



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :.....

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Télécommunications
Spécialité : Systèmes des Télécommunications

THEME

**Réduction des interférences dans les
systèmes GNSS par l'utilisation de
la transformée d'ondelettes**

Réalisé par :

- *CHERGUI Hacene*
- *ZANIT Mohamed*

Membre de jury :

Mr.: LAANANI ABDERAHIM.

Président

Université Abbes Laghrou-Khenchela

Mr.: KHEZZAR ZAKI AISSAM

Encadreur

Université Abbes Laghrou-Khenchela

Mr. : SAIDI ABDELKADER..

Examineur

Université Abbes Laghrou-Khenchela

Promotion 2019/2020

Remerciement

Nous exprimons notre profonde gratitude à notre encadreur : Mr. KHEZZAR. Zaki Aissam, pour avoir dirigé ce travail avec autant de dévouement. On remercie aussi tout les professeurs de la filière système de télécommunication pour la qualité de leurs conseils, leurs disponibilités, leurs patiences et leurs aides tout au long de notre travail.

On adresse notre plus sincères remerciements aux membres de jury, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant d'être membres de jury de notre projet de fin d'étude.

On tient à remercier particulièrement tout le personnel de département en particulier le chef de département Mr. LAANANI pour leur gentillesse et leur disponibilité. Nos 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
RFI	radio-frequency interference

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

SOMMAIRE

Introduction générale8

Chapitre 1 :

Fondamentaux des Systèmes de Navigation par Satellites

1. Notions de bases.....	11
1.1. Principe de navigation par satellites.....	11
1.1.1 État actuel des GNSS dans le monde.....	11
1.1.2 Systèmes de coordonnées.....	12
1.1.3 Détermination de la position.....	12
1.2 Composantes principales du système GNSS.....	14
1.2.1 Segment spatial.....	14
1.2.2 Segment de contrôle.....	15
1.2.3 Segment sol/ Utilisateurs, récepteurs.....	15
1.2.4 Le message de navigation.....	16
1.3 Le composant signal du GNSS.....	16
1.3.1 Structure du signal GNSS.....	17
1.3.1.1 Codes Gold.....	18
1.3.1.2 Fréquences et modulations.....	19
1.4 Les traitements des signaux GNSS.....	22
1.4.1 Architecture d'un récepteur GNSS.....	22
1.4.2 L'acquisition des signaux GNSS : signal GPS-C/A.....	24
1.4.2.1 Acquisition série.....	25
1.4.2.2 Acquisition fréquentielle.....	26
1.4.3 La poursuite des signaux GNSS : signal GPS-C/A.....	27
1.4.3.1 Les boucles de poursuite de la porteuse : la PLL et la FLL.....	28
1.4.3.2 La boucle de poursuite du délai de code : la DLL.....	28
1.5 Conclusion.....	30

Chapitre 2 :

CLASSIFICATION DES SOURCES D'INTERFERENCE ET ANALYSE DES EFFETS SUR LES RECEPTEURS GNSS

I.	La menace de l'interférence.....	32
1.	Introduction.....	32
2.	Définition de l'interférence.....	33
2.1	Sources naturelles d'interférence.....	33
2.2	Trajets multiples.....	34
2.3	Interférence Intersystème et Intrasystème.....	34
2.4	Interférence artificielle : Interférence non intentionnelle et intentionnelle.....	35
3.	Existe-t-il des interférences par radiofréquence?.....	35
3.1	Exemples de cas réels d'interférence RF.....	36
II.	Classification des sources d'interférence et analyse des effets sur les récepteurs GNSS.....	38
1.	Introduction.....	38
2.	Classification des sources d'interférences.....	39
2.1	Caractéristiques spectrales d'interférence.....	39
2.2	Interférence pulsée.....	40
3.	Sources d'interférence potentielles.....	40
3.1	Signaux hors bande.....	41
3.2	Les signaux intra-bande.....	45
3.3	Classification des brouilleurs.....	49
4.	L'impact de la RFI sur les récepteurs GNSS.....	51
5.	Conclusions.....	52

Chapitre 3

Traitement des Interférences par la transformée en paquets d'ondelettes

I.	Théorie des ondelettes.....	53
1.	Transformation en ondelettes continue CWT.....	53
2.	Transformation en ondelettes discrètes.....	54
3.	Analyse multi-résolution.....	58
4.	Transformation de paquets d'ondelettes.....	60
II.	Méthode de suppression basée sur le paquet d'ondelettes Transformation...62	
1.	Principe de l'algorithme.....	62
2.	Sélection sur le seuil de domaine de coefficient de paquet d'ondelettes.63	
3.	Sélection du niveau de décomposition des paquets d'ondelettes.....	64
4.	Sélection du type de fonction d'ondelettes.....	65

Chapitre 4

RESULTATS ET SIUMULATIONS

1.	Introduction.....	68
2.	Caractéristiques des signaux simulés.....	68
3.	Les mesures de performances de la méthode proposée.....	69
4.	Conclusion.....	73
	Conclusion Générale.....	74
	Bibliographie.....	75

Introduction générale

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 utilisées dans les douanes et la justice, où sont associées au téléphone mobile. Les systèmes GNSS offrent des services de positionnement disponibles en permanence dans le monde entier pour un nombre illimité d'utilisateurs. Le positionnement et la navigation fiables deviennent impératifs dans de plus en plus d'applications liées aux services publics, aux produits de consommation et aux situations critiques pour la sécurité.

Notre mémoire vise le renforcement de la robustesse de signale GNSS face aux interférences. Le but consiste donc à étudier et à concevoir de nouvelles méthodes pour réduction des interférences dans les systèmes GNSS en utilisant la transformée d'ondelettes.

on privilégie la technique de réduction des interférences dans les systèmes GNSS par filtrage avec le développement sur Matlab de filtres de précorrélation de six types de famille de fonctions d'ondelettes sont utilisés pour la suppression des interférences DME en appuyant sur la transformation de paquets d'ondelettes.

Il est donc très difficile de déduire la similitude entre la fonction d'ondelette et la fonction étant analysé. Pour effectuer une analyse multi-résolution à l'aide d'un algorithme rapide d'ondelettes transformée, nous utilisons les critères de sélection habituels sur la fonction ondelette de manière compacte soutenue, orthogonal ou bi-orthogonal.

Après la comparaison des effets de suppression des interférences de différents types de fonctions d'ondelettes basés sur propriétés d'acquisition des signaux après la suppression des interférences, donc le plus la fonction d'ondelette appropriée peut être sélectionnée.

Cette mémoire est organisée 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 fournit un aperçu des principales sources d'interférences et d'usurpation d'identité pour un récepteur GNSS, en discutant à la fois des méthodes utilisées pour évaluer leur

impact sur les performances de positionnement ainsi que des méthodes utilisées pour protéger l'utilisation civile du GNSS contre les interférences et les attaques intentionnelles il présente des méthodes de détection (et éventuellement d'atténuation) des interférences intentionnelles et non intentionnelles.

Le troisième chapitre présente la transformation en ondelettes effectuée à l'aide d'analyses localisées basées sur le temps et la fréquence, Il effectue une décomposition multi-échelles sur les signaux en utilisant la mise à l'échelle et opérations de déplacement. En d'autres termes, la transformation en ondelettes fournit une fenêtre de fréquence temporelle entièrement évolutive, afin de s'adapter automatiquement aux exigences relatives aux analyses de signaux non stationnaires.

Chapitre 1

Fondamentaux des Systèmes de Navigation par Satellites

1. Notions de bases

Un système de positionnement par satellites également désigné sous le sigle GNSS (pour Géolocalisation et Navigation par un système de Satellites), est un ensemble de composants reposant sur une constellation de satellites artificiels permettant de fournir à un utilisateur par l'intermédiaire d'un récepteur portable de petite taille sa position 3D, sa vitesse et l'heure.

1.1 Principe de navigation par satellites

Le terme GNSS représente un acronyme de l'expression Global Navigation Satellite System. Certains pays ont déjà développé des systèmes de positionnement, et tentent d'améliorer les performances de ces systèmes, avec l'utilisation de nouveaux signaux et de nouvelles fréquences. Le GNSS comprend de nos jours les systèmes de positionnement par satellites tels que le GPS (États Unis), Galileo (Union Européenne), Glonass (Russie),...

En fait, le GPS est à l'origine du GNSS : au début des années 60, plusieurs départements du gouvernement américain tels que le département de la Défense (DOD), la NASA (National Aeronautics and Space Administration), et le département des transports (DOT) s'intéressaient au développement d'un système de positionnement à 3 dimensions de l'espace par les satellites. Ce système devait être optimal tout en fournissant une couverture globale continue, pour toutes les conditions météorologiques : ce système est le GPS (Global Positioning Satellite System) [1].

1.1.1 État actuel des GNSS dans le monde

Bien que les différents GNSS utilisent sensiblement les mêmes techniques de positionnement (trilatération, utilisation d'un code pseudo-aléatoire, mesure de la phase de la porteuse, ..), les fréquences et les largeurs de bande utilisées par chaque système sont très différentes.

En utilisant le système le plus connu, le GPS comme exemple, est opérationnel depuis plusieurs années avec une fréquence civile appelée L1 C/A. Le premier satellite GPS fut lancé en 1978 et le système a évolué depuis pour atteindre les capacités de mise en service en 1993 et une pleine exploitation de ses capacités avec une deuxième génération de satellites en 1995 [1].

Depuis 2005, plusieurs satellites transmettent un signal civil à la fréquence L2C. Ce signal sera disponible sur les 32 satellites d'ici 2016. D'autre part, un premier signal sur la fréquence L5 est disponible depuis 2009; les satellites lancés d'ici 2019 diffuseront également ce signal qui sera disponible à tous les utilisateurs civils [2]. En 2014, aura lieu la diffusion du premier signal L1C qui sera disponible sur la totalité des satellites en 2021.

Le système européen Galileo fournira des signaux dans trois bandes de fréquence : E1, E5 (E5a et E5b) et E6. Bien que sujet à plusieurs retards depuis sa conception initiale, il est prévu que Galileo soit opérationnel à l'horizon 2014 [3].

Pour la Russie, Glonass a été lancé en 1982. Cependant, la mise en place de ce système a été reprise en 1999 grâce à un décret présidentiel après un arrêt pour des raisons économiques [5]. Le système russe Glonass possède actuellement 2 signaux civils (L1 et L2) et il était censé atteindre la capacité opérationnelle complète, ou Full Operational Capability (FOC), en fin 2010 [3].

Un troisième signal nommé L3/L5 sera également ajouté sur les nouveaux satellites de type GLONASS-K et ce signal sera disponible sur tous les satellites vers 2017-2020 [4].

D'autres pays se sont lancés dans cette aventure comme le Japon avec son QZSS (Quasi Zenith Satellite System) qui couvre le Japon et l'Australie et qui devait être opérationnel en 2007. La Chine qui a lancé son système Beidou en 2001, déclaré opérationnel en 2004 [5]. L'Inde avec l'Indian Regional Navigation Satellite System était le dernier arrivant.

Avant de présenter les composantes des systèmes de navigation par satellite GNSS, il est nécessaire de montrer les systèmes référentiels et comment s'opère le positionnement par satellites.

1.1.2 Systèmes de coordonnées

Pour la mesure et la détermination des orbites des satellites GNSS, il est nécessaire d'utiliser un système de coordonnées ECI (Earth-Centered Inertial). Cependant, la géométrie de ce système référentiel par rapport à la Terre fait qu'il est largement affecté par la rotation de la Terre et par les mouvements gravitationnels. Ainsi pour calculer la position du récepteur sur Terre, il est mieux d'utiliser un autre système qui tourne avec la Terre. Celui-ci est le ECEF (Earth-centered Earth-Fixed system). Ainsi, pour un récepteur GNSS, il est indispensable de transformer le ECI en ECEF [1].

1.1.3 Détermination de la position

Chaque récepteur GNSS situé à une certaine position peut recevoir à tout moment la position des satellites qui lui sont visibles à travers leurs signaux de radionavigation. Cela permet de calculer les distances R_i qui les séparent du récepteur.

$$R^i = (t_R^i - t_S^i) \cdot c \quad (1.1)$$

En effet, pour chaque signal du satellite i diffusé à l'instant t_S^i par rapport au référentiel satellitaire et reçu à l'instant t_R^i par rapport au référentiel satellitaire, on peut déduire la distance R^i entre le récepteur et le satellite grâce à l'équation 1.1 :

Où c désigne la célérité. Théoriquement, l'horloge du récepteur est parfaitement synchronisée avec celle du satellite. Ainsi, pour une détermination précise de la position du récepteur (ou encore l'utilisateur), il suffit de calculer les distances séparant le récepteur de trois satellites (méthode de trilatération) comme le montrent la figure 1.1 et l'équation 1.2.

$$R^i = \sqrt{(x_i - x_R)^2 + (y_i - y_R)^2 + (z_i - z_R)^2} \quad (1.2)$$

Pour $i = 1 \rightarrow 3$, R^i représente la distance entre le satellite i et le récepteur, (x_i, y_i, z_i) les coordonnées du satellite i et (x_R, y_R, z_R) les coordonnées du récepteur.

La position du récepteur est déterminée en résolvant le système d'équations mettant en jeu les coordonnées des satellites (x_i, y_i, z_i) et du récepteur (x_R, y_R, z_R) . Ce processus de triangulation nécessite 3 satellites au minimum, comme le montre la figure 1.1.

Or, l'horloge du récepteur n'a pas la même précision que les horloges situées au bord des satellites. Ce qui implique l'existence, en pratique, d'un biais t^d entre l'horloge du récepteur et celles des satellites. Ce biais reste la source principale d'erreur pour les mesures de distances. D'où la notion de « pseudo-distance » ρ et la nécessité d'un quatrième satellite :

$$\rho = [(t_R + t_R^d) - (t_S + t_S^d)] \cdot c \quad (1.3)$$

Où l'on a :

- t_R^d : Décalage de l'horloge du récepteur par rapport à la référence du temps.
- t_S^d : Décalage de l'horloge du satellite par rapport à la référence du temps.
- $t_R + t_R^d$: Temps affiché par l'horloge du récepteur au moment de la réception du signal.
- $t_S + t_S^d$: Temps affiché par l'horloge du satellite au moment de la transmission du signal.

Tenant compte des équations 1.2 et 1.3, ρ aura l'expression suivante:

$$\rho^i = \sqrt{(x_i - x_R)^2 + (y_i - y_R)^2 + (z_i - z_R)^2} + ct_R^d \quad (1.4)$$

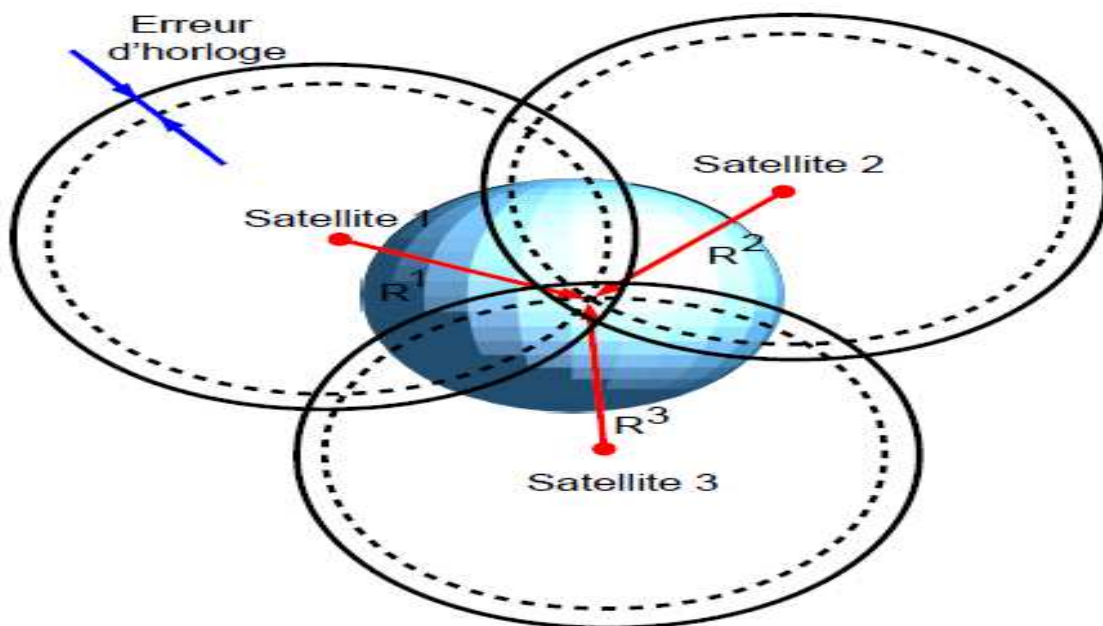


Figure 1.1 — Technique de trilatération

($i = 1 \rightarrow 4$). Lors de la réception, d'autres mesures sont alors possibles comme la mesure du décalage Doppler et de phase.

Le décalage Doppler est la différence entre la fréquence reçue et la fréquence nominale de transmission. Ce décalage est induit par le mouvement relatif entre le satellite et le récepteur. Cette mesure est surtout utilisée pour déterminer la vitesse instantanée de récepteurs mobiles et pour détecter et corriger les sauts de cycles dans les mesures de phase.

Quant à la mesure de la phase, parfois on s'intéresse à la détermination du déphasage entre le signal reçu et sa réplique générée par le récepteur plutôt que de mesurer le temps de parcours de l'onde électromagnétique.

1.2 Composantes principales du système GNSS

Le système GNSS est composé de trois segments principaux : la constellation des satellites, le réseau de contrôle et de surveillance et le récepteur

- **La constellation des satellites** étant l'ensemble des satellites en orbite qui fournissent les signaux de mesure et les données aux utilisateurs.
- **La composante de contrôle** est responsable de la surveillance et de la maintenance des satellites dans l'espace, l'intégrité des signaux transmis et la maintenance de la configuration orbitale des satellites. Cette composante met à jour les corrections de l'horloge des satellites, les éphémérides ainsi que d'autres paramètres essentiels à la détermination de la position de l'utilisateur.
- **Le récepteur** effectue la navigation et la synchronisation.

