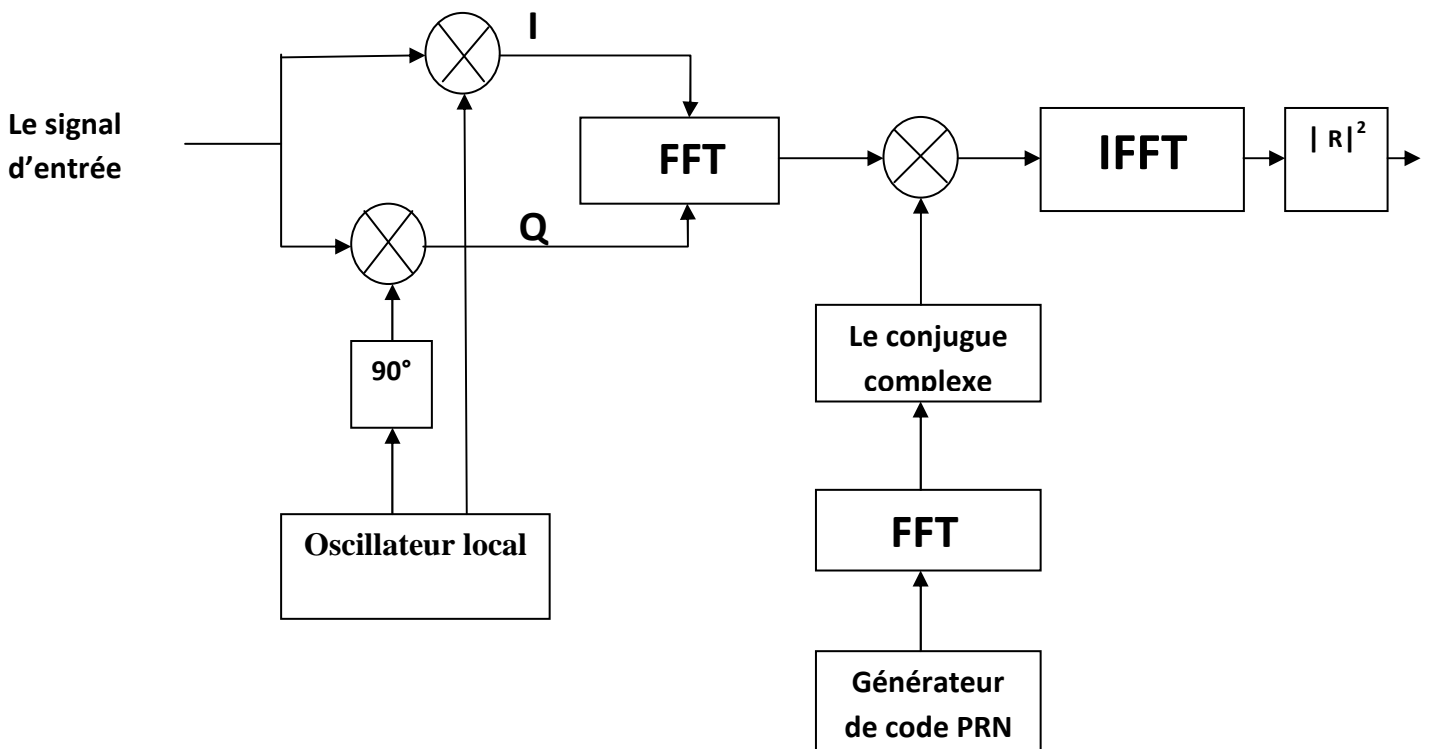


Figure 3.10. Schéma bloc de la recherche parallèle sur l'espace de code par FFT

3.6.3. Acquisition par recherche parallèle sur l'espace de fréquences (FFT)

La méthode de recherche d'acquisition série a montré que c'est une procédure très longue pour la recherche séquentielle à travers toutes les valeurs possibles des deux paramètres de fréquence et de phase de code.

Si l'un des deux paramètres pourrait être éliminé de la procédure de recherche ou si possible mis en œuvre en parallèle, l'exécution de la procédure augmente de façon significative. Pour accélérer le processus de recherche, les fréquences porteuses peuvent être recherchées en parallèle par l'utilisation de la transformée de Fourier discrète pour chaque retard de code [7].

Le signal d'entrée est multiplié par une séquence PRN localement générée avec un code correspondant à un satellite spécifique et une phase de code entre 0 et 1022 chips. Le signal résultant est transformé au domaine fréquentiel par une transformée de Fourier. La transformée de Fourier peut être implémentée comme une transformée de Fourier discrète (DFT). Si le signal entrant contient des composantes du signal provenant d'autres satellites, ces composantes seront réduites au minimum en raison des propriétés de corrélation croisée des séquences PRN.

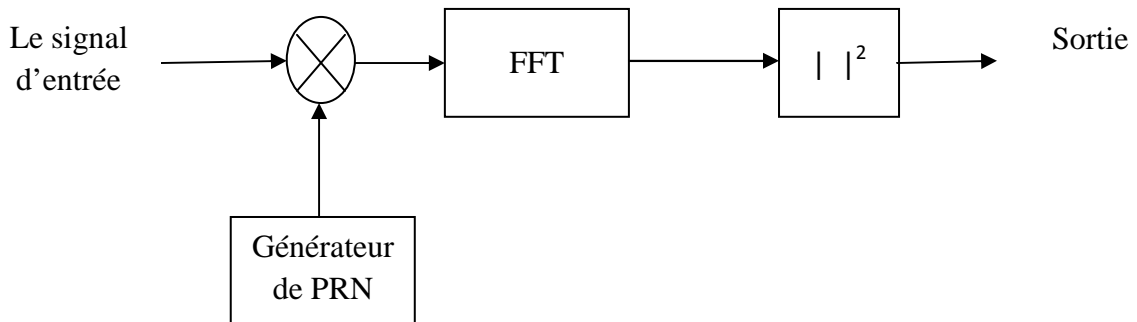


Figure 3.11. Schéma bloc de la recherche parallèle sur l'espace de fréquences par FFT

Après la transformation du signal au domaine fréquentiel par l'algorithme FFT, il devient ainsi un signal complexe. Si le code généré localement est bien aligné avec le code dans le signal entrant, la sortie de la FFT aura un pic à la IF plus la fréquence de décalage Doppler.

Pour trouver la fréquence maximale possible, la valeur absolue de toutes les composantes sont calculées [13].

3.7. Structures du détecteur

Le détecteur joue un rôle fondamental dans le processus de l'acquisition. En principe, deux approches de base sont possibles [2, 24] :

3.7.1. Détection cohérente

Le concept est basé sur le traitement d'un ensemble long de données de manière cohérente avec moins d'opérations. L'avantage de cette approche est l'amélioration du rapport signal/bruit. Une explication simple est qu'une FFT avec 2ms de données produit une résolution de fréquence de 500 Hz en comparaison avec une résolution de 1 KHz de 1 ms de données. Comme le signal est à bande étroite, la puissance du signal ne se réduit pas par la résolution de fréquence étroite. Réduire la largeur de bande de résolution diminue le bruit de la moitié ; par conséquent, le rapport signal/bruit s'améliore de 3 dB si 10 ms de données doivent être traitées. La méthode de corrélation circulaire peut ne pas être pratique en raison de la complexité de calcul [23].

3.7.2. Détection non cohérente

Parfois l'acquisition utilisant 1ms de données ne peut pas détecter un signal faible ; plus de données reçues sont alors nécessaires pour acquérir un signal faible. Une augmentation de la longueur des données peut nécessiter un nombre d'opérations supplémentaires.

Une façon de traiter plus de données est à travers l'intégration non cohérente. Par exemple si une durée de 2ms de données est utilisée, on peut alors la diviser en deux blocs de 1ms. Chaque 1 ms de données est traitée séparément et les résultats sont additionnés. Cette opération double pratiquement le nombre d'opérations, sauf pour l'addition dans la dernière étape. Dans cette opération la puissance du signal est augmentée d'un facteur 2 mais le bruit est augmenté par un facteur de $\sqrt{2}$; ainsi le rapport signal/bruit augmente par $\sqrt{2}$ (1.5 dB). L'amélioration obtenue par cette méthode est moins élevée qu'avec la méthode cohérente mais il y a moins d'opérations. Un autre avantage de cette méthode est la capacité de maintenir l'exécution de l'acquisition sur 1 ms de données et en additionnant les résultats. Les récepteurs matériels classiques utilisent souvent cette approche [2, 23].

3.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les composantes d'un récepteur logiciel GNSS. Tout d'abord nous avons donné respectivement la définition d'un récepteur logiciel -proposée par MITOLA en 1995- et celle d'un Récepteur Logiciel Restreint. Ensuite nous avons présenté les différentes étapes de réception des données de navigation. L'acquisition est l'étape la plus importante dans la réception parce que c'est elle qui permet une estimation des changements des composantes du signal transmis. Nous avons également souligné l'importance du type de démarrage sur le temps d'acquisition parce que les informations enregistrées réduisent le champ de recherche. Nous avons également montré que l'état du signal ainsi que la technique de détection déterminent le choix du nombre des données utilisées pour l'acquisition. Si la taille des données utilisées est importante le temps d'acquisition va augmenter. Enfin, un algorithme de recherche rapide basé sur la technique FFT est proposé pour résoudre toutes ces contraintes.

Chapitre IV

Simulation et résultats

Chapitre 4

Simulation et résultats

4.1. Introduction

Pour un système basé sur la radio logicielle, qui est un moyen permettant de rendre plus flexible l'accès aux services, les terminaux doivent être capables de se reconfigurer par logiciel afin de supporter plusieurs standards et plusieurs types de services. La vitesse de traitement de la radio logicielle dépend des algorithmes utilisés pour les calculs qui remplacent le travail du matériel. La capacité du récepteur GNSS basé sur le SDR travaillant en temps réel a une grande importance. Pour atteindre ce but la vitesse d'acquisition est un facteur majeur.