1.2.1 Segment spatial

La constellation du système GNSS (exemple GPS) est constituée des satellites NAVSTAR (Navigation Satellite Timing And Ranging). Elle comprend au minimum 24 satellites, positionnés à une altitude de 20200 km et évoluant sur des orbites circulaires inclinées à 55° par rapport à l'équateur. Ces satellites sont répartis dans 6 plans orbitaux différents comprenant chacun 4 satellites. Ils ont une période de révolution autour de la Terre de 11 heures et 58 minutes [6]. Ces satellites émettent des codes pseudo - aléatoires (Pseudo Random Noise) à partir desquelles les mesures de distance peuvent être faites. D'où la notion de système passif par rapport à l'utilisateur, comme :

- Les signaux sont émis par les satellites;
- Les utilisateurs reçoivent les signaux passivement;
- Le nombre d'utilisateurs capables de recevoir simultanément les signaux étant illimités.

1.2.2 Segment de contrôle

L'infrastructure au sol du système GNSS, ou ce qu'on appelle la composante de contrôle, a pour fonctions principales de contrôler les satellites au cours de leur durée de vie, de maintenir leurs positions dans les orbites, de surveiller l'état de santé de ces satellites, ainsi que l'état de leurs panneaux solaires et le niveau des batteries.

Cette composante doit également activer les satellites de remplacement pour assurer la disponibilité du système en cas de faillite, mettre à jour l'horloge interne du satellite, les éphémérides, l'almanach, ainsi que d'autres indications dans le message de navigation au moins une fois par jour. Ces mises à jour sont d'autant plus fréquentes qu'une précision est nécessaire.

En plus, elle doit calculer les données que les satellites doivent diffuser aux récepteurs et d'opérer l'ensemble du système [6]. Cette infrastructure comprend plusieurs éléments déployés sur le globe, notamment les suivants :

- La station de contrôle principale, ou MGS (Master Ground Station);
- Les stations de surveillance, ou MS (Monitoring Station);
- Les antennes au sol.

1.2.3 Segment sol/ Utilisateurs, récepteurs

Les constructeurs de récepteurs ont développé une vaste gamme d'équipements dont les caractéristiques adaptées à de nombreuses applications. Il existe donc plusieurs catégories de récepteurs ayant des architectures différentes en fonction de leur utilisation. Avant de citer ces catégories, nous donnons une explication des fonctions principales des composantes d'une chaîne de réception.

Réception des signaux

La réception des signaux est réalisée par une chaîne qui comprend entre autres l'antenne, le pré-amplificateur et le convertisseur [6].

- **Antenne** : La première tâche de l'antenne consiste à transformer l'onde électromagnétique (signal GNSS) reçue en courant électrique se propageant le long du câble de la sortie de l'antenne.
- **Pré-amplificateur**: La puissance des signaux reçus au sol étant très faibles, il est nécessaire de les amplifier avant de pouvoir les traiter. C'est la fonction du pré-amplificateur qui est directement intégré à la base de l'antenne de réception.
- **Convertisseur** : La fréquence des signaux reçus est trop élevée ($L1 = 1,5472 \text{ GHz}$) pour permettre de traiter le signal directement afin d'extraire les mesures de distance et les données. Le rôle du convertisseur est de ramener ces oscillations à une fréquence plus faible appelée fréquence intermédiaire.

Catégories des récepteurs

Les catégories de récepteurs sont aussi variées que les domaines d'applications. On peut citer :

- Les récepteurs grand public;
- Les récepteurs certifiés pour les transports;
- Les récepteurs de qualité géodésique;
- Les récepteurs militaires.

1.2.4 Le message de navigation

Ce message contient des données bien définies qui sont nécessaires aux récepteurs pour effectuer leur calcul de position, et aux centres de contrôle sol pour faire les corrections sur ces positions et les communiquer par la suite aux satellites qui les renvoient aux récepteurs. Il est cadencé à une fréquence de 50 bits par seconde.

Ces données comportent des éléments comme les almanachs, les éphémérides, les corrections d'horloge (passage du système GNSS au UTC), et les paramètres de correction ionosphérique. Toutes ces données sont transmises aux satellites avec un format standardisé. La figure suivante montre la structure du message de navigation.

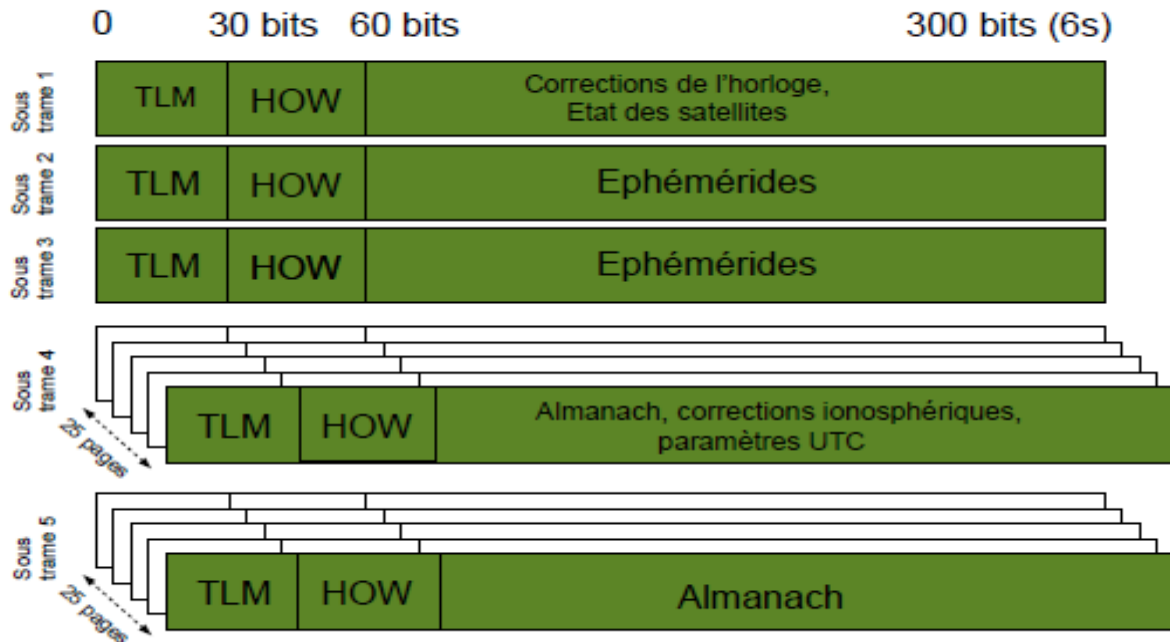


Figure 1.2 — La structure du message de navigation (*TLM* : telemetry et *HOW* : Hand Over Word)

1.3 Le composant signal du GNSS

Après cette présentation des aspects techniques du système GNSS, nous allons détailler dans la suite l'aspect signal du GNSS, notamment le type de transmission utilisée pour la diffusion des

signaux de navigation, la structure du signal GNSS ainsi que ses caractéristiques. Les satellites NAVSTAR¹ émettent des signaux électromagnétiques, de même nature que les ondes hertziennes de diffusion radio AM/FM ou TV, les signaux radar ou la lumière.

1.3.1 Structure du signal GNSS.

Les signaux du système GNSS sont divisés selon CDMA (Code Division Multiple Access). Un signal GNSS consiste en une porteuse, une séquence unique de code PRN (Pseudo-Random Noise) et un message contenant les données de navigation appelé message de navigation (revoir paragraphe 1.2.4). Le message de navigation et le code PRN sont codés par une modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying). Dans ce type de modulation, le signal est transmis tel qu'il est ou avec un déphasage de 180°. Autrement dit, il s'agit de multiplier le signal non modulé par une séquence de données

- ayant comme valeurs ± 1
- pour des intervalles successifs de durée $T_b = 1/R_b$, où R_b est le débit en bits par seconde.

Les différents satellites NAVSTAR transmettent tous sur la même fréquence sans interférence entre les différents canaux. Ceci est possible avec l'utilisation des codes PRN qui sont uniques et orthogonaux. Ces codes sont utilisés pour calculer la distance entre le satellite et le récepteur.

Les satellites GNSS émettent plusieurs signaux codés, à destination civile comme le code C/A (Coarse / Acquisition) ou militaire comme le code P (Precise). Bien évidemment, la partie civile est non cryptée et par la suite disponible à l'utilisation par le grand public. C'est cette composante civile du signal GNSS que nous utilisons dans ce document. Tandis que la composante militaire est cryptée et est réservée pour l'usage militaire et pour assurer la sécurité et l'intervention sur la composante civile.

Comme nous avons déjà vu, l'utilisateur doit mesurer, à l'aide du message de navigation, la phase de chaque code PRN reçu du satellite.

E1	E2	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tableau 2.1—La sortie **S** d'un XOR (OR exclusif)

Ceci est équivalent à la mesure de la distance séparant le récepteur du satellite. C'est le rôle du récepteur d'assurer cette opération. Les propriétés de la fonction d'autocorrélation des codes PRN sont utilisées pour la détermination des codes PRN reçus. Avant d'aborder le sujet des fréquences utilisées, et la construction du signal GNSS, nous présentons dans le paragraphe suivant les codes de Gold, qui sont des codes pseudo-aléatoires.

1.3.1.1 Codes Gold

Code C/A

C'est un code PRN en libre accès. Il est composé de séquences déterministes ayant des propriétés proches de celles d'un bruit aléatoire. Ce code doit son nom - code de Gold - à [8] même s'il a déjà été utilisé en radar [8] et [9]. Ce code est généré à l'aide d'un registre à décalage qui utilise la sommation XOR (tableau 2.1) des sorties de 2 satellites différents de la constellation NAVSTAR [10]. Ce qui entraîne l'unicité de ce code par rapport à chaque satellite.

Le nombre d'éléments N d'une séquence de code Gold est exprimé en nombre d'étages n du registre, tel que: $N = 2^n - 1$. Pour le code C/A du GNSS, $n = 10$ d'après la figure 2.1. Elle consiste en 1023 chips partagés en 512 « uns » et 511 « zéros » (ces valeurs sont parfois implémentées par des NRZ chips).

Cette séquence se répète toutes les 1ms et est donc cadencée à 1,023Mbits/s. Ainsi la durée d'un chip de code sera $\frac{1ms}{1023} \approx 1\mu s$ ou (300m si la propagation se fait dans l'air ou dans le vide). Nous reviendrons dans la suite de ce chapitre sur ses caractéristiques et ses aspects utiles pour la télédétection.

Code P

Un code réservé à accès restreint qui permet d'accéder aux meilleures performances du GNSS. C'est un code crypté (codes Y) dont le décryptage est inconnu du grand public. Il est cadencé à 10,23 MHz et est identique sur les 2 porteuses $L1$ et $L2$. Théoriquement, il se répète tous les 38 semaines. Mais en réalité il est renouvelé toutes les semaines. Il a une résolution 10 fois celle du code C/A. De sa part, $L2$ n'est pas modulée par le code C/A.

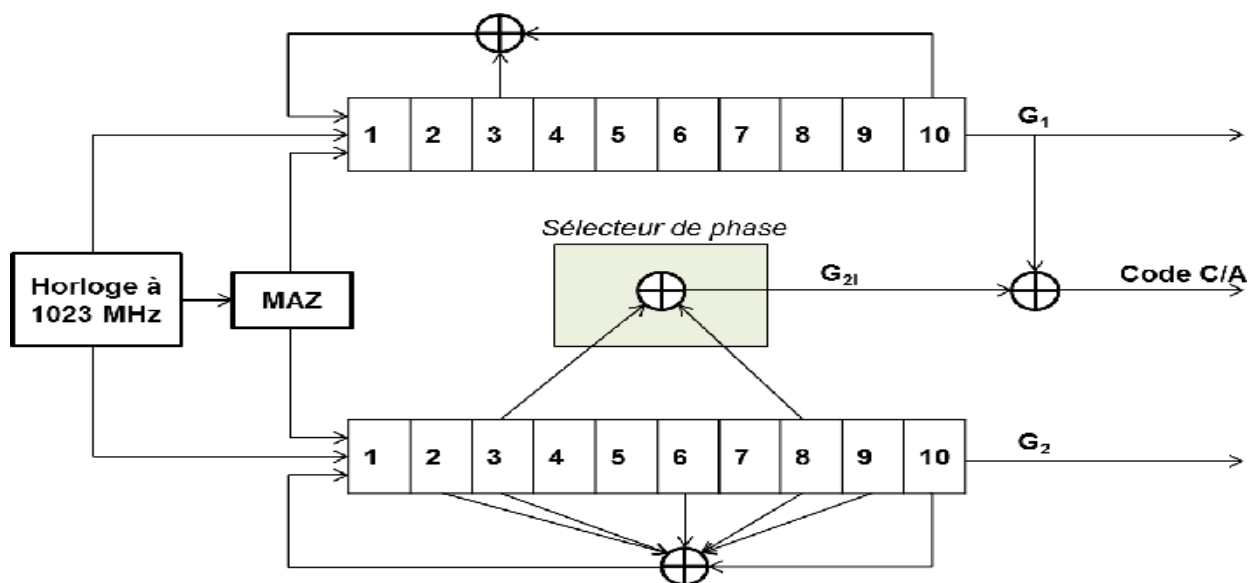


Figure 2.1 — Générateur du code C/A (Gold) (adapté de [11])

Propriétés de corrélation du code Gold

Tous les codes C/A sont presque décorrélés les uns des autres. Ainsi pour deux codes c^i et c^k correspondant aux satellites i et k , le produit de corrélation s'écrit alors :

$$\Gamma_{ik}(m) = \sum_{l=0}^{1022} c^i(l)c^k(l+m) \approx 0 \quad \forall m \quad (2.1)$$

Par ailleurs, le produit d'auto-corrélation d'une séquence donnée est presque nul pour tout déphasage non nul. C'est un indice important pour savoir si les deux codes sont alignés.

1.3.1.2 Fréquences et modulations

Les satellites *NAVSTAR* transmettent leurs signaux sur 2 fréquences porteuses appelées $L1$ et $L2$. Ces deux fréquences sont déduites à partir d'une fréquence fondamentale

$$\Gamma_{kk}(m) = \sum_{l=0}^{1022} c^k(l)c^k(l+m) \approx 0 \quad |m| \geq 1 \quad (2.2)$$

$F_0 = 10,23$ MHz par rapport à un observateur terrestre, tels que :

$$\begin{cases} l_1 = 154 \times F_0 = 1575,42 \text{ MHz} \\ l_2 = 120 \times F_0 = 1227,60 \text{ MHz} \end{cases} \quad (2.3)$$

La fréquence $L1$ est modulée par les deux codes PRN; C/A et P, ainsi que par le message de navigation.

La fréquence $L2$ est modulée par le seul code P (figure 2.2). Le programme de modernisation du GNSS permettra d'étendre ces possibilités à des nouveaux services par la mise en place de signaux supplémentaires.

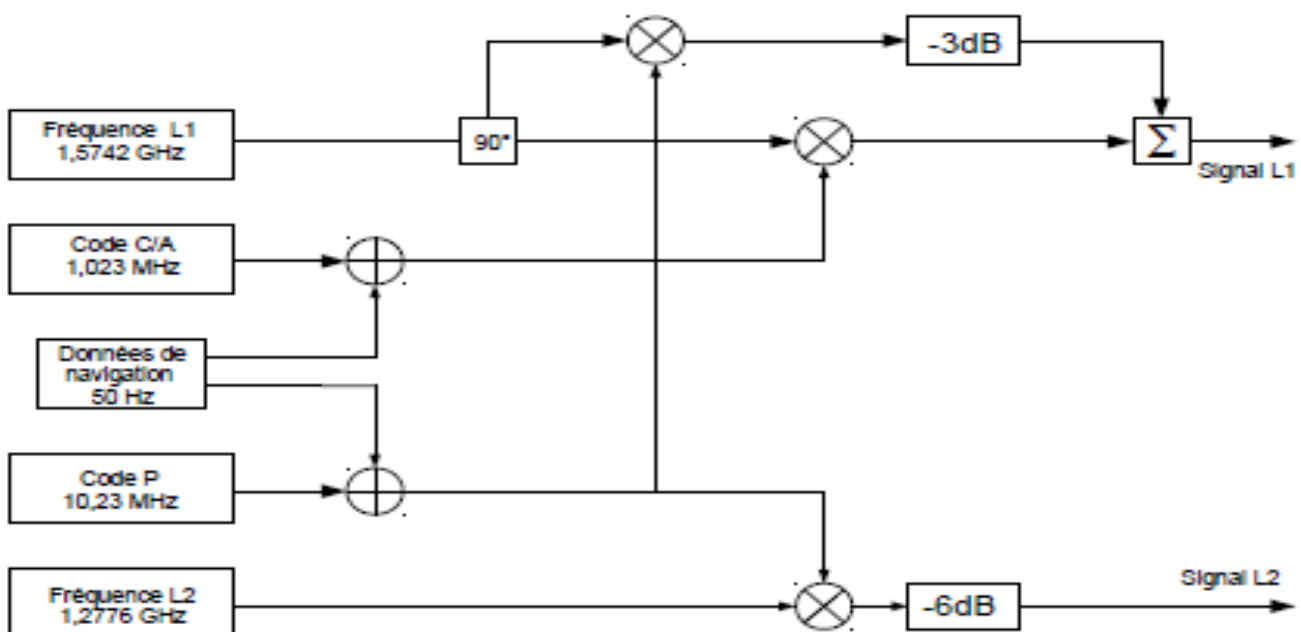


Figure 2.2 — Structure du signal GNSS sur la fréquence $L1$ (Codes C/A et P) et $L2$ (Code P)

Signal L1

Le signal $s_1(t)$ provenant d'un satellite j et transmis sur la fréquence $L1$ est formé des composantes en phase I et en quadrature de phase Q et est écrit sous la forme de $s_{i,1}(t)$ dans l'équation 2.4 :

$$s_{i,1}(t) = \sqrt{2P_{CA}} \cdot C_i(t) \cdot d_i(t) \cos(2\pi L_1 t + \Phi) + \sqrt{2P_{p,L1}} \cdot P_i(t) \cdot d_i(t) \sin(2\pi L_1 t + \Phi) \quad (2.4)$$

La composante I est modulé par le code C/A représenté par le terme $C_i(t)$ et le message de navigation avec le terme $P_i(t)$. De son côté, Q est modulé par le code P présent par le terme $P_i(t)$ et le message de navigation $P_i(t)$. On remarque donc que pour un signal transmis donné, les codes PRN sont différents mais le message de navigation est commun, ce dernier dépend uniquement du satellite émetteur. C_1 représente un déphasage dû à la transmission des signaux. On rappelle également que la puissance de la composante en phase P_{CA} diffère de celle de la composante Q, P_p , par +3dB.