Ce présent travail utilise des données réelles du signal GPS-L1 avec une fréquence intermédiaire IF échantillonnée. Les simulations du récepteur logiciel sont basées sur une plateforme Matlab. Dans ce chapitre nous présenterons les différentes caractéristiques du signal GPS, l'acquisition du signal GPS avec corrélation dans le domaine temporelle et enfin une acquisition par FFT.

4.2. Caractéristiques des codes d'étalement

Comme nous l'avons mentionné dans le deuxième chapitre, les codes d'étalement pour les signaux GPS-L1 contiennent 32 codes différents. Le GPS utilise les 24 premiers codes sur le tableau des codes GOLD pour $n=10$. Les séquences Gold sont obtenues en combinant, avec modulo-2, deux séquences à longueur maximale. Les codes Gold représentent une famille de séquences qui permet d'atteindre des valeurs faibles d'inter corrélation afin de minimiser l'interférence entre utilisateurs et un pic important d'auto corrélation. Voir figure 4.2.

Le code d'étalement pour le satellite 13 est présenté dans la figure 4.1. On prend 0.1 ms de code (1023) chips. Les valeurs de ces codes sont des (-1, 1). Ses caractéristiques nous permettent de faire la synchronisation avec l'émetteur pour l'étalement du signal.

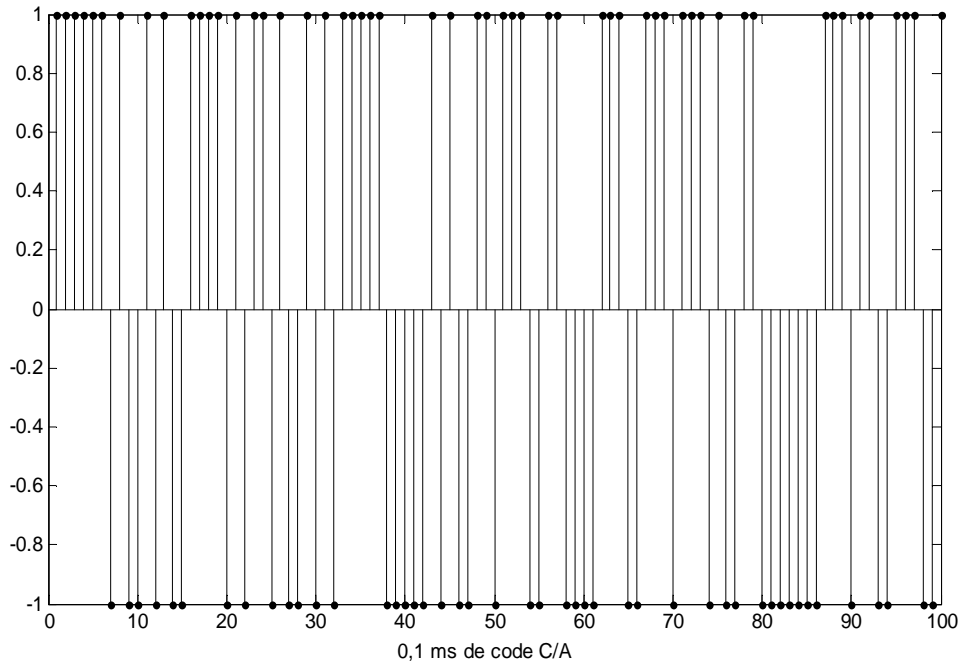


Figure 4.1. Code d'étalement C/A du satellite 13 pour GPS.

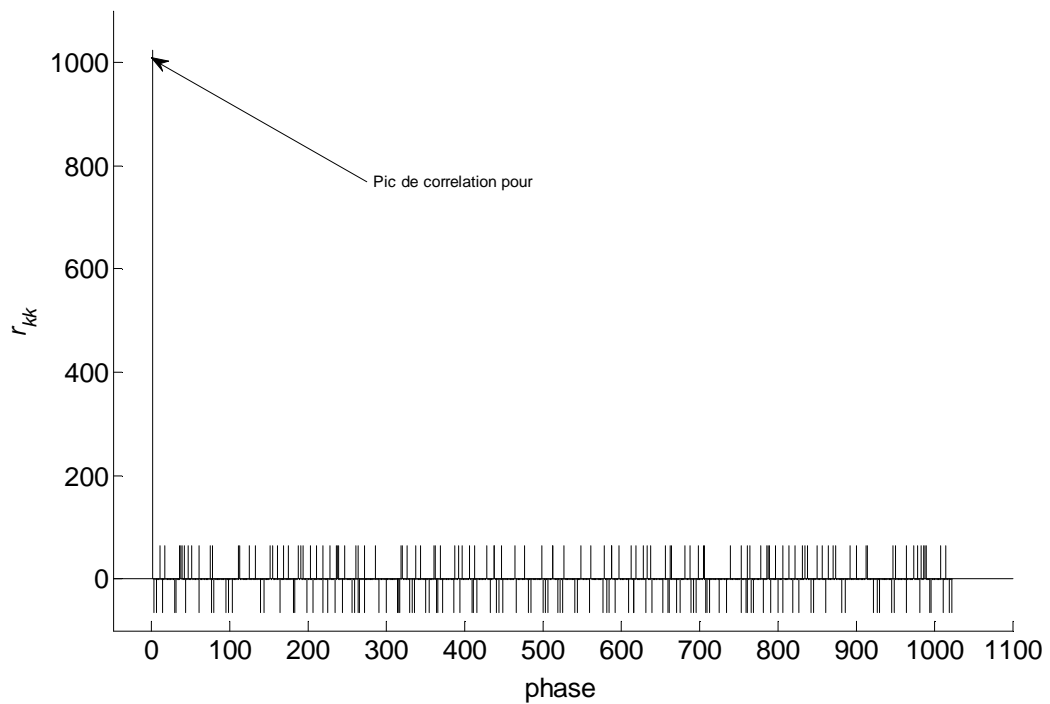


Figure 4.2. Auto corrélation entre deux codes d'un même satellite "SAT4".

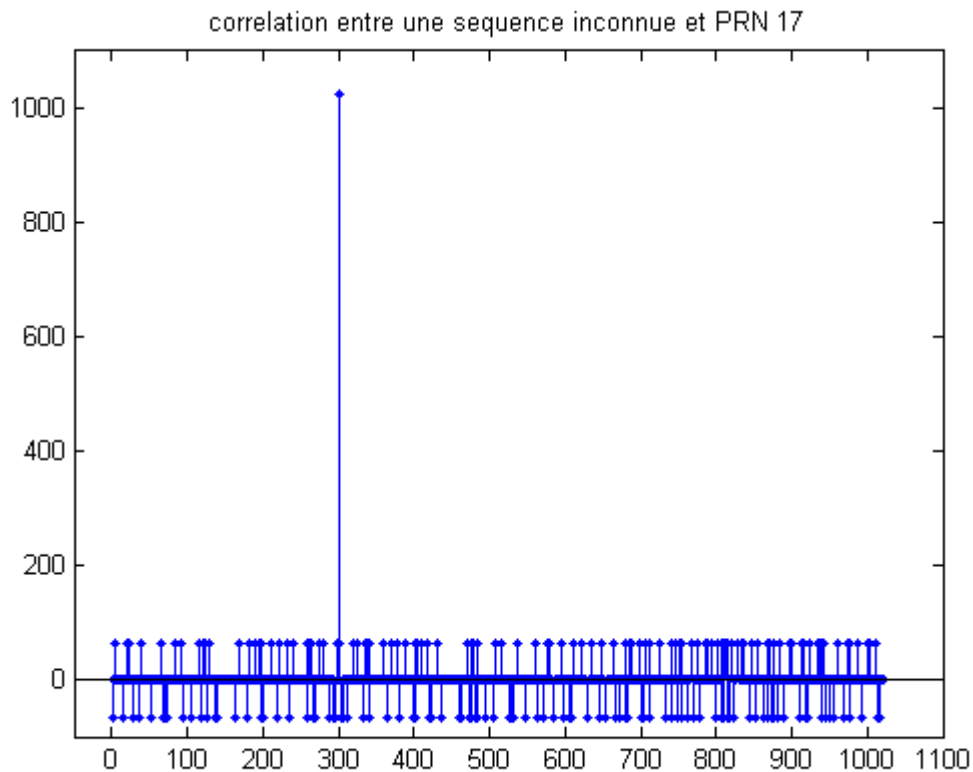


Figure 4.3. Détection du début du code PRN.

La figure 4.3 illustre l'utilisation de la propriété d'auto corrélation pour rechercher le début du code dans une séquence. Le début du code est ici au niveau du chip 300. Si le début est détecté l'auto corrélation atteindra sa valeur maximale.

Cette procédure de recherche représente le principe utilisé par l'algorithme d'acquisition pour trouver le retard de code au niveau du récepteur sur un signal reçu.

4.3. Acquisition des signaux GNSS

4.3.1. Réception des signaux par le front-end

La première étape pour faire le traitement du signal par le SDR est d'obtenir les signaux transmis par les satellites distribués dans le globe. Le coté front-end assure la réception, le filtrage, l'amplification, la fréquence intermédiaire et enfin la conversion analogique/numérique.

Pour notre travail l'acquisition est faite sur des données réelles qui sont issues de la sortie d'un terminal (front-end) donnant une sortie discrète (figure 4.4). Il faut noter qu'il y a plusieurs manières de placer les différentes composantes du front-end. L'une des plus phases les plus importantes est l'échantillonnage direct du signal reçu puis sa conversion vers une fréquence intermédiaire [2, 13]. La fréquence d'échantillonnage utilisée dans notre travail est 38.192 MHz et nous avons également employé une fréquence intermédiaire égale à 9.55MHz.

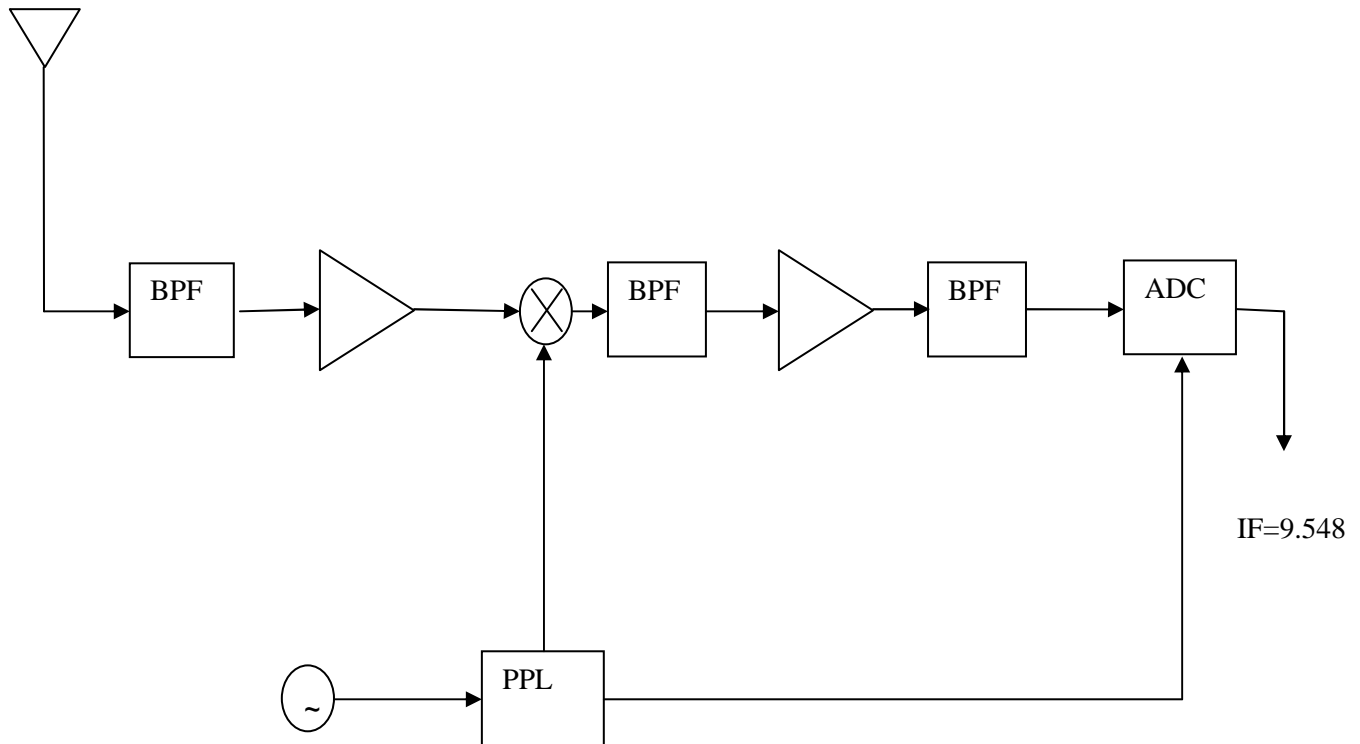


Figure 4.4. Le front-end utilisé pour L1

Les paramètres importants qui doivent être déterminés par le programme d'acquisition sont le début de code C/A et la fréquence porteuse. Le signal reçu par le récepteur contient des informations provenant de plusieurs satellites en visibilité :

$$x(t) = x_1(t) + x_2(t) + x_3(t) + x_4(t) + \dots$$

Lorsque on trouve la phase de code, les données seront utilisées pour la restauration du signal afin d'obtenir une onde continue (cw). Une fois la fréquence porteuse est déterminée, le programme de poursuite commence alors.

Au niveau de récepteur le signal est :

$$x(t) = \left\{ \sum_{i=1}^N \sum_{k=0}^{M^i-1} A_k^i d^i(t - \tau_k^i) c^i(t - t_k) \cos(2\pi L_1 t - \theta_k^i) \right\} + j(t) + n(t) \quad (4.1)$$

N : est le nombre des signaux des satellites au niveau du récepteur. Il est inférieur ou égal au nombre des satellites visibles.

M^i : est le nombre des multi trajets résultant d'un $i^{\text{ème}}$ satellite.

t_k : le retard sur la phase de code.

θ_k^i : Déphasage de porteuse du $i^{\text{ème}}$ satellite.

$j(t)$: représente les interférences possibles (avec les autres signaux radio).

$n(t)$: Le bruit additif de canal.

Les multi-trajets (multipath) sont le résultat des réflexions multiples que peut subir le signal avant de parvenir au récepteur, notamment sur la surface d'objets divers entourant l'antenne (sol, bâtiments, automobiles..). La surface la plus propice aux multi-trajets est le plan d'eau tandis que la moins propice est le terrain sablonneux. Les multi-trajets conduisent à une erreur dans les calculs, parce que le signal ne parvient pas au récepteur en ligne droite. Les antennes sont généralement conçues pour limiter l'influence de ce phénomène [19].

Le signal d'entrée pour notre SDR est présenté dans le domaine temporel sur les figures 4.5 et 4.6 qui contiennent les signaux de huit satellites.

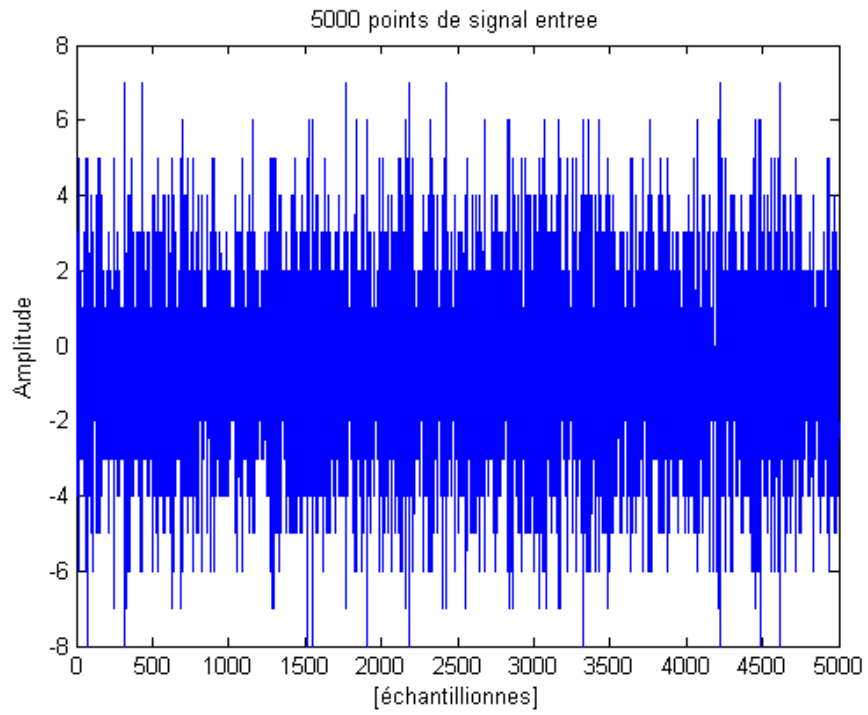


Figure 4.5. Représentation des 5000 échantillons "domaine temporel".

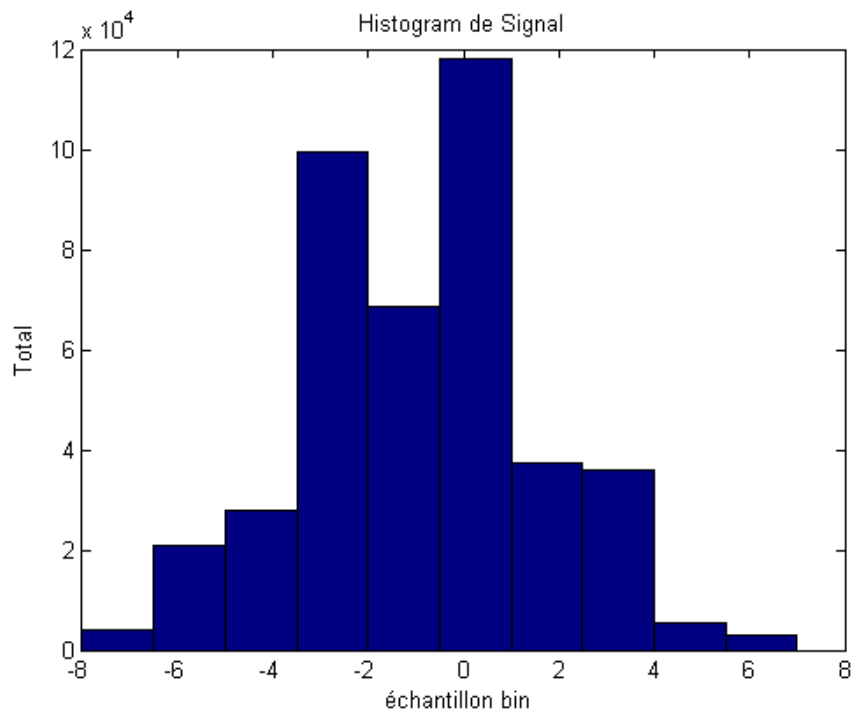


Figure 4.6. Histogramme des échantillons.

4.3.2. Acquisition par recherche en série

Comme nous l'avons mentionné dans le troisième chapitre la méthode de recherche en sérié permet de faire la recherche à la fois sur toutes les phases de code pour un seul pas de fréquence. L'entrée $x[n]$ est multipliée avec un code C/A localement généré $CA [n+m]$ où n est le $n^{ième}$ échantillon et m représente le nombre d'échantillons décalés par le C/A généré. La fréquence d'échantillonnage est 38.192 MHz. La longueur L est 38192. Pour assurer les résultats d'acquisition il faut prendre une longueur suffisante d'information.