Signal L2

De son côté, le signal $S_2(t)$ est le signal transmis sur la fréquence $L2$ et est codé seulement par le code P. Pour un signal provenant d'un satellite j , ce signal s'écrit ainsi :

$$s_{i,2}(t) = \sqrt{2P_{p,L2}} \cdot P_i(t) \cdot d_i(t) \cos(2\pi L_2 t + \Phi) \quad (2.5)$$

Où $P_i(t)$ et $d_i(t)$ sont des séquences binaires qui correspondent respectivement au code P et aux données de navigation.

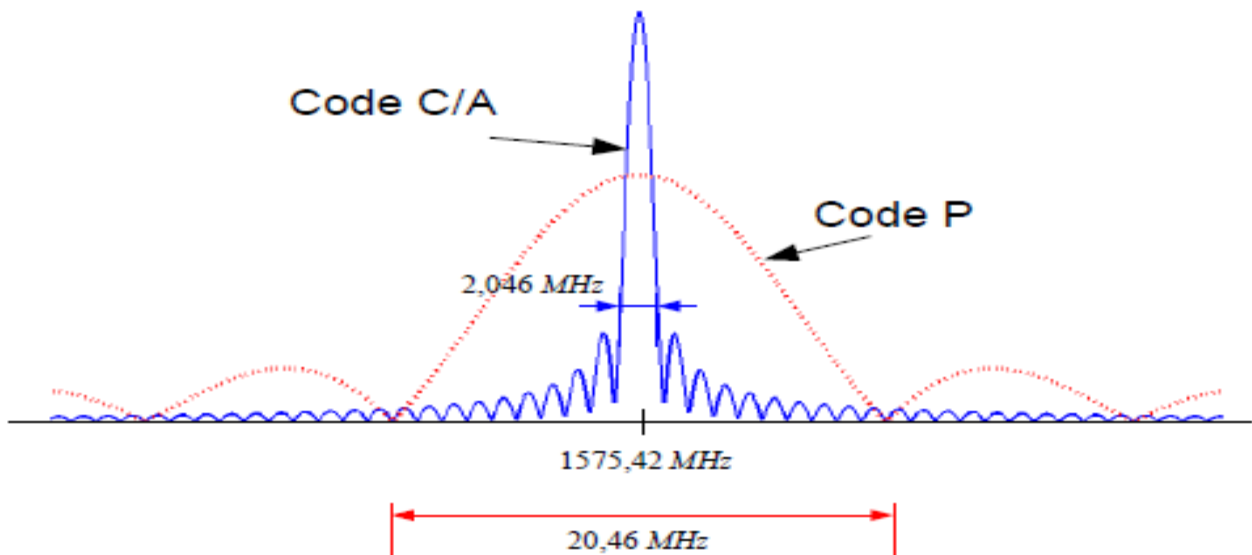


Figure 2.3—Spectre du signal GPS

Caractéristiques spectrales

Comme dans notre travail nous traitons seulement la composante $L1$ du signal $sI(t)$, nous pouvons alors considérer que ce dernier s'écrit comme étant de la forme $S_1(t) = f(t) \cdot c(t)$, où f est une sinusoïde et où c est la fonction caractéristique de l'intervalle $[0, T]$,

$T = 1/1,023\text{MHz}$ présente la période du code C/A.

Le spectre du signal $sI(t)$ sera alors de la forme : $S_1(\gamma) = \frac{1}{2\pi} (F(\gamma) * C(\gamma))$

* désignant un produit de convolution.

$$\text{Avec: } F = \frac{1}{2} [\delta(\omega - 2\pi L_1) + \delta(\omega + 2\pi L_1)] \quad (2.6)$$

$$C = \frac{e^{iT\omega/2}}{\omega} \sin(T\omega/2)$$

Le spectre de SI est alors un sinus cardinal centré à la fréquence de la porteuse. La forme de la puissance spectrale du signal SI est donnée par la figure 2.3.

D'après ce spectre, on constate que le code P est très étalé temporellement par rapport au code C/A. De plus il est à -3dB par rapport au code C/A. C'est pourquoi on s'intéresse seulement à la composante $L1$ et surtout au code C/A. Le signal GNSS $sI(t)$ utile émis par le satellite est alors donné par l'équation 2.7 et dans la figure 2.4

$$S_1(t) = A_c \cdot c(t) \cdot d(t) \sin(2\pi L_1 t + \Phi) \quad (2.7)$$

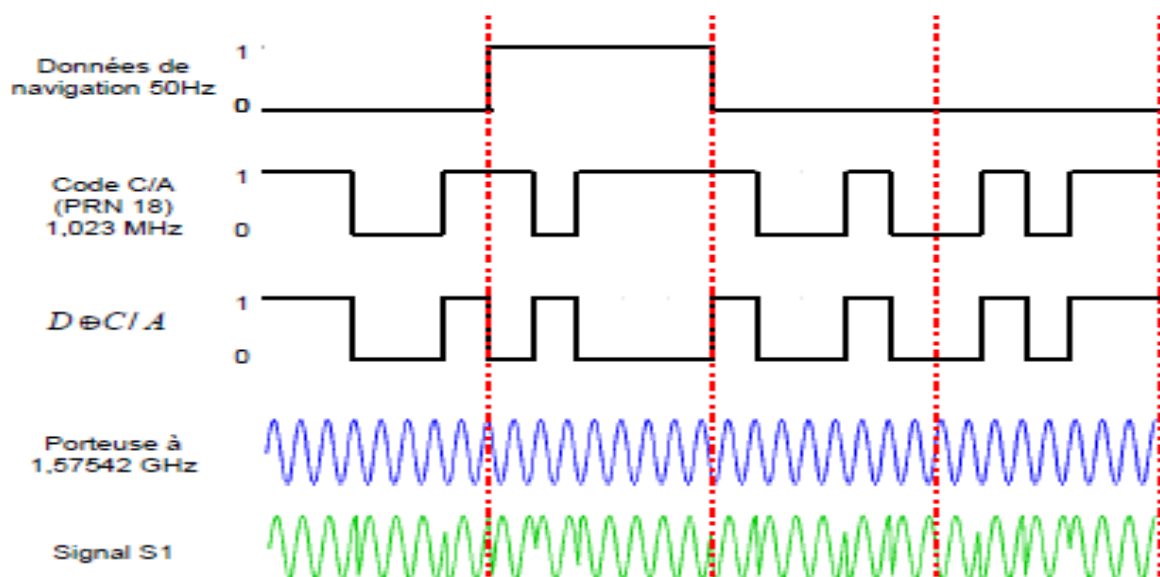


Figure 2.4 — Structure d'un signal GPS

1.4 Les traitements des signaux GNSS

Les récepteurs GNSS sont de nature numérique. Leur architecture s'appuie sur un microprocesseur qui est couplé avec un ensemble d'ASIC pour la réalisation des traitements radio en temps réel. De nos jours avec la progression de la puissance de calcul des microprocesseurs, la tendance est au développement de récepteurs GNSS dont la partie radio est traitée par logiciel.

1.4.1 Architecture d'un récepteur GNSS

On représente Figure 1.4 l'architecture classique d'un récepteur GNSS. Dans cette architecture on distingue une partie analogique, qui conditionne le signal avant son échantillonnage, et une partie numérique qui réalise l'ensemble des traitements radio (signal processing : démodulation, démultiplexage) et le calcul du PVT (Navigation processing : Position Velocity Time).

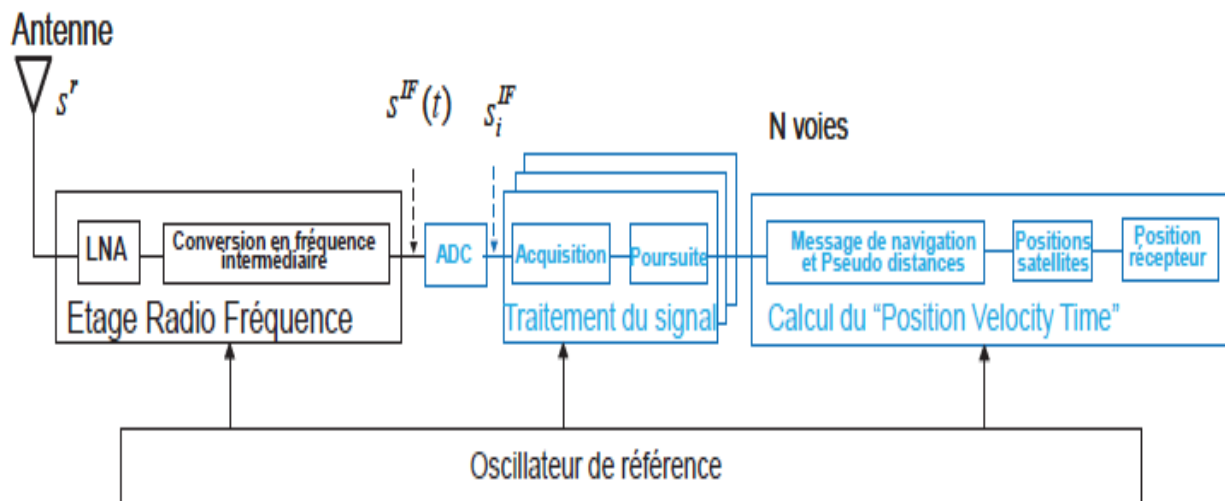


FIGURE 1.4 – Synoptique d'un récepteur GNSS

Les différents sous-systèmes, de la Figure 1.4, qui composent l'architecture d'un récepteur sont les suivants :

- L'antenne
- La chaîne radio- fréquence : Front-end (RF chain)
- Le convertisseur analogique-numérique (ADC)
- L'unité de traitement du signal (Signal processing)
- Les fonctions de traitement de navigation (Navigation processing)
- La génération des oscillateurs locaux (Reference oscillator & frequency synthesizer).

Dans ce contexte l'expression du signal $s^r(t)$ reçu par l'antenne est donnée par :

$$S^r(t) = \sum_{v \in V} A_v(t) n(t) C A_v(t + \tau_v) \sin(2\pi f_v t + \phi_v) + \eta_v(t) \quad (2.8)$$

On suppose ici que l'on ne reçoit que les trajets directs, avec :

- v est l'indice du satellite, il prend sa valeur dans l'ensemble V des satellites visibles;
- A_v est l'amplitude du signal ;
- τ_v est le délai du code CA_v ;
- f_v est la fréquence porteuse du satellite s . Elle inclut le Doppler f_v^D ($f_v = f^{l1} + f_v^D$) ;
- ϕ_v est le déphasage de la porteuse ;
- $\eta_v(t)$ est le bruit introduit par : la propagation libre, l'antenne et le bruit de calcul du récepteur. On suppose le bruit additif, Gaussien, centré et de variance unitaire.

Etant donné la faible puissance du signal $S^r(t)$, la puissance du bruit est de -158,5 dBW, le bon conditionnement du signal impose que l'antenne ait des performances spécifiques en termes de : température de bruit [12], diagramme de rayonnement et bande passante. Souvent l'antenne est active et elle intègre un pré-ampli faible bruit (le LNA de la Figure 1.4). Dans les récepteurs modernes la difficulté est de définir un pré-ampli faible bruit qui soit multi-bandes [13].

Les signaux RF, amplifiés et filtrés, sont alors transposés en fréquences intermédiaires (IF) grâce aux multiplieurs basse fréquence (Down converter). Ces derniers utilisent un signal de fréquences f^{IF} fourni par les oscillateurs locaux (OLs). Les OLs utilisent un synthétiseur de fréquence pour générer à partir d'une unique référence d'horloge leurs différentes fréquences.

Suite à la descente en fréquence (Down converter) le signal analogique prend la forme :

$$S^{IF}(t) = \sum_{s \in S} A_v(t) n(t) CA_v(t + \tau_v) \sin(2\pi f_v^{IF} t + \phi_v^{IF}) + \eta_v(t) \quad (2.9)$$

La conversion analogique numérique est réalisée sur le signal descendu à la fréquence intermédiaire. Le signal $S^{IF}(t)$ échantillonné et numérisé à la fréquence $f_e = 1/T_e$ est

$S^{IF}(i * T_e)$ et est noté S_i^{IF} . Dans un récepteur GNSS ce signal est traité en parallèle par plusieurs composants dédiés (canaux du récepteurs GPS) qui sont associés à chaque satellite du système GNSS. Les dits canaux assurent de nombreuses fonctions de traitement du signal en bande de base.

Telle que :

- Les boucles de poursuite en code et en phase ;
- les filtres des boucles ;
- l'acquisition des satellites ;
- la mesure du rapport signal à bruit SNR.

Le signal à la sortie du convertisseur analogique-numérique est donné par :

$$S_i^{IF}(t) = \sum_{v \in V} A_{v,i} n_i CA_{v,i} \sin(2\pi f_v^{IF} i + \phi_v^{IF}) + \eta_{v,i} \quad (3)$$

Où :

- T_e est la période d'échantillonnage,
- $f_V^{IF} = (f^{IF} + f_V^D + f^{of fset})$ est la fréquence intermédiaire du signal,
- $f^{of fset}$ est l'offset de l'oscillateur local, évalué entre 0 et quelques kHz,
- I les instants d'échantillonnage.

On présente dans la suite, les traitements radio réalisés dans le bloc "signal processing" de L'architecture du récepteur, décrite Figure 1.4.

1.4.2 L'acquisition des signaux GNSS : signal GPS-C/A

Pour que le récepteur puisse extraire les délais de code et de phase du signal reçu par l'antenne, il doit générer une réplique locale du signal S_I^{IF} . Les délais de code et de phase sont utilisés pour calculer la distance satellite-récepteur, et la vitesse du récepteur (effet Doppler visible sur la phase). La réplique est générée par le récepteur en faisant varier le couple code C/A-porteuse L1. L'acquisition consiste alors à chercher le maximum de la corrélation, entre le signal reçu S_I^{IF} et un signal synthétique local $S_{V,I}^{OL}$. La corrélation est définie par :

$$r_m = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_n^{IF} S_{V,I+m}^{OL} \quad (3.1)$$

Où :

- N : est le nombre total d'échantillons du signal,
- m : est le décalage,

Avec le répliqua du satellite v :

$$S_{V,i}^{OL} = CA_{V,i} \sin(2\pi f^{OL} i * T_e) \quad (3.2)$$

r_m est maximum lorsque le signal local $S_{V,i}^{OL}$ a le même code et la même fréquence porteuse que le satellite recherché dans le signal S_i^{IF} . Ce signal contient l'ensemble des satellites visibles.

Si le satellite n 'est pas visible la corrélation est nulle. La valeur de m donne le décalage en nombre d'échantillons entre le code du satellite contenu dans le signal reçu et les codes générés localement par le récepteur. On a donc une recherche tridimensionnelle à effectuer pour extraire l'ensemble des informations contenues dans le signal reçu. Soit :

- Les satellites visibles.
- Leur fréquence porteuse.
- Le retard de leur code.

On représente sur la Figure 1.5 un exemple d'acquisition obtenue pour un satellite visible.

Dans cette représentation la fonction de corrélation est calculée pour différentes fréquences du signal et différents décalages de code. Les trois méthodes standards d'acquisition sont les suivantes:

- L'acquisition temporelle dite aussi algorithme de recherche série.
- L'acquisition fréquentielle.
- L'acquisition parallèle.

1.4.2.1 Acquisition série :

On représente Figure 1.6 le principe de l'acquisition série. Dans cette approche, les échantillons numérisés du signal reçu sont d'abord multipliés par les échantillons du code C/A, généré localement. Le signal résultant est multiplié par deux porteuses de même fréquence et en quadrature. Les deux signaux ainsi générés sur les voies I (en phase) et Q (en quadrature) sont intégrés sur une période du code C/A, de période $T=1\text{ms}$.

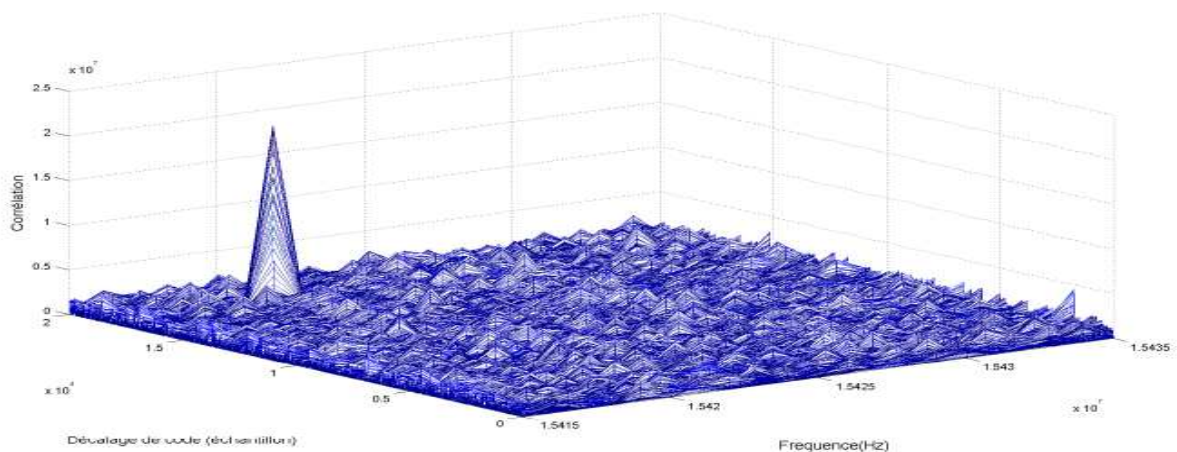


FIGURE 1.5 – Exemple de fonction de corrélation d'un signal GPS.

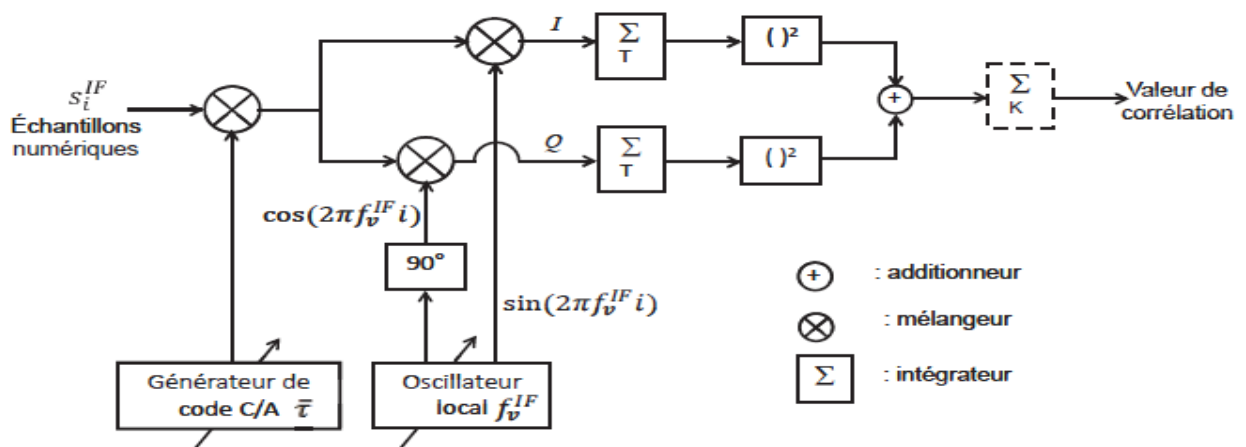


FIGURE 1.6 – Principe de l'acquisition série.