Le choix des paramètres dépend du niveau du signal et de la vitesse du récepteur. On prendra la valeur de 1ms d'information pour l'acquisition et $IF \pm 10$ KHz comme bande de fréquence de recherche (présentant le maximum du changement de fréquence par effet Doppler).

Le générateur local permet de générer deux signaux porteurs avec une différence de phase de 90° , correspondant à une onde cosinus et sinus. La porteuse doit avoir une fréquence correspondant à $IF \pm$ un pas. Elle doit être échantillonnée à la fréquence de 38.192 MHz. Un signal complexe est généré en utilisant la fonction d'exponentielle naturelle $e^{(j2\pi f)}$.

$Porteuse = \exp(j*2*\pi*f_c*t_s*d)$; d est un vecteur de 0 à 38192,

$t_s = 1/f_s$ est la période d'échantillonnage,

f_c est la fréquence intermédiaire sans effet Doppler. Les porteuses sinus et cosinus sont générées $cosinus = \text{real}(porteuse)$; et $Sinus = \text{imag}(porteuse)$.

$$R^2[m] = \sum_{j=0}^{K-1} \left(\left[\sum_{n=jNL}^{(j+1)NL-1} x[n].CA[n].\cos[\omega n] \right]^2 + \left[\sum_{n=jNL}^{(j+1)NL-1} x[n].CA[n].\sin[\omega n] \right]^2 \right) \quad (4.1)$$

Les signaux I et Q sont intégrés sur 1ms, correspondant à la longueur du code C/A. La sortie est une valeur de corrélation entre le signal entrant et le signal généré localement. Si un seuil prédéfini est dépassé, les paramètres de code et de fréquence sont corrects.

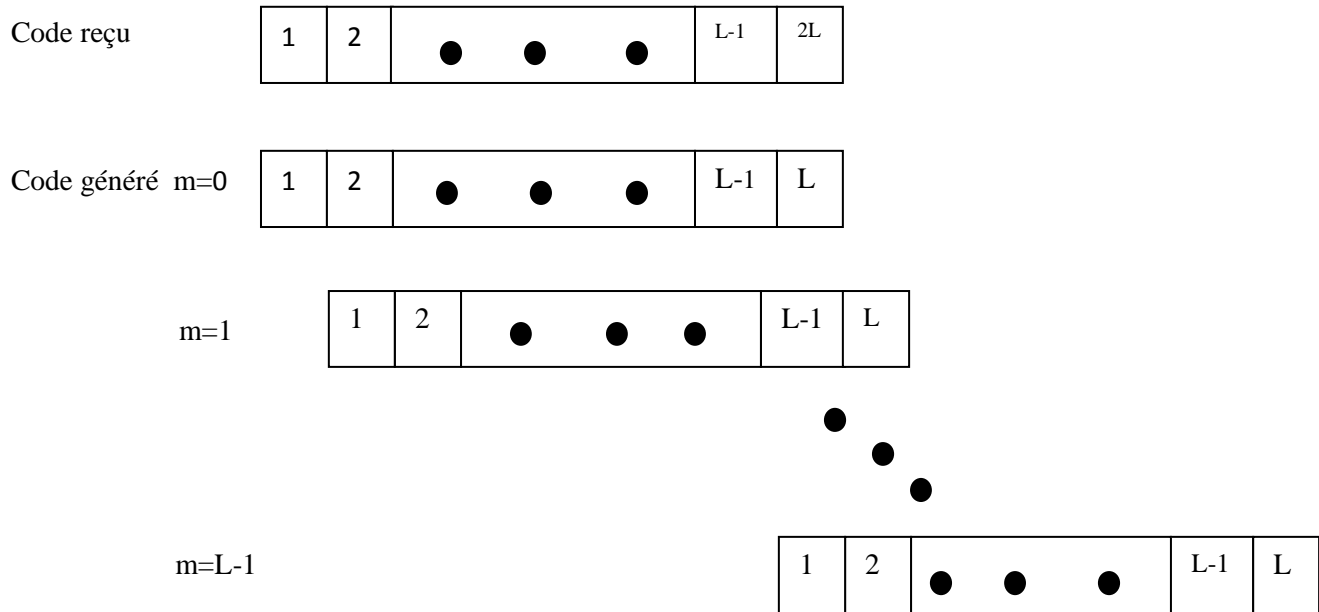


Figure 4.7. La recherche en sérié de code

Pour la simulation de l'équation (4.1) sur Matlab :

N : nombre des données pour l'acquisition, N prend les valeurs 1, 2, 3, 4... selon la taille.

Pour $N=1$ alors 1ms des données est choisie pour faire l'acquisition en série.

Le pas de recherche dans l'espace des codes est 1 chip correspondant à environ 37 échantillons, donc 38.192 échantillons sont testés comme le montre la figure 4.7.

La figure 4.8 illustre la recherche pour l'estimation de début de code sur les séquences d'entrée pour faire l'alignement. La fréquence correspondante est présente sur la figure 4.9.