Pour améliorer le rapport signal à bruit de la fonction de corrélation, on peut intégrer de façon cohérente le signal sur N périodes T . On peut aussi intégrer le signal de façon non cohérente en additionnant K calculs consécutifs de la fonction d'auto corrélation. La démodulation par une porteuse en phase et en quadrature du signal permet de retrouver, respectivement dans les composantes I et Q, le cosinus et le sinus du délai de phase entre le signal reçu et le signal généré localement. La mise au carré et la somme de ces deux composantes produisent une valeur de corrélation indépendante de ce délai de phase.

Pour un pas de recherche en fréquence de 500 Hz et un pas temporel de 1/2 bit de code, il est nécessaire de calculer 81 840 valeurs de corrélation. Lors d'un démarrage à froid du récepteur, c'est à dire sans information préalable, ce calcul est réalisé pour chaque satellite (32 de la constellation GPS). Pour un démarrage à chaud (ou tiède), soit à partir de la connaissance de l'heure et de la position approximative du récepteur, les satellites visibles sont connus et leur Doppler aussi. Cependant cette technique d'acquisition est très gourmande en durée de calculs, et c'est la version fréquentielle (acquisition parallèle) plus rapide qui lui est préférée. La durée du calcul est d'ailleurs plus importante avec les signaux modernes GPS L5, E5 et E5b, qui occupent une bande de fréquence plus étendue.

1.4.2.2 Acquisition fréquentielle :

Cette méthode repose sur la FFT. On présente Figure 1.7 le principe de son fonctionnement. On calcule le spectre du signal pour chaque décalage du code local. On observe alors le spectre de la porteuse, calculé dans une fenêtre d'observation donnée, soit un signal cardinal. Le spectre est dans ce cas pondéré par la valeur de la corrélation obtenue pour le décalage du code testé. Lorsque le code local est aligné avec le code reçu, la valeur de la corrélation est maximale. Lorsque les deux codes ne sont plus alignés, la valeur de corrélation est proche de zéro [14].

Cette méthode qui utilise la FFT avec un coup calcul plus faible que l'approche série. Néanmoins, le pic recherché possède une forme de sinus cardinal et son maximum est peu discriminant.

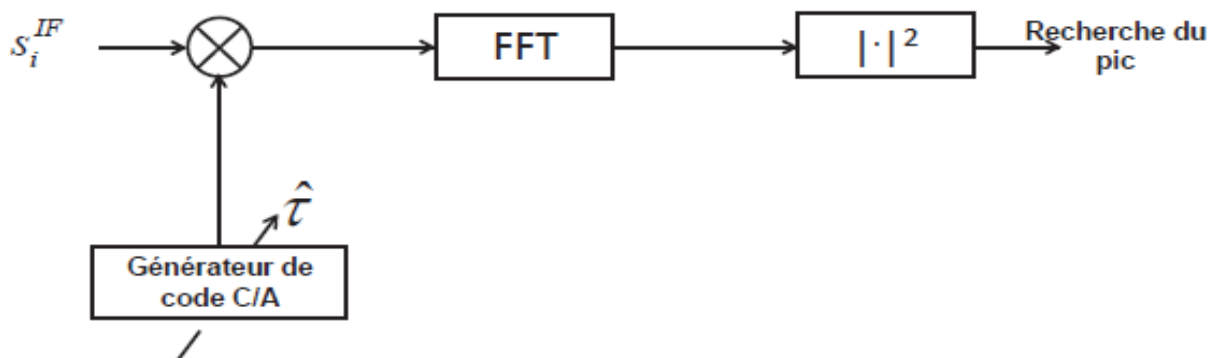


FIGURE 1.7 – Principe de l'acquisition fréquentielle.

Acquisition parallèle :

Pour pallier les inconvénients de l'approche fréquentielle, il a été proposé de calculer la corrélation dans le domaine fréquentiel. On présente Figure 1.8 le principe de fonctionnement de cette méthode. Dans une première étape le signal reçu est multiplié par une réplique de la porteuse en phase et en quadrature, afin d'obtenir une représentation complexe du signal reçu, qui intègre le délai de phase. Dans une deuxième étape, la transformée de Fourier du signal reçu est multipliée par le conjugué de la transformée de Fourier du code C/A du satellite recherché. Enfin la valeur de la fonction d'auto-corrélation est alors la transformée de Fourier inverse de ce produit

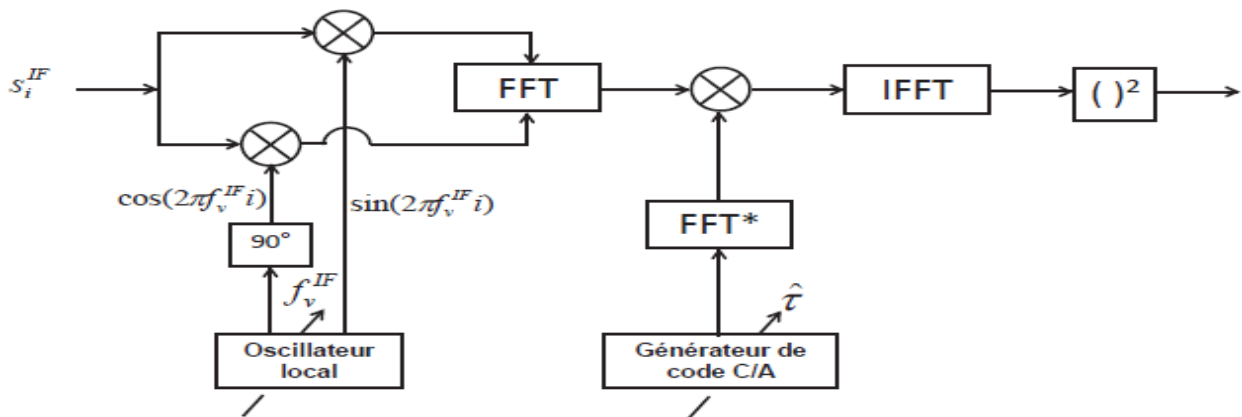


FIGURE 1.8 – Principe de l'acquisition parallèle.

1.4.3 La poursuite des signaux GNSS : signal GPS-C/A

Une fois que l'acquisition a fourni des estimations de la fréquence Doppler \hat{f}_v^D et du décalage de code $\hat{\tau}_v$, l'étape de la poursuite prend la relève pour suivre leurs évolutions.

Pour cela les services de trois boucles d'asservissement doivent coopérer :

- La boucle à verrouillage de fréquence FLL (Frequency Lock Loop) poursuit la fréquence porteuse f_v^{IF} ($f_v = (f^{IF} + f_v^D)$).
- La boucle à verrouillage de phase PLL (Phase Lock Loop) poursuit la phase ϕ_v^{IF} .
- la boucle à verrouillage de délai de code DLL (Delay Lock Loop) poursuit les décalages du code τ_v .

Dans le système de poursuite, de la Figure 1.9, ces trois boucles sont imbriquées. En effet, la sortie de la boucle de poursuite de la porteuse sera utilisée lors de la démodulation (carrier wipe-off) de la boucle de poursuite du code. Les boucles de poursuite PLL et FLL utilisent le code synchronisé (code "prompt"), fourni par la boucle de code pour le dés-étalement du signal (wippe-off) [15].

1.4.3.1 Les boucles de poursuite de la porteuse : la PLL et la FLL

La boucle PLL a pour objectif de maintenir le délai de phase entre la porteuse locale et le signal reçu S_i^{IF} , le plus proche possible de zéro. En général, comme indiqué sur la Figure 1.10 il s'agit d'une boucle de Costas [16].

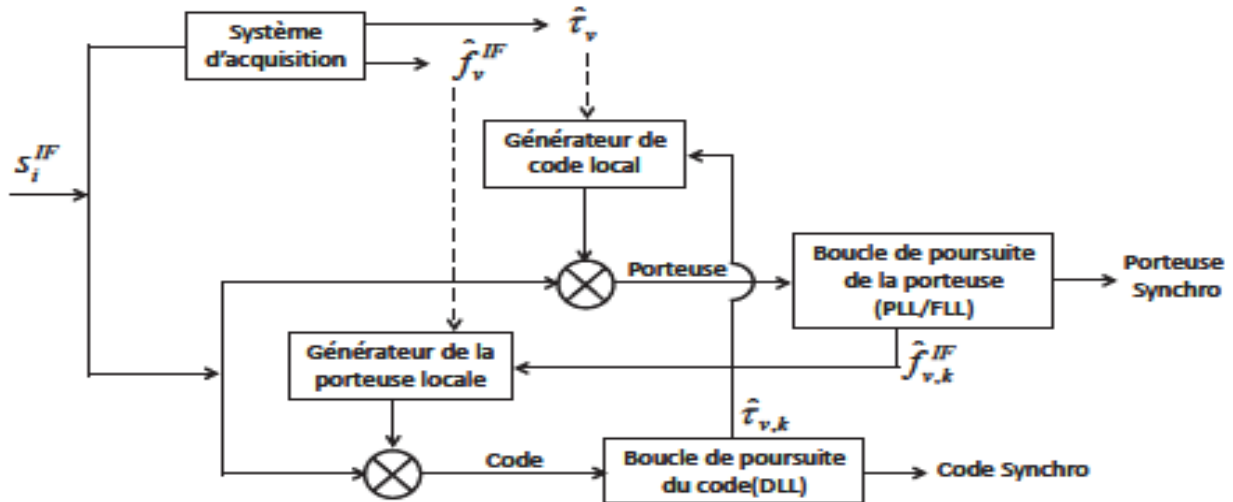


FIGURE 1.9 – Synoptique du système de poursuite

On décrit sur la Figure 1.10, l'architecture de la boucle PLL. Le signal S_i^{IF} est dés-étalé (ou démultiplexé) par sa multiplication avec le code local "Prompt" (code synchronisé), fourni par la DLL. Le signal résultant est doublement transposé en bande de base (I, Q) par deux porteuses en quadrature fournies par un oscillateur commandé numériquement (NCO). Les signaux (I, Q) sont intégrés par les filtres "integrate-and-dump, I&D" sur une période de code. Les valeurs de I_p et Q_p obtenues, sont utilisées pour le calcul d'un discriminant. Parmi les discriminants les plus connus de la boucle de Costas, on peut citer : le produit $Q_p \times I_p$, le quotient Q_p/I_p et arc tangente (Q_p/I_p). La valeur filtrée du discriminant commande l'oscillateur numérique NCO.

La FLL qui poursuit la fréquence porteuse du signal reçu est aussi réalisée avec une boucle de Costas. Elle diffère de la boucle de phase par le type de discriminant qu'elle utilise.

1.4.3.2 La boucle de poursuite du délai de code : la DLL

Le principe de la DLL s'appuie sur le calcul de trois valeurs de la fonction d'auto-corrélation, avec trois répliques du code générées localement. Ces dernières sont décalées de $\pm 1/2$ période d'un bit de code, ce qui justifie les désignations de : Early (E), Prompt (P) et Late (L). La Figure 1.11 représente l'évolution de la corrélation, déduite des composantes I et Q, lorsque le code du signal reçu est en retard, synchronisé, ou bien en avance.

On représente sur la Figure 1.12, l'architecture de la boucle de poursuite du code. Dans cette architecture, le signal est démodulé à partir de la porteuse estimée avec les boucles PLL et FLL. Le signal est dé-multiplexé avec trois codes décalés, et pour chaque porteuse en quadrature. Les six signaux sont intégrés pour produire six valeurs de corrélation qui sont utilisées pour le calcul du discriminant de code. Après intégration par les filtres " I&D ", six signaux sont alors obtenus : I_E , I_P , I_L , Q_E , Q_P et Q_L . Parmi les discriminants de la DLL les plus connus, on peut citer : la différence cohérente Early-Late ($I_E - I_L$), le produit scalaire cohérent ($(I_E - I_L) \cdot I_P$), La puissance du produit scalaire ($(I_E - I_L) \cdot I_P + (Q_E - Q_L) \cdot Q_P$).

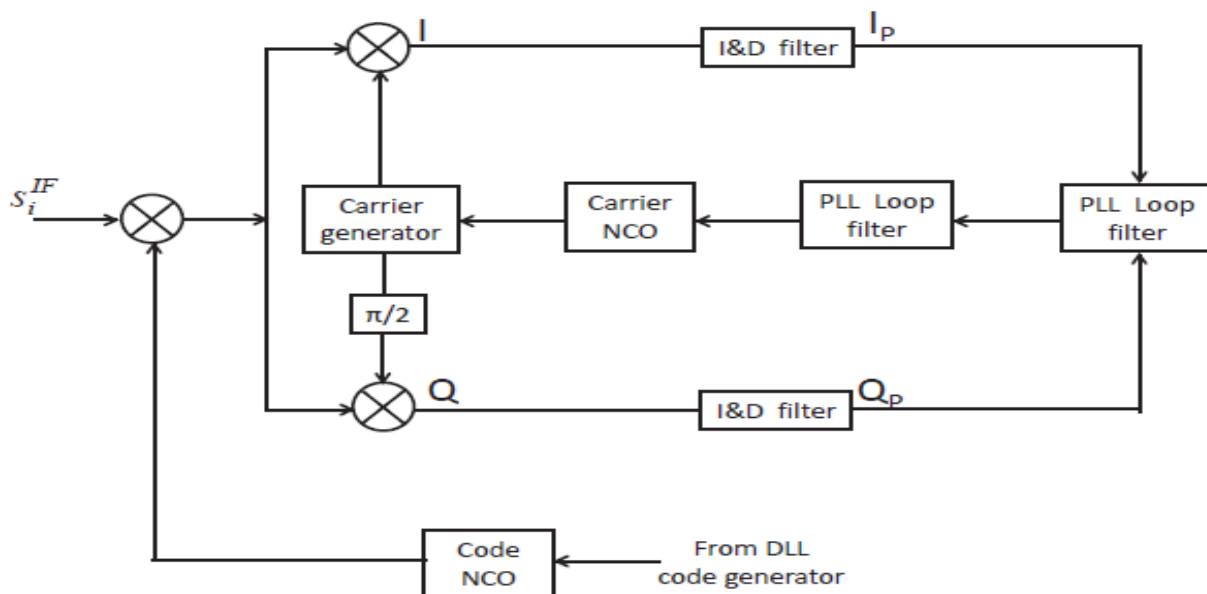


FIGURE 1.10 – Synoptique d'une PLL

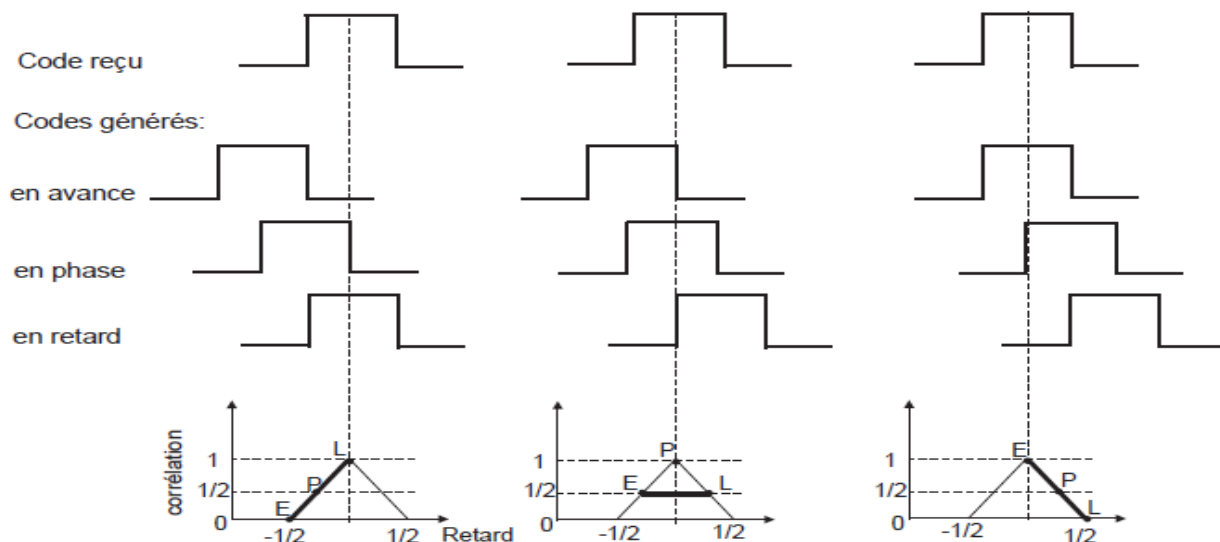


FIGURE 1.11 – Evolution de la corrélation en fonction des codes Early, Prompt et Late

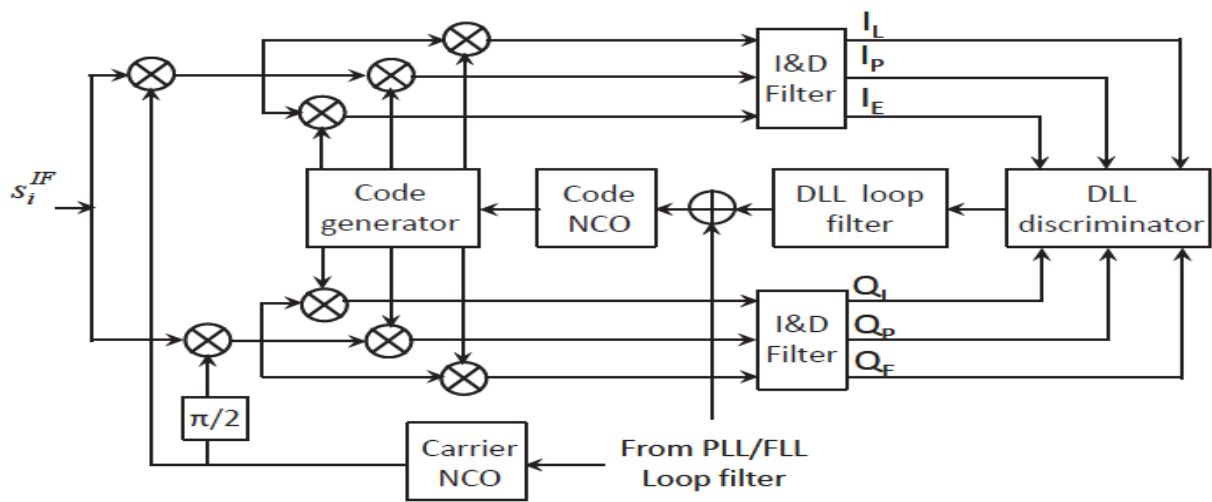


FIGURE 1.12 – Architecture générale d’une DLL

1.5 Conclusion

Après cette présentation globale des systèmes de navigation par satellites GNSS, qui sont au cœur de toutes les nouvelles technologies, un lecteur non averti est alors capable de comprendre les notions de base de la conception de ces systèmes ainsi que leur mode de fonctionnement dans un contexte de positionnement. Nous avons montré qu’il était possible de profiter de ces systèmes pour d’autres fins que le positionnement. Nous avons pu voir que les GNSS sont de nos jours massivement exploités dans des opérations de télédétection et de surveillance grâce à leurs caractéristiques. Nous avons toujours considéré quelles GNSS représentent.

Une solution non coûteuse, les équipements étant déjà existants. De plus, il y a toujours plusieurs satellites émetteurs en visibilité de n’importe quel point sur Terre fournissant des vues avec différentes géométries et une grande résolution, renforçant ainsi le pouvoir d’extraction des mesures du terrain (terrestre ou maritime). «Mais comment faire concrètement pour utiliser les GNSS pour observer la surface de la mer ?» Une réponse à cette question se trouve dans la composante «signal» d’un GNSS. Nous allons voir dans le chapitre suivant comment des caractéristiques d’un signal GPS comme le type de modulation utilisé, sa composition et sa transmission constituent une source riche en information de la surface étudiée. Nous y présentons également les outils mathématiques ainsi que les algorithmes utilisés pour le traitement de ce signal.

CHAPITRE 2

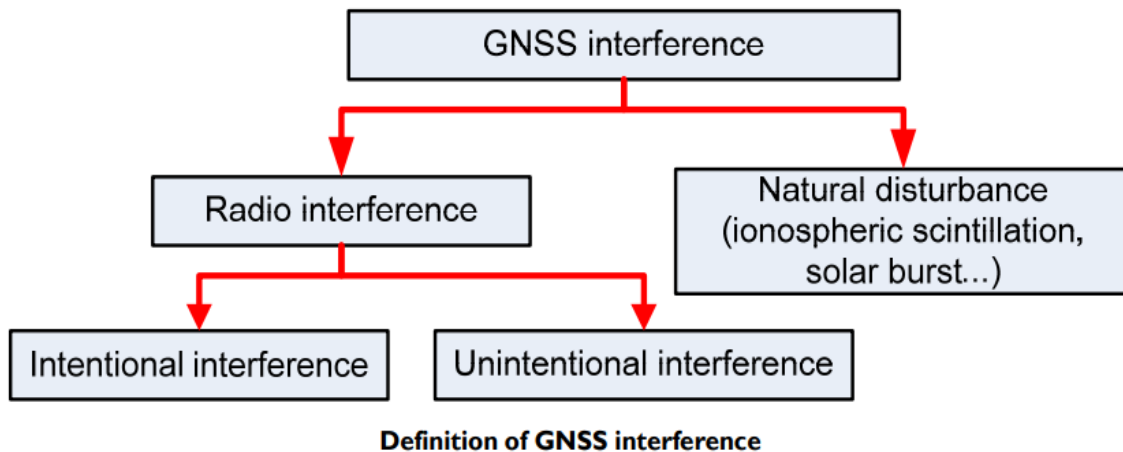
CLASSIFICATION DES SOURCES D'INTERFERENCE ET ANALYSE DES EFFETS SUR LES RECEPTEURS GNSS

I. La menace d'interférence

1. Introduction

Le GNSS est particulièrement exposé à des interférences radiofréquences involontaires et malveillantes (RFI) en raison du niveau de puissance extrêmement faible du signal au récepteur de l'utilisateur, après avoir voyagé de l'émetteur satellite à l'antenne de réception sur la terre en raison de la faiblesse du signal GNSS qui atteint les utilisateurs, et d'un spectre de fréquences encombré. Les services GNSS seront toujours vulnérables à la présence de signaux brouilleurs générés par d'autres systèmes de communication. De plus, les menaces GNSS incluent des attaques intentionnelles dans le but de perturber le récepteur cible. Rappelant que les bandes passantes GNSS sont protégées, la transmission malveillante de signaux de type GNSS contrefaits, généralement appelée usurpation d'identité, peut devenir très dangereuse également pour l'utilisation civile du GNSS. L'usurpation d'identité et la tromperie des récepteurs GNSS deviennent une menace, car de plus en plus d'applications et d'infrastructures commencent à s'appuyer sur les informations de position et de temps GNSS. Des attaques graves peuvent être menées avec des dispositifs d'usurpation d'identité composés d'un récepteur logiciel et de front-ends trivial RF, comme récemment démontré aux États-Unis par des chercheurs de l'Université d'Austin au Texas. La fourniture de références de calendrier pour les réseaux de communication, l'agriculture, la pêche et les applications de péage routier ne sont que quelques exemples de marchés qui seraient profondément touchés par des activités d'usurpation visant à échapper aux autorités publiques ou aux fournisseurs de services. Ainsi, avec la croissance de l'utilisation civile du GNSS, les interférences involontaires, le brouillage et l'usurpation d'identité sont de nouveaux défis de sécurité dans le domaine civil. Il existe plusieurs applications pour lesquelles il est essentiel de détecter de tels types de tromperie intentionnelle afin d'assurer des estimations fiables de la position et du temps. La fourniture d'une telle robustesse peut protéger la sécurité personnelle ou les infrastructures tels que les réseaux électriques, les réseaux de distribution ou les réseaux de communication pour GNSS qui est le fournisseur d'informations de synchronisation. L'importance d'assurer un récepteur robuste par rapport aux interférences et usurpation d'identité est cruciale pour tous les types d'applications où le concept de sécurité est nécessaire. Par conséquent, l'évaluation de l'impact possible des menaces potentielles sur certains services liés aux applications de transport (aérien, maritime, ferroviaire, routier), aux applications d'urgence axées sur le suivi et le traçage des matériaux sensibles (par exemple, les produits médicaux ou dangereux), et financier/Assurance est une priorité. Le but de ce chapitre est de fournir un aperçu des principales sources d'interférence et d'usurpation pour un récepteur GNSS, en discutant à la fois des méthodes utilisées pour évaluer leur impact sur les performances de positionnement ainsi que les méthodes utilisés pour protéger l'utilisation civile de GNSS contre involontaire et intentionnelle Attaques.

2. Définition de l'interférence:



Il est bien connu que plusieurs phénomènes peuvent affecter la qualité de l'estimation de pseudo-distance qui est basée sur la mesure du temps de propagation d'un signal d'un satellite vers l'utilisateur. Toute source électromagnétique interagissant avec les signaux interfère avec le processus d'estimation du temps de propagation. Ce chapitre se concentre sur les sources artificielles de RFI générées intentionnellement ou non, par un système de communication. Notez toutefois que d'autres types d'interférences peuvent constituer une menace pour les performances de GNSS. Ils sont discutés dans les paragraphes suivants.

2.1. Sources naturelles d'interférence

Lorsqu'on considère la propagation d'un signal dans l'atmosphère, l'effet de l'ionosphère doit être pris en compte en raison de son impact sur le temps de propagation du signal, vu à la concentration d'électrons dans l'ionosphère qui affecte les signaux GNSS en introduisant des retards dans leur propagation.

Ces erreurs peuvent être corrigées en partie en utilisant des modèles de l'ionosphère de fond lors de la réalisation de mesures à fréquence unique, ou entièrement corrigées dans le cas de mesures à double fréquence. Cependant, dans certains cas, des irrégularités de densité électronique peuvent apparaître et perturber davantage la propagation de l'onde en introduisant des fluctuations d'amplitude et de phase, ces phénomènes sont généralement appelés scintillations [17].

La fréquence à laquelle les signaux GNSS sont affectés par les scintillations dépend de l'activité solaire et géomagnétique, de l'emplacement géographique, de la saison, de l'heure locale et de la fréquence du signal. La scintillation peut être considérée comme une sorte d'interférence naturelle interagissant avec le signal GNSS qui provoque un évanouissement des signaux et induit un décalage de fréquence dans la porteuse du signal qui, dans certains cas, peut fortement affecter le récepteur GNSS. Lors d'événements ionosphériques puissants, les évanouissements d'amplitude et

les variations de fréquence peuvent être très difficiles pour un récepteur et peuvent provoquer de fréquentes glissades de cycle et des pertes de verrouillage des signaux satellites [18].

2.2. Multi-trajet

Les multi-trajets se produisent chaque fois que le dispositif utilisateur reçoit des signaux réfléchis en plus du signal direct en visibilité directe. Ces répliques des signaux sont générées à partir du sol, des bâtiments ou des arbres en navigation terrestre, tandis que les réflexions de signaux provenant de la carrosserie du véhicule hôte sont plus courantes dans les applications aéroportées et marines. Les trajets multiples peuvent être spéculaires lorsqu'ils sont générés à partir de surfaces lisses ou diffus lorsqu'ils proviennent de diffuseurs diffus et de sources de diffraction. Dans une certaine mesure, les trajets multiples peuvent alors être considérés comme une auto-interférence, où le signal brouilleur est une réplique du signal lui-même.

2.3. Interférence Intersystème et intrasystème

Le signal frappant l'antenne du récepteur GNSS par une fréquence donnée, est la combinaison des signaux diffusés par tous les satellites en vue. La compatibilité RF GNSS résout le problème des interférences intrasystème (du même système) et intersystème (provenant d'autres systèmes). Les signaux appartenant à la même constellation de satellites sont conçus pour être théoriquement orthogonaux (exploitant la diversité de code ou de fréquence), et ainsi ils peuvent être séparés par le traitement du récepteur. Cependant, une telle orthogonalité n'est pas parfaite et une puissance résiduelle génère toujours des interférences intrasystème.

Les interférences intersystèmes sont dues au fait que plusieurs systèmes GNSS partagent les mêmes porteuses, et encore une fois, une certaine puissance des signaux d'un autre système peut perturber le signal intéressant. Plusieurs méthodologies, telles que la puissance effective de la porteuse sur la théorie de la densité de bruit introduite [19], sont utilisés pendant la phase de conception des systèmes pour garantir le respect d'un niveau maximal acceptable d'interférence intersystème [20,21].

Les interférences Intrasystème et intersystème sont alors un sujet qui doit être abordé lors de la phase de conception, et il est au-delà des capacités des utilisateurs réguliers pour y faire face. En raison du nombre croissant de satellites opérationnels dans les nouvelles constellations GNSS, le nombre de satellites qui sont en vue d'un récepteur utilisateur en même temps augmente également. Cela implique une interférence intersystème accrue. Cependant, du point de vue de l'utilisateur, elle ne peut être réduite qu'au moyen d'antennes directionnelles capables de filtrer spatialement les signaux provenant de satellites sans intérêt.

2.4. Interférence artificielle : interférence involontaire et intentionnelle.

La faiblesse de puissance intrinsèque des signaux GNSS affecte les performances de tout type de récepteur, car tous les systèmes de communication émettant à des fréquences porteuses proches de la bande utilisée, sont des sources potentielles d'interférences pour un récepteur GNSS, et même de petites fuites hors de leur bande passante allouée, peut menacer les signaux GNSS. Même si les événements RFI non intentionnels sont généralement imprévisibles, leur présence a été constatée dans le passé et le nombre croissant d'infrastructures de communication sans fil augmente la probabilité que certaines retombées de puissance des fréquences de signaux situées à proximité des bandes GNSS puissent affecter les performances des récepteurs GNSS dans une certaine région. La présence d'une puissance brouilleuse peut être due à plusieurs raisons, mais les principaux effets sont causés par des harmoniques ou des composants parasites générés par des produits d'intermodulation dans l'émetteur de communication.

Le brouillage fait référence à la transmission intentionnelle d'énergie RF pour entraver un service de navigation en masquant les signaux GNSS avec du bruit. L'objectif malveillant des brouilleurs est de faire perdre au récepteur le suivi et d'empêcher la réacquisition du signal. Bien que le brouillage soit une menace bien connue dans les applications militaires, il représente une menace croissante pour de nombreuses applications GNSS. Les systèmes impliquant des opérations critiques en matière de sécurité et de responsabilité (par exemple, une navigation sûre dans les ports, des systèmes de stationnement et de péage intelligents, la synchronisation GNSS des réseaux électriques) pourraient potentiellement être fortement altérés par des attaques de brouillage. Le niveau de menace associé au brouillage ne peut être ignoré.

Etant donné que les brouilleurs portables sont disponibles en ligne et peuvent être achetés à un coût très bas. Bien que l'utilisation de brouilleurs ne soit pas légale, l'intérêt des personnes souhaitant enfreindre la loi peut entraîner des actions frauduleuses envers les systèmes compatibles GNSS. Plusieurs études ont abordé la caractérisation des brouilleurs commerciaux et leur effet sur les récepteurs GNSS, démontrant qu'ils peuvent affecter la fonctionnalité des récepteurs GPS même s'ils sont situés jusqu'à 9 km [22,23]. La transmission intentionnelle d'un signal de type GNSS est appelée usurpation d'identité, pour distinguer la transmission de signaux spécifiques visant à perturber le fonctionnement des récepteurs de l'introduction générique de perturbations puissantes dans la bande.

3. Existe-t-il des interférences par radio fréquence?

Coffed [24], écrit que «Bien que les incidents de brouillage GPS soient relativement rares, ils peuvent se produire; et, lorsqu'ils le font, leur impact peut être grave. » En fait, de nos jours, les sujets liés aux aspects de sécurité sont très chauds dans la communauté GNSS et dans les

publications très récentes, même contemporaines au moment de la rédaction de cet article [25] peuvent être trouvées. Le 13 février 2014, le « Financial Time » a publié une interview avec l'un des fondateurs du GPS, le professeur Bradford Parkinson, sur la sécurité des systèmes reposant sur le GPS. Le professeur Parkinson [26], a clairement rappelé le défi de rendre les systèmes basés sur le GNSS plus robustes. Par exemple, les tours de téléphonie cellulaire sont souvent synchronisées avec GPS et si elles perdent leur référence de synchronisation, le réseau perd la synchronisation avec un risque conséquent de perdre le service.

Le professeur Parkinson a également fait référence à ces concepts lors de son discours d'ouverture intitulé « Assuré PNT — Avantages économiques mondiaux assurés » à la Conférence européenne de navigation ENC-GNSS 2014, où il a présenté sa proposition en réponse aux vulnérabilités du GNSS [27,28]. Les préoccupations du professeur Parkinson sont partagées par de nombreux experts du GNSS, Il est en effet clair que le brouillage est l'une des principales limites au développement d'applications et de services GNSS.

La menace est pertinente lorsque le brouillage est imprévisible, car dans d'autres cas, le récepteur peut mettre en œuvre une solution ad hoc pour des sources de bruits spécifiques, comme c'est le cas pour les largeurs de bande aéronautiques qui sont partagées avec d'autres systèmes de communication d'assistance radio. Ces derniers temps, plusieurs événements de brouillage inattendus ont été signalés; à titre d'exemple, certains d'entre eux sont brièvement décrits dans la sous-section suivante.

3.1 Exemples de cas réels d'interférence RF

Certains des rapports sur les défaillances GPS qui se sont produites au cours des essais et /ou des expériences dans des scénarios d'interférence contrôlée. de nombreux autres travaux rapportent des cas de pannes du GPS en situation réelle. Voici quelques exemples de résultats de test et d'incidents d'interférence:

En janvier 2007, les services GPS ont été considérablement perturbés dans tout San Diego, Californie. centre médical naval d'urgence.

Les téléavertisseurs ont cessé de fonctionner, le système de gestion du trafic portuaire utilisé pour guider les bateaux a échoué, le contrôle du trafic aéroportuaire a dû utiliser des systèmes et des processus de secours pour maintenir le flux du trafic aérien, les utilisateurs de téléphones portables ont constaté qu'ils n'avaient aucun signal et les clients de la banque essayaient de retirer de l'argent de l'automatisation les guichets automatiques (GAB) ont été refusés. Il a fallu 3 jours pour trouver une explication à cet événement mystérieux: deux navires de la Marine dans le port de San Diego avaient mené un exercice d'entraînement lorsque des techniciens ont brouillé des signaux radio. Sans le vouloir, ils ont également bloqué les signaux GPS sur une large bande de la ville [25].

Un incident célèbre, bien connu dans la communauté GNSS, s'est produit à l'aéroport de Newark, New Jersey, en 2010 lorsque l'un des systèmes locaux d'augmentation (LAAS) récepteurs au sol (LGA) a été parfois bloqué par des dispositifs de confidentialité personnelle (PPD) installés à bord des véhicules passant le long d'une autoroute à proximité. Dans cette affaire, certains camionneurs utilisaient illégalement un brouilleur pour hériter du récepteur GNSS et cacher les positions de leurs camions au gestionnaire du parc de camions. L'utilisation des brouilleurs GNSS est actuellement en croissance dans le domaine routier et commence à être abordée. Cet événement est également significatif en raison des efforts nécessaires pour déterminer que les émissions des PPD mobiles étaient responsables de l'interférence à l'aéroport de Newark [29].

Finalement, en août 2013, la Commission fédérale des communications (FCC) a infligé une amende de près de 32 000 \$ à un homme (Readington, New Jersey) après avoir conclu qu'il avait interféré avec le système de suivi par satellite de l'aéroport international Newark Liberty en utilisant un dispositif de brouillage GPS illégal dans sa camionnette pour se cacher de son employeur. Les signaux émanant du véhicule bloquaient la réception des signaux GPS utilisés par le système de contrôle du trafic aérien.