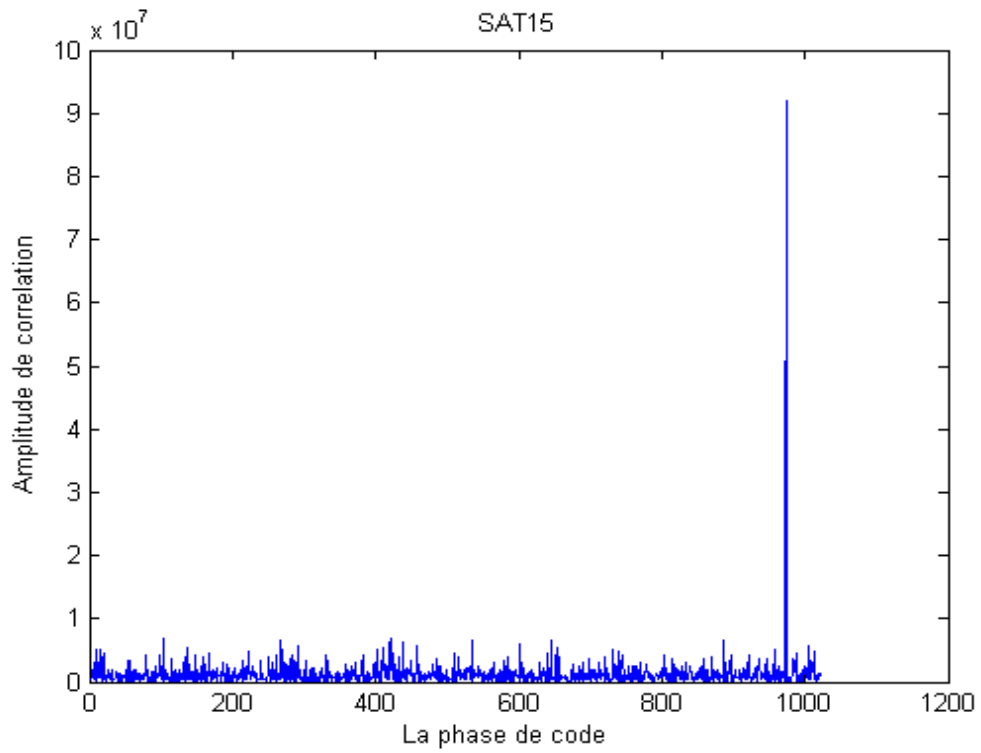


Figure 4.8. Estimation de début de code pour le signal de SAT 15 avec SSA

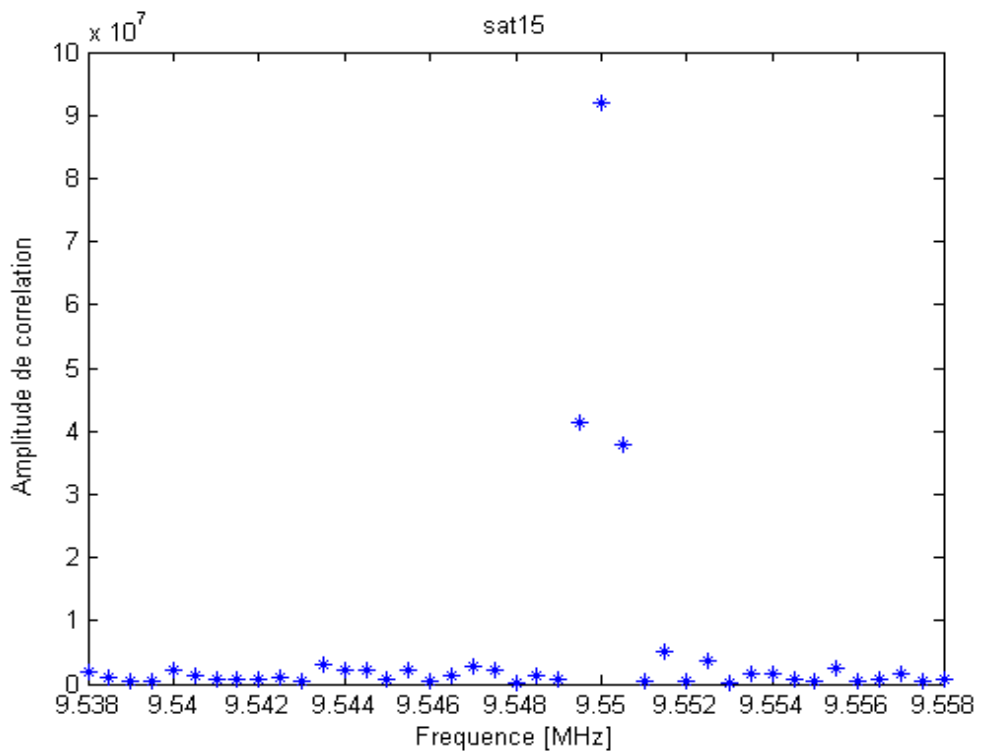


Figure 4.9. Fréquence intermédiaire correcte correspondante avec SSA

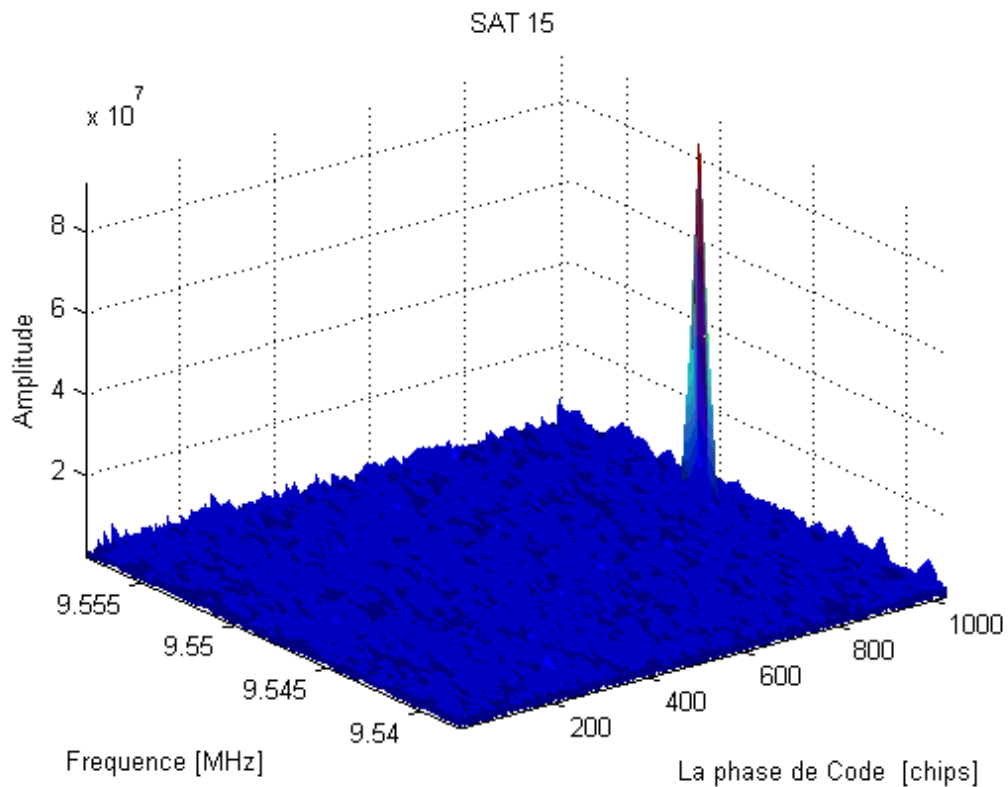


Figure 4.10. Acquisition de satellite 15 par la recherche SSA

Sur la figure 4.10 le signal de SAT 3 est acquis ; les deux paramètres à estimer prennent les valeurs suivantes :

- Le début de code est à partir de chip 974.
- La fréquence intermédiaire correcte est de 9.550MHz.

L'algorithme de la recherche en sérié présente une simplicité au niveau de l'exécution. En revanche la consommation en temps est importante. Pour une seule recherche plus de 177.437057 secondes sont nécessaires.

Pour l'acquisition des restes des satellites $T_{sats} = \text{temps d'un satellite} \times 32$; plusieurs minutes sont alors nécessaires. La possibilité de la réception et décodage des données de navigation en temps réel sous un récepteur SDR devient impossible car l'acquisition demande beaucoup d'itérations.

D'autre part, cette méthode est simple à réaliser par un récepteur de type hardware et pour accélérer l'exécution on augmente le nombre des corrélateurs.

4.3.3. Acquisition par recherche parallèle sur l'espace de code (FFT)

Le but est de trouver les paramètres du signal pour tous les satellites disponibles dans le champ de vision du récepteur par quelques ms de données. 10 ms de longueur de données sont choisies pour l'acquisition parallèle par FFT. On suivra le diagramme présenté sur la figure 4.12.

Les mêmes étapes établies pour la recherche en série pour obtenir les composants I et Q sont considérées. La fonction d'acquisition recherche le signal GPS avec un pas de fréquence égal à 500 Hz. Pour chaque pas une recherche parallèle sur l'espace de code est effectuée comme l'illustre la figure 4.12.

Les résultats de corrélation sont enregistrés. La fonction est de faire le traitement sur le pas suivant de fréquence. La recherche couvre toutes les bandes de fréquences. Après, l'algorithme recherche une valeur maximum de corrélation (pic de corrélation) sur les résultats pour tous les pas de fréquence. Si le signal d'entrée est parfaitement aligné avec le code généré localement le résultat est une onde continue qui déclenchera le processus de poursuite.

$$R[m] = \underbrace{x[n] \otimes CA[-n]}_{\text{correlation circulaire}} = F^{-1}(F(x[n]).F(CA[n])^*)$$

$$|R[m]|^2 = |F^{-1}(F(x[n]).F(CA[n])^*)|^2$$

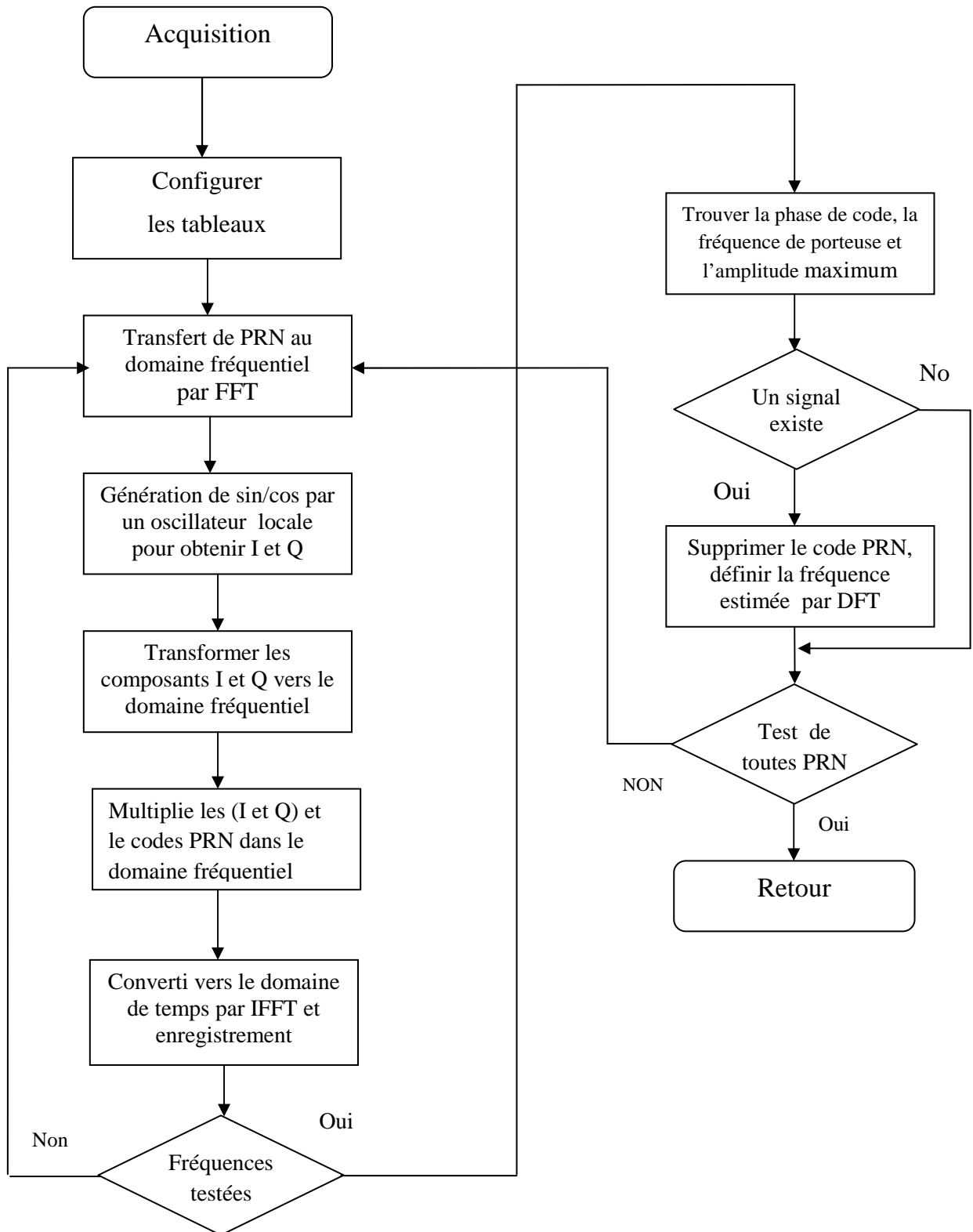


Figure 4.11. Diagramme de l'acquisition par la recherche parallèle sur l'espace de code

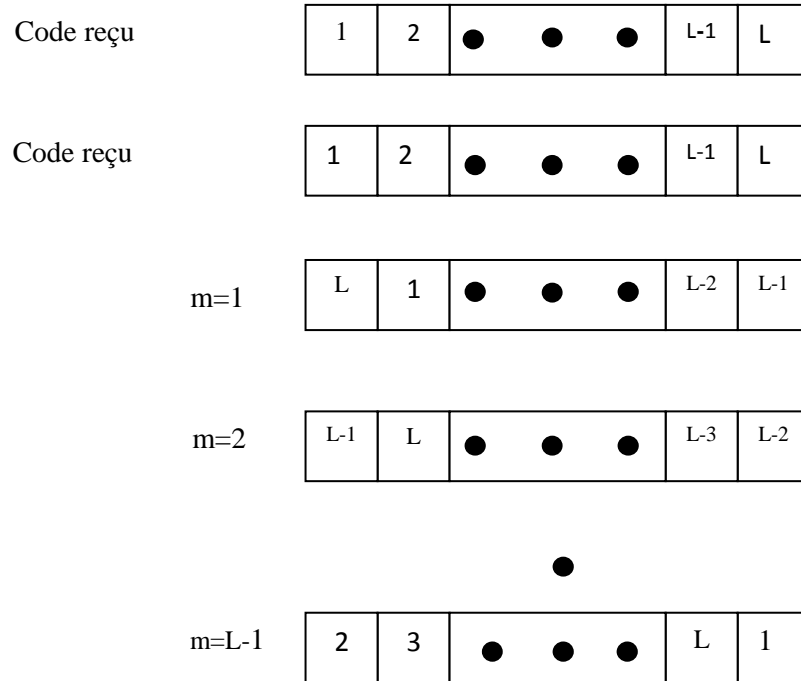


Figure 4.12. Technique de recherche par corrélation circulaire

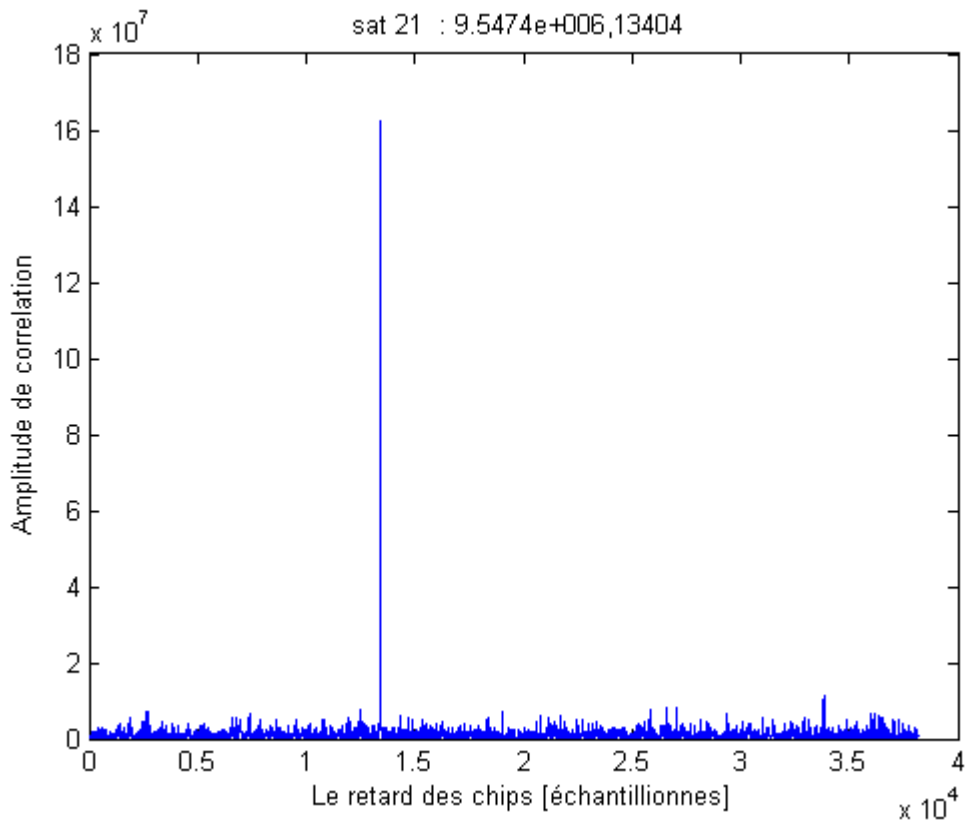


Figure 4.13. Estimation de début de code pour SAT 21 avec PCA

La figure 4.13 présente l'estimation de début de code du satellite 21 à partir du signal d'entrée par la technique de corrélation circulaire (domaine temporel). Le pic de corrélation est au niveau de l'échantillon 13404. La fréquence correspondante avec une considération de l'effet Doppler est présentée sur la figure 4.14.

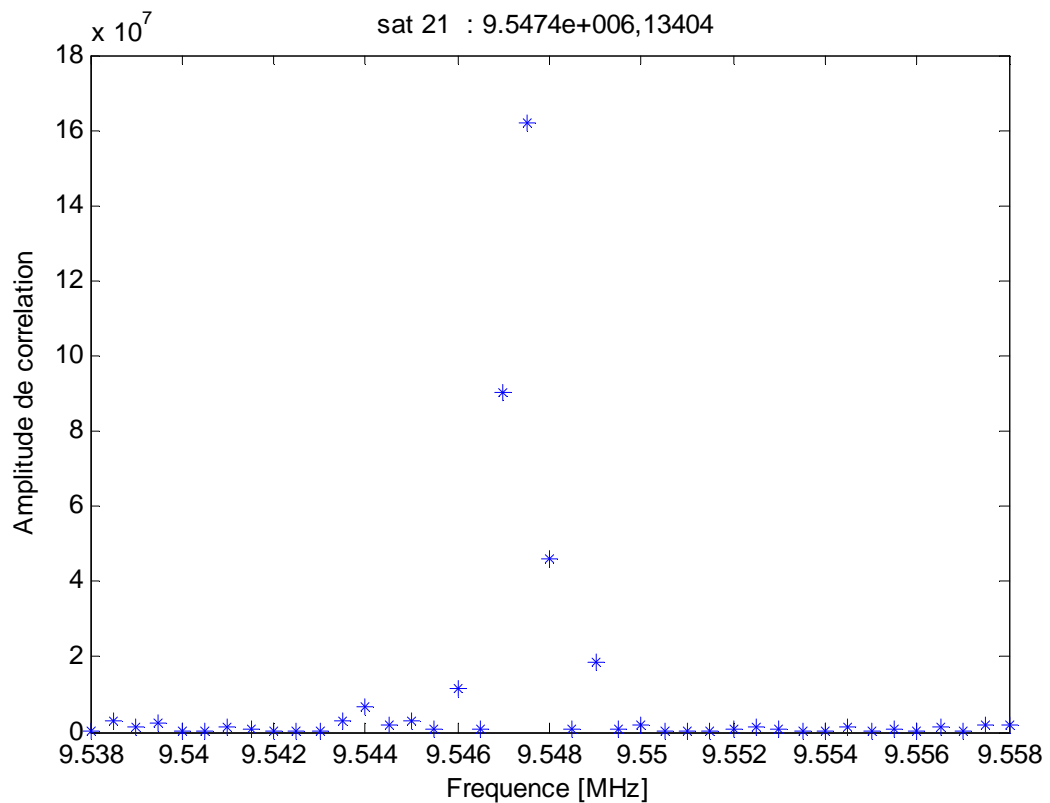


Figure 4.14. Fréquence intermédiaire correcte correspondante avec PCA

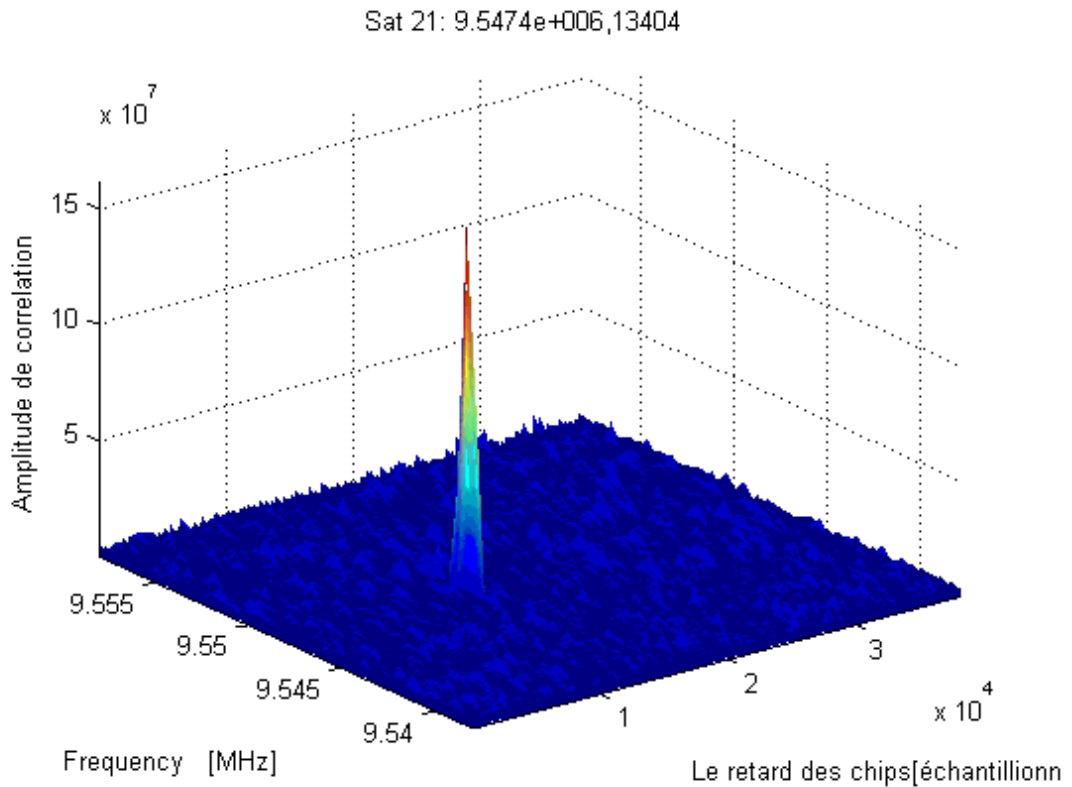


Figure 4.15. Acquisition de satellite 21 par la recherche PCA

La figure 4.15 montre l'acquisition du signal du satellite 21 où l'acquisition pour restaurer le signal d'entrée et de trouver la fréquence porteuse est réalisée. Si le code C/A avec la phase correcte est multiplié avec l'entrée signal, le signal d'entrée sera un signal continu (cw) comme la figure 4.16. Une fois la procédure d'acquisition est terminée la deuxième phase de réception (poursuite) peut commencer.