En janvier 2011, la FCC américaine a levé les restrictions contre les Émetteurs dans la bande 1525–1559 MHz attribuée aux communications espace-Terre par satellite. L'agence a émis un ordre qui a permis à Light Squared Subsidiary LLC de poursuivre son plan de déploiement d'un réseau de stations de base, à la condition que la société forme un groupe de travail pour étudier le problème des interférences GPS [31]. Le rapport du groupe de travail technique (TWG) a été soumis à la FCC le 30 juin 2011, démontrant les effets néfastes généralisés des transmissions LightSquared sur toutes les catégories de récepteurs testés [32]. Les récepteurs large bande, en particulier, semblent être affectés par les interférences LightSquared adjacentes; ce fait a inquiété la communauté militaire et les acteurs des applications civiles de haute précision.

Une description intéressante d'un essai mené en 2008 sur le brouillage GPS dans le secteur maritime peut être trouvée dans [33]. Cela met parfaitement en évidence comment un refus de GPS peut fortement affecter d'autres équipements embarqués. L'expérience a été menée par les autorités générales des phares du Royaume-Uni et d'Irlande (GLA), en collaboration avec le Laboratoire des sciences et technologies de la défense (DSTL) du gouvernement britannique à Flamborough Head, sur la côte est du Royaume-Uni. Un brouilleur de puissance faible à moyenne, contrôlé à distance par deux émetteurs-récepteurs à très haute fréquence (VHF), a transmis un code de bruit pseudo-aléatoire connu sur la fréquence civile L1, qui a fourni un signal de brouillage sur toute la bande passante de 2 MHz de L1, et un navire d'essai a effectué plusieurs courses entre deux points de cheminement situés à l'extérieur de la zone de brouillage. Les auteurs de [34] décrivent tous les effets directs et indirects que l'unité de brouillage GPS a eu à la fois sur l'équipement embarqué et

sur la station de référence. Parmi les équipements embarqués, les récepteurs GPS et eLoran, les systèmes d'identification automatique (AIS), les systèmes d'appel sélectif numérique (ASN) et le système d'affichage et d'information des cartes électroniques (ECDIS) du navire ont présenté des dysfonctionnements. À terre, la station de référence GPS différentiel (DGPS) et les feux synchronisés (systèmes conventionnels d'aide à la navigation) ont été affectés par la présence du brouilleur.

Deux événements de brouillage dus à des rayonnements non essentiels d'émetteurs TV ont été détectés en 2006. Dans un cas [34, 35], la perturbation, probablement due aux émetteurs de télévision numérique vidéo (DVB-T), a été à l'origine de la dégradation des performances de l'acquisition. étape d'un récepteur GPS fonctionnant dans la zone, avec une perte conséquente du suivi du signal GPS. Dans ce dernier cas, des harmoniques ultra-hautes fréquences (UHF) ont été détectées à Sydney, en Australie, autour des antennes de télévision. Le signal indésirable dans la bande L1 a altéré les performances correctes de la chaîne de réception, conduisant à des variations importantes dans le bloc AGC / ADC et dans le positionnement final de l'utilisateur.

Cette liste d'événements n'est bien sûr pas exhaustive et d'autres exemples de cas réels d'événements d'interférence peuvent être trouvés.

II. Classification des sources d'interférence et analyse des effets sur les récepteurs GNSS

1. Introduction

Un récepteur du système de navigation par satellite (GNSS) est vulnérable à plusieurs types d'interférences radioélectriques (RFI) en raison du fait qu'il doit extraire Informations de pseudo-intervalle en traitant le signal dans l'espace « signal in space » (SIS), qui est reçu à un signal très faible. La puissance nominale reçue est de l'ordre de -160 dBW pour tous les GNSS, sans tenir compte des atténuations supplémentaires pouvant être en raison de l'environnement local.

Malgré la faiblesse des signaux, le spectre étalé nature du SIS permet aux récepteurs de navigation de récupérer la synchronisation d'informations et d'estimer les pseudo-intervalles nécessaires pour calculer les valeurs de la position de l'utilisateur en exploitant le gain obtenu à la sortie du bloc de corrélation.

Même si le processus de corrélation est théoriquement capable d'atténuer la présence des nuisances dans la bande passante d'intérêt, une limite réelle peut finir la plage dynamique du récepteur. La présence de RFI non désirés et d'autres dégradations du canal peuvent dégrader la précision de la navigation ou cas graves, dans une perte complète de suivi du signal.

Ce chapitre introduit une classification générale des sources interférentes, présentant un aperçu des principaux systèmes de Terre qui sont des sources potentielles de RFI pour les signaux GNSS. La deuxième partie du chapitre traite de leurs effets sur les différentes étapes du récepteur GNSS.

2. Classification des sources d'interférences.

La classification des principales perturbations pour les récepteurs GNSS prend en compte des aspects hétérogènes. Les types d'émission peuvent être définis comme étant intentionnelle (brouillage) ou non intentionnelle. Les premiers sont communs pour les scénarios militaires même si le brouillage d'applications civiles commence en raison de la disponibilité des dispositifs de brouillage sur le marché. De plus, un grand nombre de systèmes de communication présents dans notre vie quotidienne émettent un pouvoir qui pourrait interférer avec la bande L du GNSS, en raison d'émissions hors bande par ces systèmes électroniques.

Nous passons maintenant à une discussion sur la classification des sources interférentes, basée sur leurs caractéristiques spectrales et temporelles.

2.1. Caractéristiques spectrales d'interférence

Une classification générale des signaux d'interférence est basée sur leur spectre caractéristique tel que la fréquence porteuse f_{int} et la bande passante B_{int} , en ce qui concerne la porteuse f_{GNSS} du signal GNSS et la bande passante occupée B_{GNSS} .

Les interférences hors bande font référence aux signaux brouilleurs dont la fréquence porteuse est située à proximité de la bande de fréquences GNSS ciblée ($f_{int} < f_{GNSS} - B_{GNSS}/2$ ou

$$f_{int} > f_{GNSS} + B_{GNSS}/2).$$

- Les interférences dans la bande font référence aux signaux interférents avec une fréquence porteuse dans la bande de fréquences GNSS ($f_{GNSS} - B_{GNSS}/2 < f_{int} < f_{GNSS} + B_{GNSS}/2$).

De plus, les interférences peuvent être classées selon leurs caractéristiques dans le domaine fréquentiel, comme suit:

- Interférence à bande étroite (*NBI*): l'occupation spectrale est plus petite en ce qui concerne la largeur de bande du signal GNSS ($B_{int} \ll B_{GNSS}$).
- Interférence large bande (*WBI*): l'occupation spectrale est comparable en ce qui concerne la largeur de bande du signal GNSS ($B_{int} \approx B_{GNSS}$).
- Interférence à ondes continues (*CWI*): représente la limite ultime en *NBI* et apparaît comme une seule tonalité dans le domaine de fréquence ($B_{int} \rightarrow 0$).

De plus, en général, les interférences peuvent avoir des fréquences variables caractéristiques, par exemple, les signaux de modulation d'impulsions en fréquence caractérisés par une variation linéaire en temps de la fréquence instantanée, apparaissant ainsi comme *WBI*. Ce type de signal

d'interférence est généralement généré par les brouilleurs. De tels dispositifs sont capables de transmettre des signaux de forte puissance, le chirp balayant plusieurs mégahertz en quelques microsecondes, obscurcissant ainsi la bonne réception du signal de chaque canal GNSS. En raison de leur disponibilité sur le Web, ce type de signal de brouillage intentionnel gagne de plus en plus d'attention dans les applications civiles.

CWI pourrait avoir un impact grave sur un récepteur GNSS, soit sur l'acquisition ou sur le processus de suivi, car le pouvoir d'interférence est dispersé sur tout l'espace de recherche par la corrélation avec le code local, ce qui compromet la précision de l'acquisition et affectant les autres blocs fonctionnels. L'impact CWI et NBI dépend fortement de la valeur de la fréquence centrale de l'interférence dans la bande de fréquence. Cela est dû à la quasi périodique nature des signaux GNSS. En fait, le spectre d'un signal GNSS a des composantes espacés de multiples de l'inverse de la période de code (par exemple, 1 kHz pour GPS Code C/A) avec une puissance différente allouée à chaque composant en fonction de la forme du spectre de code.

L'impact de CWI est plus important dans les cas où le CWI est associé à de tels composants.

2.2. Interférence pulsée.

Les signaux d'interférences pulsés sont caractérisés par un état d'activation/ désactivation de courte durée (ordre de microsecondes), qui alternent dans le domaine temporel. Ce type de signal de brouillage est typique des scénarios aéronautiques, Ou plusieurs services de radionavigation (ARNS) diffusent des signaux pulsés puissants dans une bande passante qui est partagée avec certains systèmes de navigation par satellite.

Les paramètres utilisés pour décrire l'interférence pulsée sont les suivants:

- largeur d'impulsion (PW): durée d'une impulsion;
- fréquence de répétition des impulsions (PRF): nombre d'impulsions par seconde;
- Cycle de service ($DC = PRF * PW$): pourcentage de temps occupé par les impulsions.

Les interférences pulsées avec une basse tension continue ont un faible impact sur les performances du récepteur par rapport à une interférence continue avec la même puissance et le même centre de fréquence.

3. Sources d'interférence potentielles

L'interférence potentielle peut partager les fréquences GNSS (RFI dans la bande) ou être loin de la porteuse GNSS (RFI hors bande). Il n'y a presque pas de groupe d'émissions autorisées dans les largeurs de bande GNSS; cependant, les interférences viennent principalement des émissions non essentielles de systèmes hors bande, qui génèrent les harmoniques qui entrent en collision avec les largeurs de bande GNSS.

3.1. Signaux hors bande

Dans les sections suivantes, certaines des principales interférences potentielles hors bande des sources sont analysées :

➤ Chaînes de télévision analogiques

Les émissions télévisées sont de véritables sources de brouillage pour un récepteur GNSS. Il peut se manifester par des interférences à large bande et à bande étroite.- les porteuses vidéo sont considérés comme des signaux à moyenne / large bande, alors que les porteuses sonores sont considérés comme étant CWI. Dans le signal de télévision, VHF et UHF les bandes sont utilisées par des harmoniques de telles bandes générées par la station terrestre de télévision.les émetteurs peuvent générer des interférences potentiellement dangereuses pour le GNSS récepteurs comme illustré à la figure II.1. Par exemple, un cas d'interférence provenant d'un signal de télévision est signalé.

Dans ce cas, le signal d'interférence affecte l'antenne active LNA, causant la distorsion harmonique dans le même LNA entraînant une perte moyenne de 5 dB en C / N_0 .

Des six chaînes de télévision, équivalentes française et américaine, avec leurs harmoniques sont analysés en termes de fréquence et de puissance.

➤ Les Signaux DVB-T

La norme DVB a été définie (depuis 1993) dans le cadre d'une initiative impliquant plus de 300 membres européens et extra-européens. Le projet DVB harmonisé les stratégies d'introduction de la télévision numérique et des nouveaux services multimédias interactifs sur des réseaux de transmission.

Le projet a également défini les spécifications techniques du système pour la norme diffusion vidéo numérique par satellite (DVB-S), développée pour la diffusion de la multiprogrammation de la télévision à partir de satellites.

Diffusion vidéo - Câble (DVB-C) pour la distribution des signaux de télévision à travers les réseaux de base. La famille DVB comprend également la norme pour la diffusion vidéo numérique terrestre (DVB-T), pour la fourniture de la télévision numérique terrestre sans fil, La norme DVB-T est basée sur la norme image en mouvement experts Group-2 (MPEG-2) standard pour le codage de source de signal audio / vidéo et elle adopte une modulation multi-porteuse COFDM pour répartir le flux de données total entre un grand nombre de fréquences porteuses. Également espacées et modulées en utilisant QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 16-QAM non uniforme, ou MAQ 64 non uniforme.

Dans la zone de radiodiffusion européenne, les bandes de fréquences DVB-T sont les VHF III (174-230 MHz), UHF IV (470-862 MHz) et UHF V (582-862 MHz). Ces valeurs de fréquence ne représentent pas une menace directe pour les récepteurs GNSS, mais elles peuvent causer des

problèmes si des harmoniques dues à des distorsions causées par le dysfonctionnement de certains appareils électroniques, tels que l'alimentation amplificateurs, sont considérés comme un seul amplificateur endommagé dans l'amplification la chaîne pourrait provoquer un comportement non linéaire, introduisant des émissions parasites à la sortie RF qui, en raison du niveau de puissance élevée, pourrait représenter une menace réelle pour un récepteur GNSS à proximité.

En outre, considérant que la fréquence impliquée dans le signal DVB-T est la même que celle de la télévision analogique, la probabilité d'avoir des perturbations causées par les signaux DVB-T peut être considéré comme similaire à celui d'avoir des émissions parasites de la télévision analogique systèmes.

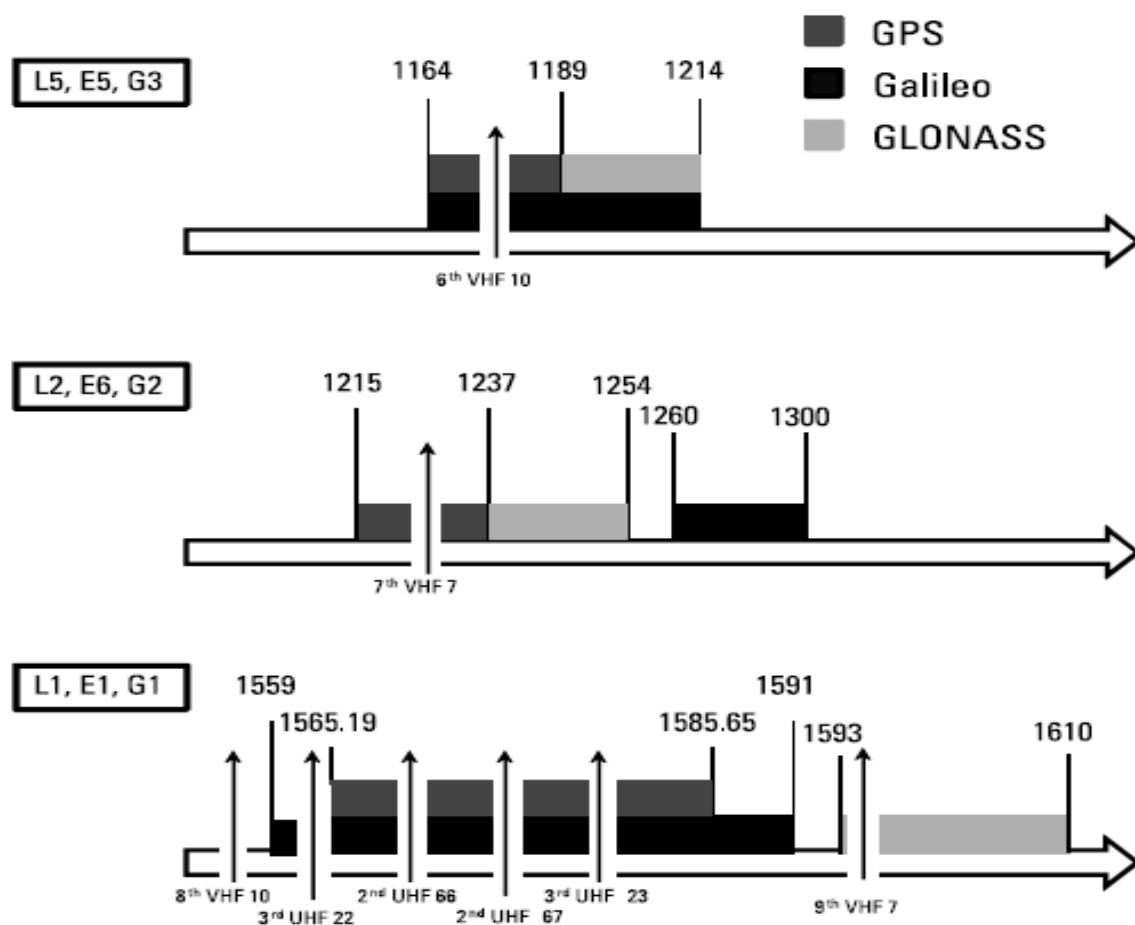


Figure 2.1 Interférence harmonique potentielle des chaînes de télévision.

Considérant, par exemple, la troisième harmonique de la porteuse UHF V, il tomberait dans la bande GPS L1 représentant une menace non négligeable pour le receveur.

Par conséquent, il est important d'évaluer la possibilité de distorsions causés par des amplificateurs non linéaires ou linéaires à saturation.

Une analyse détaillée du potentiel de brouillage OFDM DVB-T en Europe où l'impact de la RFI sur le signal utile GNSS est évalué au moyen du coefficient de séparation spectrale.

➤ VHF COM

D'autres systèmes de communication VHF peuvent être dangereux pour un GNSS récepteur. La bande VHF (118–137 MHz) contient 760 canaux espacés de 25 kHz, et il est couramment utilisé par les communications du contrôle de la circulation aérienne (ATC).

Les harmoniques sont considérées comme du NBI avec une largeur de bande d'environ 25 kHz. Les canaux VHF, centrés à 121,150, 121,175 et 121,200 MHz, avoir la 13^e harmonique dans la bande passante GPS, alors que les canaux centrés à 131,200, 131,250 et 131,300 MHz sont dangereux pour la santé. 12^e harmonique. Figure 2.2: Potentiel de communication VHF (VHF COM) les harmoniques sont représentés.

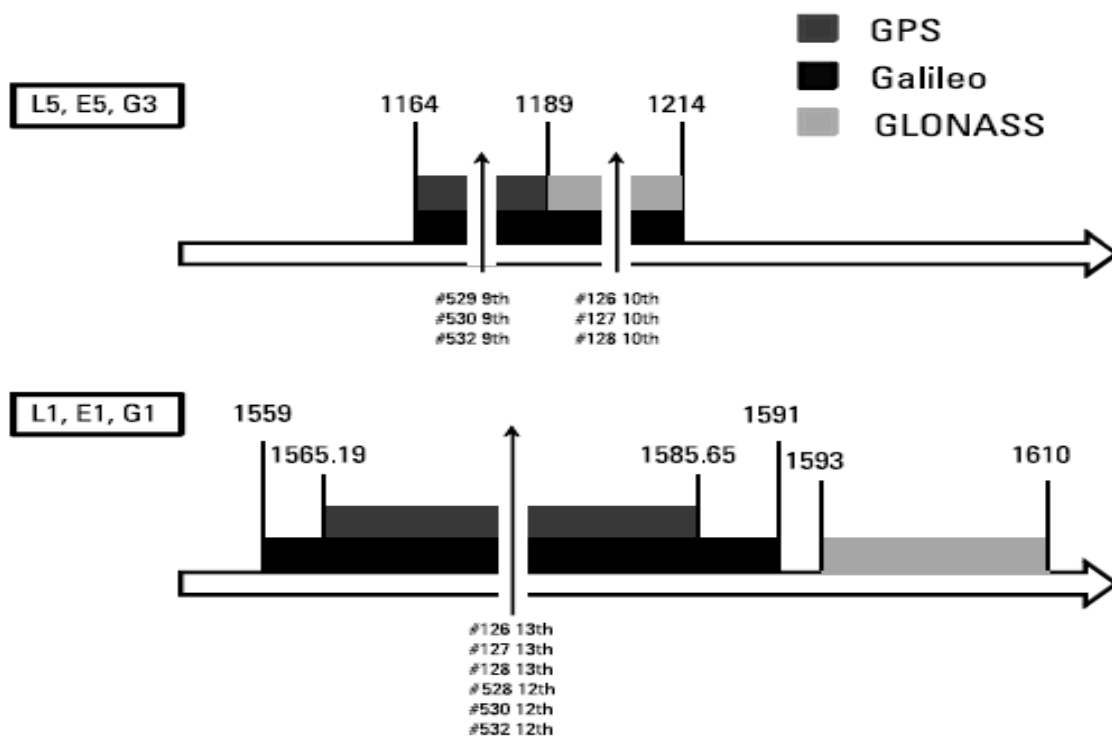


Figure 2.2 Interférence harmonique potentielle du canal VHF COM.

Harmoniques FM

Les petites bandes de fréquences à l'intérieur de la bande FM (87,5–108 MHz) ont également des harmoniques qui tombent dans les bandes GNSS. Les canaux à 104,9 et 105,1 MHz avoir leurs 15 harmoniques à proximité des largeurs de bande GPS et Galileo.

Dans la figure 2.3. Les canaux sont espacés de 150 kHz, tandis que le maximum de puissance transmise est de 50 dBW. Les harmoniques générées par les sources FM sont considérées comme WBI en ce qui concerne les signaux GNSS attribués dans les bandes L1 / E1.

➤ Les appareils électroniques personnels

Les appareils électroniques personnels (PED) situés à proximité d'un récepteur GNSS peuvent provoquer une perturbation de la réception du signal GNSS. Les PED comprennent les téléphones cellulaires, les pagers, radios bidirectionnelles, jouets télécommandés, ordinateurs portables et bien d'autres. Un plus grand nombre de PED devraient inclure, à l'avenir, des liaisons ultra-large bande (UWB) transmission permettant le développement d'appareils personnels à haut débit.

➤ SATCOM

Les communications par satellite (SATCOM) fonctionnent dans les bandes de fréquences de 1626 à 1660,5 MHz avec des canaux espacés de 0,75 MHz et une largeur de bande de 20 kHz.

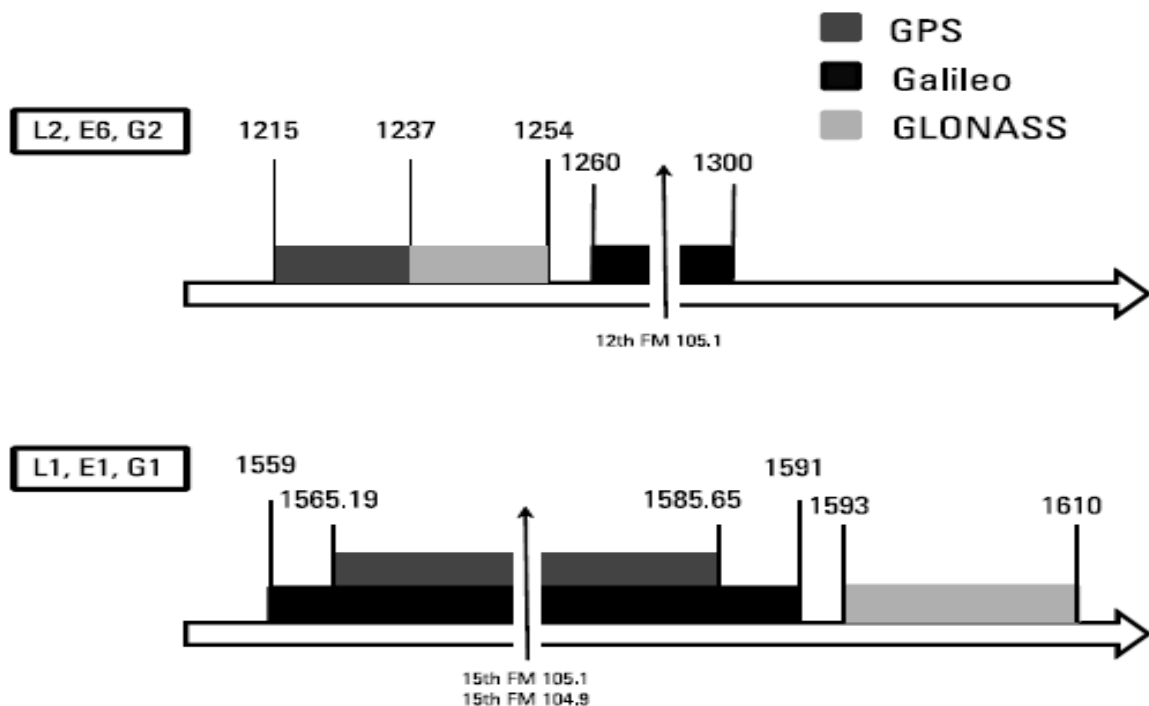


Figure 2.3 Interférence harmonique FM potentielle.

La transmission multi-transporteurs dans un service SATCOM produit des produits d'intermodulation qui peuvent tomber dans la bande GNSS.

➤ VOR et ILS Harmoniques

La gamme omnidirectionnelle VHF (VOR) est un type de système de radionavigation pour les avions qui fournissent des informations sur la position radiale par rapport au station terrestre. Le système d'atterrissage aux instruments (ILS) se compose de deux radios émetteurs fournissant un

guidage latéral et vertical aux aéronefs pour les approches atterrissage. Les émetteurs VOR / ILS sont généralement placés au début, à la fin, et aux côtés des pistes d'aéroport. Ces systèmes d'atterrissage en approche fonctionnent la bande 108-117,95 MHz, y compris 200 canaux, espacés de fréquences de 50kHz. En détail, le VOR utilise 12 canaux dans la bande 112,24-112,816 MHz, tandis que le transpondeur de localisation IL utilise une seule fréquence sur 40 canaux dans la bande de 108,10 à 111,95MHz. Leurs harmoniques, le 14ème de VOR et 2ème de ILS correspondant à 111,9 et 111,95 MHz, entrez sur le bouton L1 /Bande E1. Ils sont considérés comme des signaux CWI.

➤ **Service mobile par satellite (SMS)**

Le système de service mobile par satellite (SMS) peut générer deux brouillages distincts menacés par un récepteur GNSS. Les stations terriennes mobiles du SMS utilisent la Bande 1610-1660,5 MHz, introduisant potentiellement une puissance large bande dans la Bande GNSS.

➤ **Interférence du téléphone mobile**

En général, aucun effet direct des téléphones mobiles sur un récepteur GNSS A été rapporté dans la littérature jusqu'à présent. Certaines informations sont disponibles pour l'équipement de navigation aérienne où un récepteur GPS est couramment utilisé.

Les rayonnements non essentiels de six technologies de téléphonie sans fil est décrit analysant les effets sur les systèmes des aéronefs, parmi lesquels un GPS. Les tests sont réalisés à partir de chambres semi-échoïques et de réverbération utilisant des technologies de téléphonie sans fil avec différentes fréquences de transmission et différentes antennes de réception. L'étude est réalisée en évaluant les puissances totales rayonnées de chaque cellule par rapport aux fréquences du système pris en considération. Dans l'analyse, la sensibilité du récepteur GPS est la suivante: -120 dBm, mais un niveau plus réaliste est considéré comme étant autour de -82 dBm.

Cette valeur est obtenue en considérant une perte de trajet minimale de 38 dB. Le calcul de l'affaiblissement sur le trajet après avoir généré des signaux à l'intérieur de l'avion. Les résultats montrent que toutes les valeurs considérées dépassent le niveau de sensibilité du système récepteur, mais dans le même temps sont sous la plus réaliste valeur obtenue à partir de la perte de trajet. Ainsi, les conclusions du document sont que les émissions de fréquences radio des téléphones testés n'interfère pas avec le système avionique examiné, parmi lequel le GPS.

3.2. Les signaux en bande

Certaines sources d'interférences diffusent des signaux dont la fréquence de la porteuse est attribuée dans les bandes GNSS, et génèrent ainsi des interférences dans la bande. Le chapitre 1 discute de la manière dont les interférences inter systèmes et intra systèmes doivent être prises en compte une source principale de perturbations dans la bande cependant le niveau acceptable des

interférences est défini lors de la phase de conception des systèmes et, jusqu'à présent, le niveau acceptable a été le résultat de négociations internationales, discussions, et accords (considérons, par exemple, l'accord d'interopérabilité GPS / Galileo).

Dans cette section, l'accent est mis sur les systèmes terrestres non GNSS. Une brève description des systèmes les plus pertinents émettant de la puissance dans une ou plusieurs des bandes GNSS est fournie dans les sous-sections suivantes.

➤ **Systèmes de communication aéronautiques militaires / civils**

Les systèmes de communications militaires peuvent être considérés comme des brouilleurs dans la bande en raison de la bande de signal utilisée par les systèmes. Les bandes Galileo E5a et E5b situées entre 1164 et 1214 MHz, occupent des fréquences déjà utilisées pour des applications aéronautiques, services de radionavigation (ARNS) tels que la navigation aérienne tactique (TACAN), équipement de mesure de distance (DME) et surveillance secondaire radar (SSR), ainsi que par le département commun de diffusion de l'information tactique du DoD Système (JTIDS) et le système de diffusion d'informations multifonctions (MIDS), d'autres systèmes aéronautiques fonctionnent dans ces fréquences telles que le Système de prévention des collisions et des accidents de la circulation (TCAS), identifiant un ami ou un ennemi (IFF), et surveillance dépendante automatique - diffusion prévue (ADS-B).

Les systèmes DME / TACAN consistent en un interrogateur aéroporté et un transpondeur au sol qui émet des signaux pulsés de haute puissance qui constituent une menace pour les récepteurs GNSS, DME et TACAN fournissent des mesures de distance de l'aéronef par rapport à une station de référence au sol. Le TACAN est un système militaire qui fournit des mesures de distance et d'azimut. Le système DME / TACAN fonctionne dans la bande de fréquences 960 à 1215 MHz [12] dans quatre modes différents: X, Y, W et Z, même si seul le mode X du transpondeur au sol DME / TACAN occupe la bande de 1151 à 1215 MHz bande de fréquences qui interfère avec le signal GNSS E5a / L5 et E5b (voir Figure 2.4 et Tableau 2.1).

L'expression analytique de la paire d'impulsions classique DME / TACAN transmis par les balises au sol est :

$$y_{\text{pulse}}(t) = e^{\left(\frac{\alpha}{2}\right)r^2} + e^{-\left(\frac{\alpha}{2}\right)(t-\Delta t)^2} \quad (2.1)$$

Ou, par exemple, pour le mode X, $\alpha = 4.5 \cdot 10^{11} S^{-2}$ et l'intervalle inter pulse est $\Delta t = 12 \mu s$.

La fréquence maximale de répétition des impulsions (PRF) pour le DME et les systèmes TACAN ont respectivement 2700 et 3600 ppp. JTID / MIDS sont des systèmes de communication numériques à spectre étalé destinés l'échange de données entre plates-formes militaires. Ils opèrent entre 969 et 1206 MHz brouillant les bandes E5a / E5b, comme il est indiqué dans la Figure 2.5.

➤ Signaux ultra-large bande

La définition de UWB inclut tout signal occupant plus de 500 MHz entre 3,1 et 10,6 GHz et répond au masque de spectre qui définit :

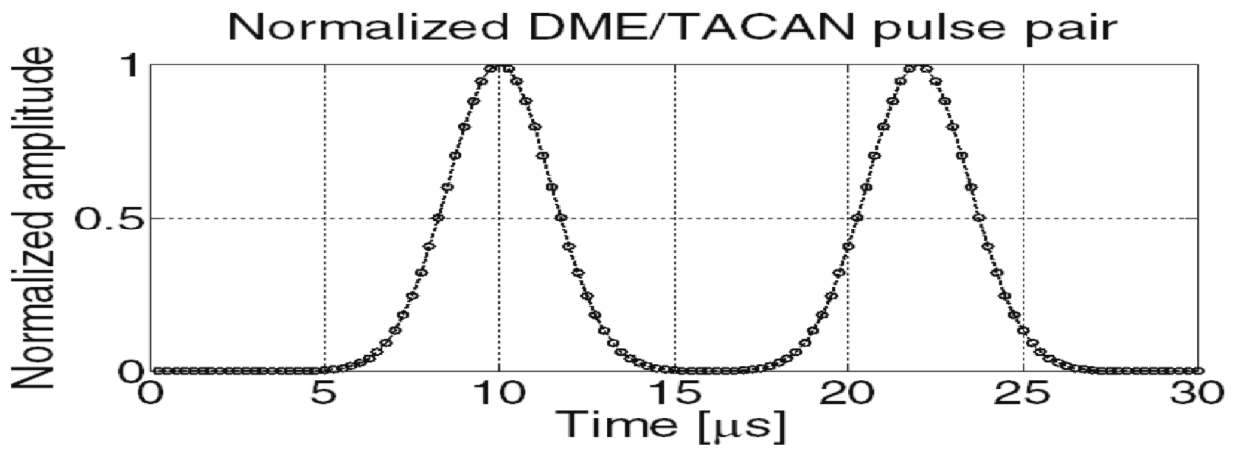


Figure 2.4 paire d'impulsions DME/TACAN en bande de base classique

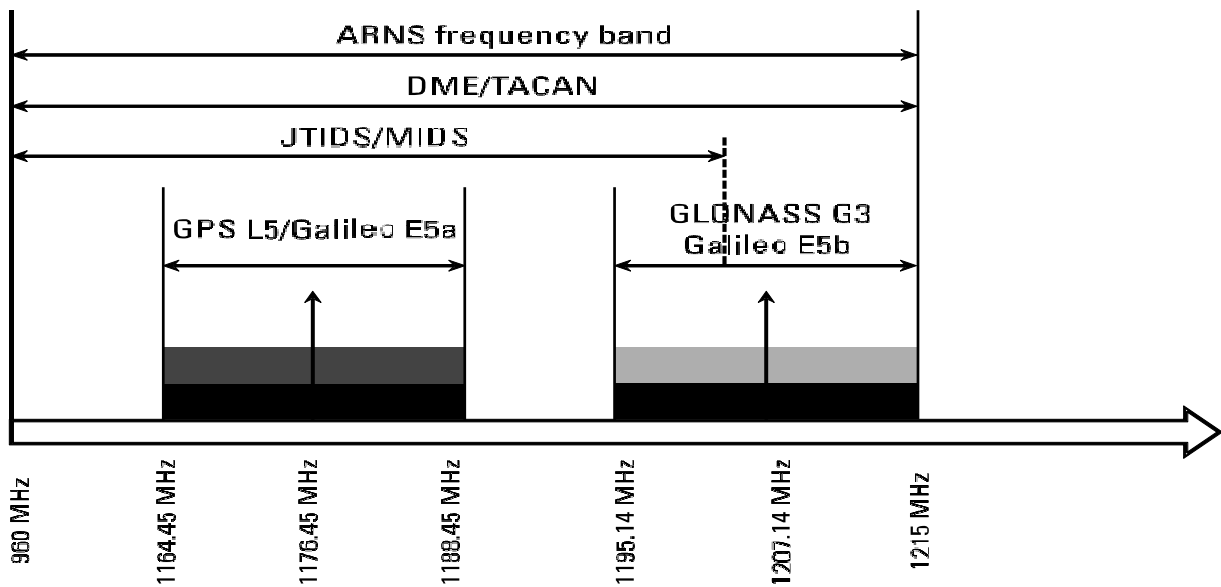


Figure 2.5 plan de fréquence DME/TACAN et JTIDS/MIDS

Tableau 2.1 Classification du mode opérationnel DME

Mode Canal	Mode d'exploitation	Espacement de la paire d'impulsions (μs)		temps de Délai (μs)	
		Interrogatoire	Réponse	Premier pulse timing	Second Pulse Timing
X	DME/N	12	12	50	50
	DME/P IA M	12	12	50	—
	DME/P FA M	18	12	56	—
Y	DME/N	36	30	56	50
	DME/P IA M	36	30	56	—
	DME/P FA M	42	30	62	—
W	DME/N	—	—	—	—
	DME/P IA M	24	24	50	—
	DME/P FA M	30	24	56	—
Z	DME/N	—	—	—	—
	DME/P IA M	21	15	56	—
	DME/P FA M	27	15	62	—

Limites intérieures pour les systèmes de communication UWB. Les signaux UWB sont apparus comme une solution potentielle pour la connectivité sans fil à faible complexité, à faible coût, à faible consommation d'énergie et la connectivité sans fil à haut débit de données. Les technologies basées sur UWB offrent simultanément une communication à haut débit de données, avec des taux de transmission de données de 100 à 500 Mbps à des distances de 2 à 10 m en utilisant une puissance rayonnée moyenne de quelques centaines de microwatts. Les systèmes UWB ont également été étudiés à des fins d'emplacement intérieur et de navigation en raison de leurs performances dans des environnements multitrajet. Les principaux avantages de l'UWB sont la minimisation de la réflexion de l'encombrement et la capacité de pénétrer les structures avec des taux de données élevés et haute résolution, une faible probabilité d'interception par des récepteurs indésirables, et la possibilité d'être utilisé pour la haute précision gamme. 100 à 500 Mbps à des distances de 2 à 10 m avec une puissance rayonnée moyenne de quelques Les limites intérieures pour les systèmes de communication UWB. Les signaux UWB sont apparus en tant que solution potentielle pour une consommation à faible complexité, à faible coût et à faible consommation d'énergie, et connectivité sans fil à haut débit de données. Les technologies basées sur l'offre UWB communication simultanée à haut débit de données, avec des débits de transmission de données de centaines de microwatts. Les systèmes UWB ont été également étudiés pour les applications intérieures des fins de localisation et de navigation en raison de leur performance en trajets

multiples environnements. Les principaux avantages de l'UWB sont la minimisation de la réflexion de l'encombrement et la capacité de pénétrer dans les structures avec des débits de données élevés et haute résolution, une faible probabilité d'interception par des récepteurs non désirés, et la possibilité d'être utilisé pour la télémétrie de haute précision.