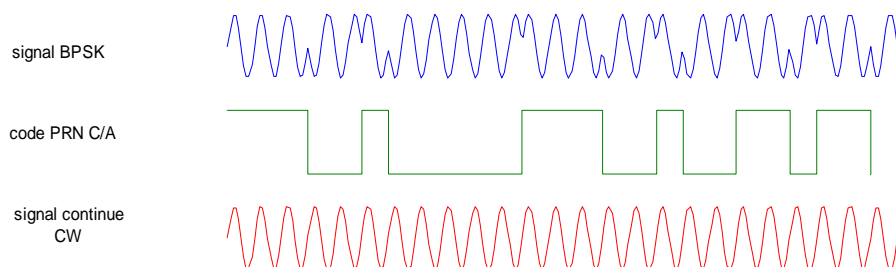


Figure 4.16. Le signal d'entrée est parfaitement aligné avec le code PRN

La figure 4.17 montre le cas contraire où plusieurs pics sont estimés et sont presque égaux au niveau de l'amplitude ; ce qui indique que la recherche de début de code diverge par rapport à la solution correcte correspondant à ce code. Ce résultat implique que le signal de ce code n'existe pas dans le signal reçu, donc impossible de faire une restauration avec ce code.

Comme cette recherche est faite sur tout l'espace des fréquences, donc il n'y a pas d'onde continue (sw) pour estimer la fréquence ; le satellite est invisible au récepteur alors il n'y a pas d'acquisition de satellite dans ce cas comme l'illustre la figure 4.18.

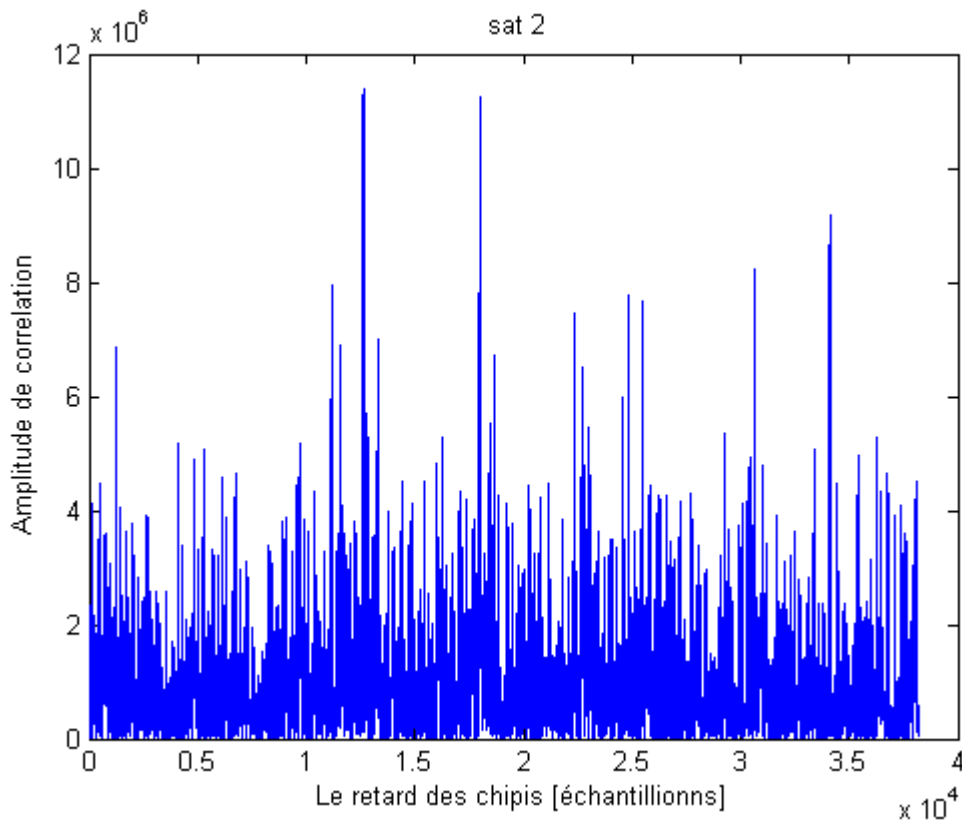


Figure 4.17 Pas d'estimation de début du code avec PCA pour le code SAT2

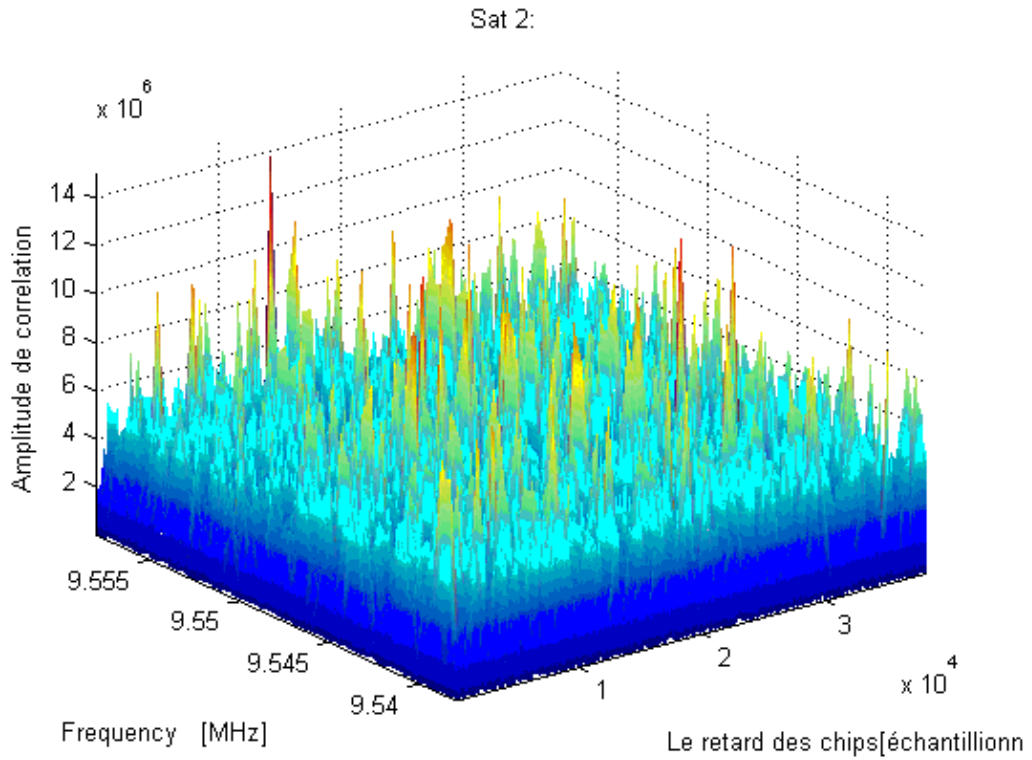


Figure 4.18. Le SAT 2 est invisibilité

4.4. Complexité et temps d'exécution

Quand une méthode d'acquisition est choisie pour la conception d'un récepteur, la complexité de calcul et l'erreur numérique jouent un rôle principal. La complexité de calcul de chaque méthode est présentée dans le tableau 4.1.

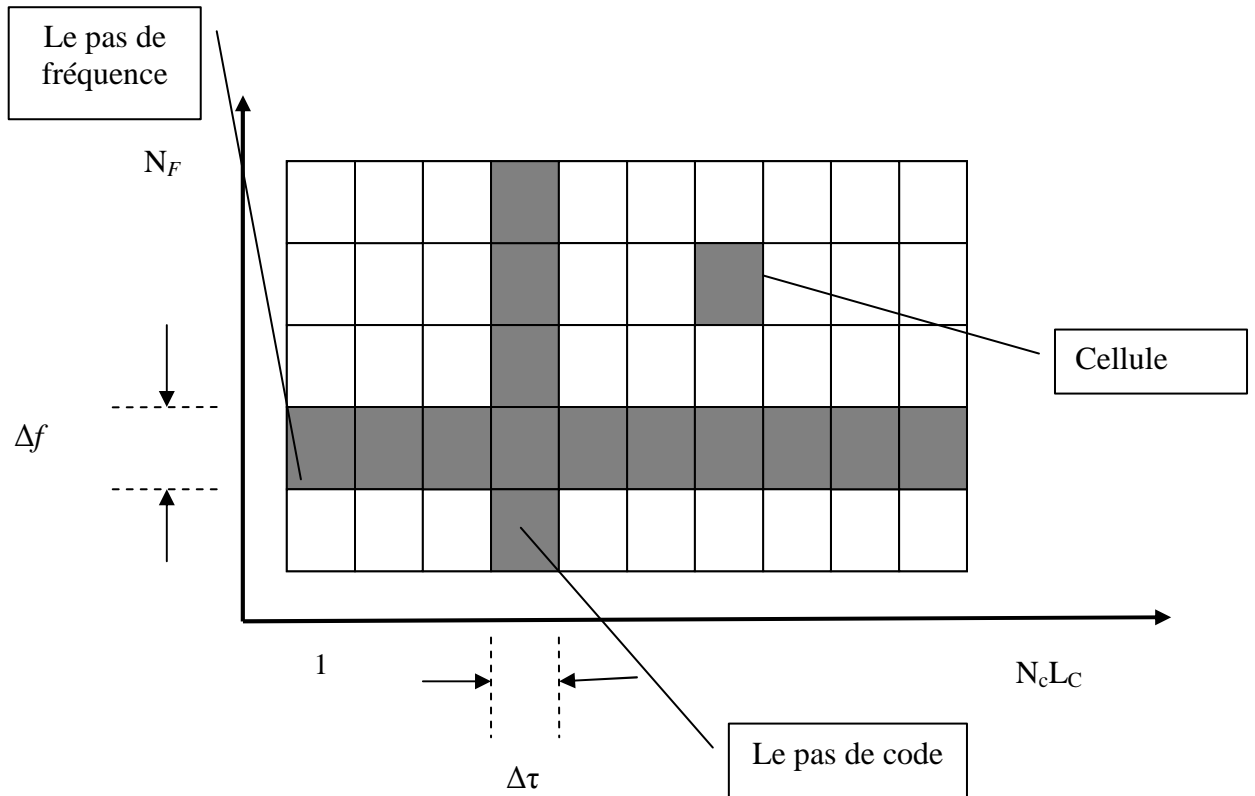


Figure 4.19. L'espace de recherche pour l'acquisition

Les paramètres essentiels sont :

- N_I : nombre d'échantillons composant une période d'intégration.
- L_C : longueur du code PRN.
- N_F : nombre de pas pour la recherche sur l'espace de fréquences.
- N_C : résolution de la phase de code sur l'espace de recherche.

Méthode	Multiplication	Sommation
SSA	$4N_F N_C L_C N_I$	$4N_F N_C L_C N_I$
PFA	$4N_C L_C N_I$	$4N_C L_C N_I$
PCA	$N_F (4N_I \log_2 N_I) + 2N_I \log_2 4N_I$	$N_F (6N_I \log_2 N_I) + 3N_I \log_2 6N_I$

Tableau.4.1. Comparaison entre les complexités de calcul.

Longueur de données	Temps d'exécution
3 ms	1.951035
4ms	1.962440
5ms	1.976202
6ms	2.222232
7ms	2.216172
8ms	2.283588
9ms	2.757820
10ms	3.563402

Tableau 4.2. Temps d'acquisition par FFT (PCA)

Le résultat pour une seule détection par une recherche en série peut être délivré par une recherche FFT dans quelques milli secondes ; tout dépend de la vitesse de la transformée de Fourier. Cet état montre que les performances de la recherche parallèle par FFT sont meilleures par rapport à la détection de la recherche en série. Le travail en temps réel dans un récepteur SDR devient alors possible même si les espaces de recherche prennent des valeurs importantes. Tableau 4.2.

La complexité de programmation dépend de l'architecture interne de l'algorithme. La recherche par FFT sur l'espace de code montre une complexité importante au niveau de la programmation et de la consommation mémoire pendant l'exécution.

4.5. Conclusion

Le concept d'acquisition des signaux GNSS par un récepteur logiciel sous Matlab sur des données réelles est présenté dans ce chapitre. Il est généralement admis que l'acquisition est l'opération la plus difficile et longue dans un récepteur GNSS.

La méthode d'acquisition par la recherche parallèle basée sur la FFT "corrélation circulaire" peut aboutir à une recherche rapide des paramètres du signal par rapport à la technique de recherche en série. Les calculs sont réduits par cette méthode ce qui donne un pas d'avance aux récepteurs logiciels.

La longueur des données reçues utilisées pour la recherche a une grande influence sur le temps d'acquisition. Si la taille est réduite, la probabilité de mauvaise acquisition augmente. L'état du signal acquis joue un rôle principal sur le choix de la longueur des données utilisées pour l'estimation.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les systèmes de navigation sont intégrés dans plusieurs applications dans notre vie ; on peut citer la téléphonie mobile, les véhicules, l'aviation ...etc. Ces systèmes de mesure de la position, la vitesse et du temps utilisent un traitement du signal très efficace basé sur des caractéristiques de codage, transmission et de réception avancées. Le développement des systèmes de réception pour réduire le volume hardware et l'intégration de différents modules se sont tournés vers de nouvelles techniques et algorithmes afin d'accélérer le traitement et de réduire les erreurs ainsi que les effets de trajet. Les avancées technologiques dans ce sens ont pris une grande importance ces dernières années.

La Radio Logicielle idéale, imaginée en premier par Mitola, est un concept nouveau pour construire des systèmes radio flexibles, multiservices, multistandards, multi-bande, reconfigurables et reprogrammables par logiciel. Pour établir un récepteur performant basé sur ce type de traitement, la radio logicielle restreinte (SDR, Software Defined Radio) est l'architecture qui peut réduire l'utilisation de circuits analogiques utilisés par les systèmes traditionnels et permet le partage du même hardware, par exemple, passation entre différents protocoles tels que les communications mobiles entre le (GSM) et le (UMTS).

L'utilisation des SDR sur les récepteurs GNSS devient un champ de recherche important. L'acquisition est la première étape de traitement du signal GNSS. Une partie des informations du signal reçu est utilisée en fonction de la demande. Avec une augmentation importante de la vitesse du processeur et les mémoires, il est possible de construire un récepteur qui peut travailler en temps réel.

La technique d'acquisition utilisée par les récepteurs à base de Hardware est la recherche en série utilisée par le système CDMA. Cette technique assure une acquisition efficace, mais avec un temps important. Cependant pour un récepteur SDR, le fonctionnement en temps réel devient impossible avec cette technique.

Une solution consiste en la technique de recherche en parallèle sur l'espace qui est basé sur la théorie de corrélation circulaire. Cette dernière est une multiplication dans le domaine fréquentiel. La FFT et l'IFFT sont utilisées pour les calculs. La méthode de recherche

parallèle sur l'espace de code consiste à faire la recherche sur la phase de code une seule fois pour chaque pas de fréquence. Ce qui permet donc une réduction importante des itérations ; soit un temps de calcul rapide et la probabilité de travail en temps réel augmente.

L'utilisation d'une technique de combinaison entre les différents codes d'étalements (d'un même système de navigation) sur le même récepteur est possible. Cette combinaison nécessite quelques changements à imposer sur les codes localement générés au niveau du récepteur pour faire l'acquisition et la poursuite.

Finalement on a défini un récepteur GNSS sous logiciel qui est capable de travailler en temps réel et faire tout le traitement des signaux après la conversion de fréquence et l'échantillonnage. Le développement de la plate forme matérielle récepteur avec la flexibilité intrinsèque de SDR définit l'efficacité de récepteur .

Références

REFERENCES

- [1] Frank van Diggelen: A-GPS: Assisted GPS, GNSS, and SBAS. Artech House GNSS Technology and Applications Library, 2009.
- [2] Tsui, James Bao-Yen: Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach, John Wiley & Sons, Inc. 2000.
- [3] Scott Gleason Demoz, Gebre-Egziabher: GNSS Applications and Methods. Artech House GNSS Technology and Applications Library, 2009.
- [4] Jean Mark Pieplu : GPS et Galileo systèmes de navigation par satellites Eyrolles. 2009.
- [5] Kai Borre, Dennis M. Akos, Nicolaj Bertelsen, Peter Rinder, Søren Holdt Jensen: A Software-Defined GPS and Galileo Receiver A Single-Frequency Approach. Birkhauser Boston 2007.
- [6] Kaplan, E. D., and C. J. Hegarty: Understanding GPS: Principals and Applications, (Second Edition), Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [7] Blunt, P. D, Advanced Global Navigation Satellite System Receiver Design, Ph.D. thesis, University of Surrey, U.K., May 2007.
- [9] Dennis Roddy: Satellite Communications Third Edition McGraw-Hill 2001
- [10] Florence Macchi-Gernot, Mark G. Petovello, and Gérard Lachapelle Combined Acquisition and Tracking Methods forGPS L1 C/A and L1C Signals International Journal of Navigation and Observation.
- [11] Andrea Molino, Gianmarco Girau, Mario Nicola, Maurizio Fantino, Marco Pini: Evaluation of a FFT-based Acquisition in Real Time Hardware and Software GNSS Receivers.
- [12] Nejmeddine Joudia Modulateur $\Sigma\Delta$ Complexe Passe-Bande à Temps-Continu pour la Réception Multistandard Thèse de doctorat L'école Supérieure des Communications, Tunis. 2009.

- [13] Dennis M. Akos t, A software radio approach to global navigation satellite system receiver design These de doctorat, Ohio University Aout, 1997.
- [14] Rüdiger Leschhorn, Boyd Buchin : Radios logicielles Actualités de Rohde & Schwarz 2004.
- [15] Jean-Philippe Delahaye : plat- forme hétérogène reconfigurable application a la radie logicielle Thèse de doctorat université de Rennes. 2008.
- [16] Daniele Borio: A Statistical Theory for GNSS Signal Acquisition Thèse de doctorat politecnico di Torino 2008.
- [17] Dinesh Manandhar, Yongcheol Suh et Ryosuke Shibasaki: GPS Signal Acquisition and Tracking, An Approach towards Development of Software-based GPS Receiver technical report of IEICE 2004.
- [18] Thomas Pany: Navigation Signal Processing for GNSS Software Receivers Artech House 2010.
- [19] Hanaa AL BITAR : Advanced GPS signal processing techniques for LBS services l'institut national polytechnique de Toulouse thèse de doctorat Juillet 2007.
- [20] Jean-Marie Zogg: GPS Basics Introduction to the system Application overview 2002, u-blox.
- [21] Hamed Sekandary : La Localisation Mobile et ses Applications Travail de Bachelor Université de Fribourg Suisse 2008.
- [22] Nesreen I. Ziedan: GNSS Receivers for Weak Signals Artech House 2006.
- [23] Li-Ta Hsu, Chih-Cheng Sun, Shau-Shiun Jan : comparison of acquisition and tracking methods for software receiver, Department of Aeronautics and Astronautics National Cheng Kung University, Tainan , Taiwan. 2009.