Les systèmes de modulation de données souvent utilisés dans les systèmes UWB sont à impulsions modulation de position (PPM) et modulation d'amplitude de pouls (PAM). Le signal UWB est généré en utilisant des impulsions inférieures à la nanoseconde qui étalent l'énergie du signal sur une large bande de fréquences. Ainsi, ces systèmes utilisent des signaux de faible puissance mais avec une bande passante extrêmement large. Cet aspect est essentiel pour les systèmes tels que le GNSS dont la puissance du signal est bien inférieure au plancher de bruit. Plusieurs études ont conclu que les signaux UWB peuvent dégrader les performances du récepteur GPS. D'autres études démontrent par simulation et dans une étude de cas de réseau personnel sans fil (WPAN), respectivement, que l'effet d'interférence UWB peut être réduit en choisissant les paramètres de modulation appropriés.

3.3. Classification des brouilleurs

Le terme brouillage fait référence à une transmission intentionnelle des interférences RF avec l'objectif de masquer certaines portions de fréquence bandes avec du bruit. Dans le cas des systèmes GNSS, un brouilleur (également appelé un dispositif de confidentialité personnel (PPD)) est capable de brouiller (ou de bloquer) les signaux GNSS, probablement empêchant les récepteurs de fonctionner correctement dans la zone du brouilleur. Comme un exemple, la figure II.6 montre deux modèles de brouilleurs différents. Les deux sont capables de transmettre sur différentes bandes de fréquences, y compris le GNSS E1 / Bande L1.



Figure 2.6 Exemples de brouilleurs GNSS multifréquences : brouilleur de bureau Réglable (à gauche) et dispositif portatif à quatre antennes (à droite).

Le brouillage intentionnel est une menace bien connue dans les applications militaires, mais il est également considéré comme une préoccupation croissante dans l'environnement civil, mais le fait que des incidents réels causés par des PPV se soient déjà produits (considérer l'incident à l'aéroport de Newark dans le New Jersey.

Il convient de rappeler que dans de nombreux pays (par exemple, les États-Unis ou plusieurs Pays européens), il est illégal de vendre ou d'utiliser des brouilleurs. Malgré cela, il est peut être interdit de posséder ou d'acheter un brouilleur, facilement réalisable à travers plusieurs sites Web, même pour un coût de quelques dizaines de dollars.

Ensuite, nous résumons les principales classifications de brouilleurs proposées dans la littérature et discuter de leurs principales caractéristiques.

Une enquête sur les brouilleurs, spécialement conçue pour les brouilleurs de voiture sont de petits appareils alimentés par un allume-cigare. Cette classe de brouilleurs est particulièrement importante, car elle pourrait permettre l'utilisation .par exemple, (les véhicules) pour éviter d'être suivis.

Les brouilleurs sont classés en quatre classes en fonction de leur signal caractéristiques quelques-uns d'entre eux transmettent un signal à onde continue (CW), tandis que la majorité utilise un signal de Chirp. La bande passante du signal varie de moins de 1 kHz (dans le cas des ondes entretenues) à 44,9 MHz, avec un temps de balayage dans l'intervalle [8,62 à 18,97] μ s.

Une autre classification des brouilleurs peut être trouvée, où les catégories sont principalement basées sur la source d'alimentation. Tous les brouilleurs analysés sont des appareils portables, divisés en trois groupes: les appareils conçus pour brancher l'alimentation 12 volts d'un allume-cigare (groupe 1) et des appareils alimentés par une batterie interne rechargeable avec (groupe 2) ou sans une antenne externe (groupe 3).

En conséquence de l'analyse de 18 appareils différents, les auteurs ont conclu que tous utilisaient une méthode de balayage par ton pour générer des interférences de large bande sur la bande L1 ou L2 (avec une vitesse de balayage de 9 μ s, la moyenne couvert une largeur de bande de 20 MHz). Ils ont également fourni une estimation des plages effectives des brouilleurs analysés, qui varient dans les [300 m - 6 km] plage de suivi, et la plage [600m - 8,5 km] à des fins d'acquisition.

Une autre enquête sur les brouilleurs, où la multifréquence des brouilleurs capables de perturber simultanément plus d'une bande GNSS (L1, L2, et L5), qui sont caractérisées. L'analyse a confirmé que les brouilleurs pour allume-cigarettes fonctionnent uniquement sur la bande L1, avec des valeurs différentes pour la période de balayage (9 μ s étant la valeur la plus courante). Il a également été démontré que la puissance peut varier de -10 à plus de 30 dBm et en général, les cigarettes et les

brouilleurs plus légers se caractérisent par des niveaux de puissance inférieurs à ceux de la multifréquence brouilleurs de batterie.

Un exemple de signal de Chirp généré par un dispositif de brouillage portable est illustré dans la figure II.7, elle montre la représentation temps-fréquence du signal émis par le brouilleur. On peut voir que le signal de Chirp balaie environ 9 MHz pendant un intervalle de 10 μ s.

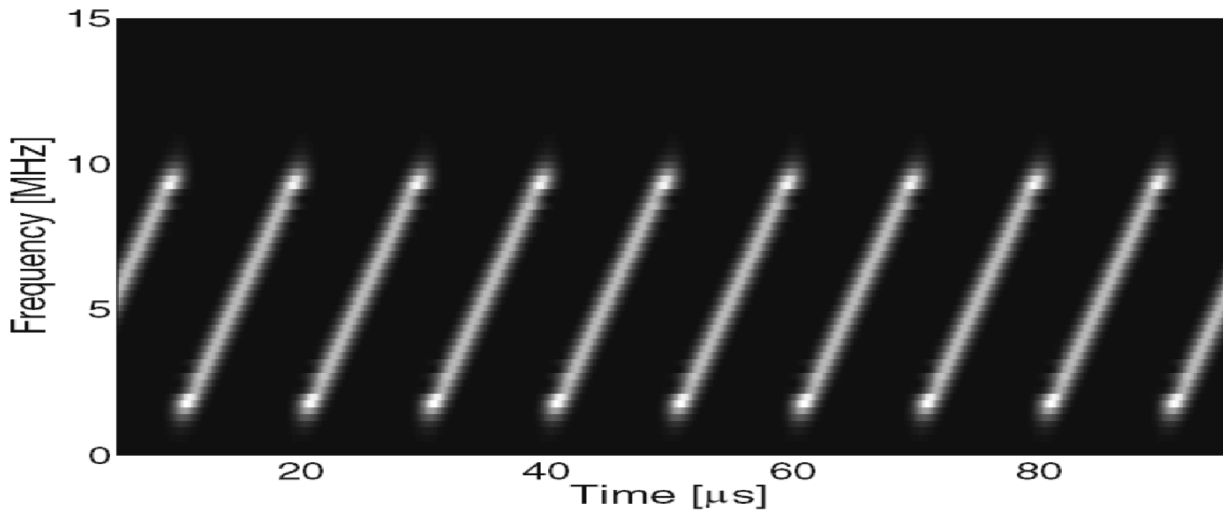


Figure 2.7 exemple du signal de modulation transmis par un brouilleur portable : représentation temps-fréquence.

4. L'impact de la RFI sur les récepteurs GNSS

Lorsqu'il est soumis à de très fortes interférences, un récepteur GNSS peut être totalement aveuglé et arrêter de travailler. C'est souvent le cas d'interférences intentionnels, qui tentent de refuser l'utilisation du positionnement basé sur GNSS dans une certaine zone ou région. Cependant, dans un certain nombre de cas, la présence d'ingérence est assez grave pour diminuer considérablement les performances du récepteur, mais pas assez grave pour que le récepteur perde son verrouillage sur les signaux satellites ou aveugle l'acquisition des signaux satellites.

Ces valeurs de puissance intermédiaires s'avèrent être les plus dangereuses cas, car parfois ils ne peuvent pas être détectés mais ils conduisent à une détérioration de la performance de positionnement. Pour l'utilisateur d'un récepteur GNSS, la pertinence de l'effet d'une forte RFI est évidente. Si le destinataire est incapable pour suivre des satellites, il ne peut pas calculer sa position. Lorsque le destinataire est capable de suivre les satellites, mais le signal est affecté par RFI, l'erreur sur la pseudo-plage et les mesures sont augmentées. La précision de la solution de positionnement dépend, entre autres, sur la qualité des mesures de pseudo-intervalles et / ou la mesures de phase. En conséquence, lorsque RFI dégrade le pseudo range et des mesures de phase ou induit des glissements de cycle sur les mesures de phase, la précision de la solution de positionnement diminuera.

5. Conclusions

Ce chapitre donne un aperçu des principales sources terrestres potentiellement générer une RFI pouvant affecter les systèmes GNSS. Malgré le grand nombre de menaces potentielles, il vient de noter que la RFI est généralement générée uniquement dans le cas du système de communication mal conçu ou en cas de dysfonctionnement d'événements. En outre, les rayonnements non essentiels sont également atténués avec la distance de l'émetteur, ce qui en fait une menace uniquement pour les récepteurs GNSS fonctionnant dans une zone proche. Néanmoins, comme indiqué dans la deuxième partie du chapitre, La RFI peut affecter toutes les étapes de la chaîne de traitement d'un récepteur, entraînant une détérioration des informations de position qu'il fournit.

Chapitre 3

**Traitement des Interférences par
l'utilisation de la transformée en
paquets d'ondelettes**

I. Théorie des ondelettes

1. Transformation en ondelettes continue CWT

La transformation en ondelettes est effectuée à l'aide d'analyses localisées basées sur le temps et la fréquence. Il effectue une décomposition multi-échelles sur les signaux en utilisant la mise à l'échelle et opérations de déplacement. Dans la partie basse fréquence, il y a une résolution de fréquence plus élevée et une résolution temporelle inférieure; dans la partie haute fréquence, la résolution temporelle est plus élevée et une résolution de fréquence inférieure. En d'autres termes, la transformation en ondelettes fournit une fenêtre de fréquence temporelle entièrement évolutive, afin de s'adapter automatiquement aux exigences relatives aux analyses de signaux non stationnaires.

La transformation en ondelettes continue d'une fonction $f(t)$ peut être définie comme [36]

$$(S, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \Psi_{s,\tau}^*(t) dt \quad (3.42)$$

Où $(.)^*$ désigner-le conjugué complexe; $\Psi_{s,\tau}(t)$ est la fonction de base de l'ondelette, également connu sous le nom d'ondelette. Il est généré à partir d'une seule fonction d'ondelette mère $\Psi(t)$ par mise à l'échelle et décalage, comme indiqué dans la formule ci-dessous

$$\Psi_{s,\tau}(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \Psi\left(\frac{t-\tau}{s}\right) \quad (3.43)$$

Ici $\Psi_{s,\tau}(t)$ repose sur les paramètres s et τ , où s est le facteur d'échelle et τ est le facteur de décalage. $\frac{1}{\sqrt{s}}$ Est utilisé pour mettre en œuvre la normalisation d'énergie entre différents Balance. La fonction du facteur d'échelle τ est de mettre à l'échelle la fonction d'ondelette mère $\Psi(t)$, s'étirant lorsque $s > 1$ et rétrécir lorsque $s < 1$. Plus le s est grand, plus large $\Psi\left(\frac{t}{s}\right)$ devient, ce qui signifie qu'une observation générale est faite sur le signal. Quand s est plus petit, une observation détaillée est faite sur le signal. L'équation (3.42) montre comment une fonction $f(t)$ est décomposée en une série de fonctions de base d'ondelettes. La figure 3.10 montre une opération de transformation en ondelettes continue.

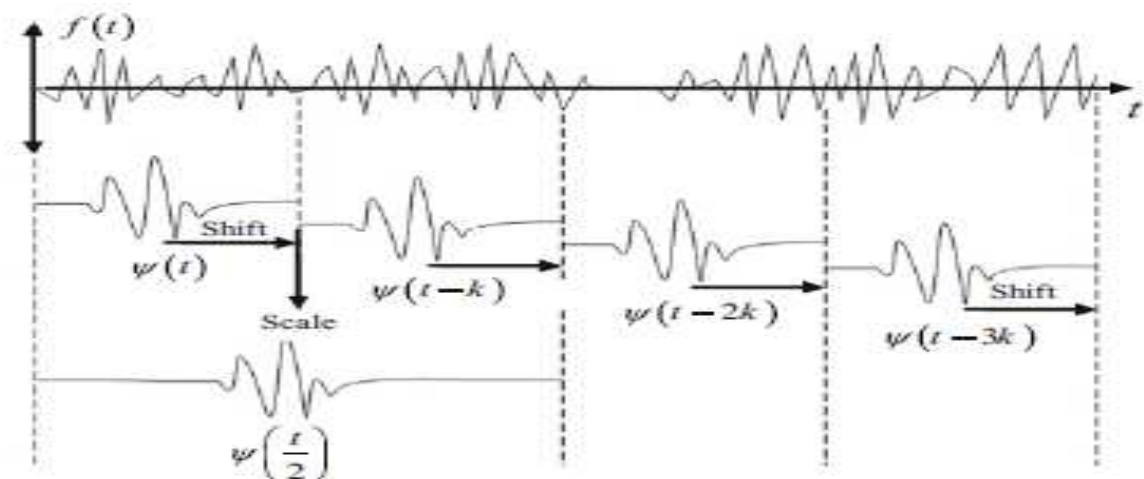


Fig.3.10 Opérations de transformation continue en ondelettes

Étant donné que la fonction de transformée de Fourier de la fonction d'ondelette mère est $\Psi(\omega)$, alors la fonction d'ondelette mère $\Psi(t)$ doit satisfaire les conditions suivantes [36]

(1) Carré intégrable.

$$(2) \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi(t) dt = 0 \quad [\text{c. a. d. } \Psi(0) = 0]$$

$$(3) \text{ Condition d'autorisation: } C_{\Psi} = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|\Psi(\omega)|^2}{\omega} d\omega < \infty$$

La transformation inverse d'une ondelette continue est

$$f(t) = \iint \Psi_{s,\tau}^*(t) \gamma(s, \tau) ds d\tau \quad (3.44)$$

Dans (3.42) - (3.44), aucune fonction de base d'ondelettes n'a été spécifiée. C'est ça la différence entre transformation en ondelettes, transformation de Fourier et autres transformations. La théorie de la transformation en ondelettes étudie uniquement les propriétés générales de ondelettes et transformation en ondelettes. Dans les applications réelles, ondelette mère appropriée la fonction peut être sélectionnée ou une fonction d'ondelette mère détaillée peut être conçue pour différents scénarios d'application.

2. Transformation en ondelettes discrètes

Dans (3.42), le calcul de la transformation en ondelettes peut être réalisé par décalage continu d'une fonction évolutive sur le signal analysé et calcul la corrélation entre les deux. L'ondelette mappe un signal à une dimension à une fonction conjointe à échelle de temps bidimensionnelle, mais cette expression est très redondante. Pour la plupart des applications, nous voulons utiliser le moins de composants possible pour décrire un décalage échelle signal, donc une ondelette discrète est introduite. Une ondelette discrète ne peut pas en continu échelle et décalage. Il ne peut évoluer et se déplacer que par étapes discrètes.

L'ondelette discrète peut être représentée comme

$$\Psi_{J,k}(t) = \frac{1}{\sqrt{s_0^j}} \psi(t - k\tau_0 s_0 / s_0^j) \quad (3.45)$$

Où j et k sont des entiers, $s_0 > 1$ est une étape de mise à l'échelle fixe; le facteur de décalage τ_0 détermine l'étape de mise à l'échelle. L'effet de discrétisation de l'ondelette équivaut à échantillonnage de l'espace d'échelle de temps à intervalles discrets. Habituellement, nous sélectionnons $S_0 = 2$, $\tau_0 = 1$,

C'est-à-dire définir $\Psi_{J,k}(t)$ comme

$$\Psi_{J,k}(t) = \frac{1}{\sqrt{2^j}} \psi\left(\frac{t}{2^j} - k\right) \quad (3.46)$$

Par conséquent, une transformée en ondelettes discrète binaire d'une fonction $f(t)$ est définie comme

$$\gamma(j, k) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \Psi_{j,k}^*(t) dt \quad (3.47)$$

C'est-à-dire que la transformée en ondelettes discrète effectue un traitement discret sur le facteur d'échelle s et le facteur de décalage τ pour la fonction d'ondelettes d'une transformation de forme d'onde continue.

Même si la fonction d'ondelettes discrète est utilisée, nous avons encore besoin d'un nombre infini de mise à l'échelle et décalage pour calculer la transformation en ondelettes, nous devons donc trouver une méthode pour convertir ce nombre infini en un nombre limité pour des implémentations pratiques. Puisqu'une ondelette a un type de spectre de fréquences passe-bande. Fourier la théorie de la transformation nous dit que la mise à l'échelle sur le domaine temporel équivaut à la compression et décalage vers une bande basse fréquence dans le domaine fréquentiel.

Étant donné la transformation de Fourier d'une fonction $f(t)$ est $F(\omega)$, alors la transformation de Fourier de la fonction $f\left(\frac{t}{a}\right)$ est

$$F\left[f\left(\frac{t}{a}\right)\right] = |a|F(a\omega) \quad (3.48)$$

L'équation (3.48) illustre la mise à l'échelle sur la fonction avec un facteur $a = 2$ sur le domaine temporel. Il comprime le spectre de fréquences de la fonction par un facteur de 2 et le décale vers la basse fréquence. Étant donné les fonctions d'ondelettes $\psi_{1,k}(t), \psi_{2,k}(t), \psi_{3,k}(t)$ et $\psi_{4,k}(t)$, ont des fonctions de spectre de fréquences de Ψ_1, Ψ_2, Ψ_3 et Ψ_4 , alors la fréquence et la bande passante pour Ψ_2 ne représentent que la moitié de la fréquence et de la bande passante pour Ψ_1 . Et la fréquence et la bande passante pour Ψ_3 sont la moitié de la fréquence et bande passante pour Ψ_2 , c'est-à-dire les rapports des fréquences centrales et les largeurs de bande (également connu sous le nom de facteur de qualité) ne changent pas. En conséquence, une fréquence d'ondelettes évolutive

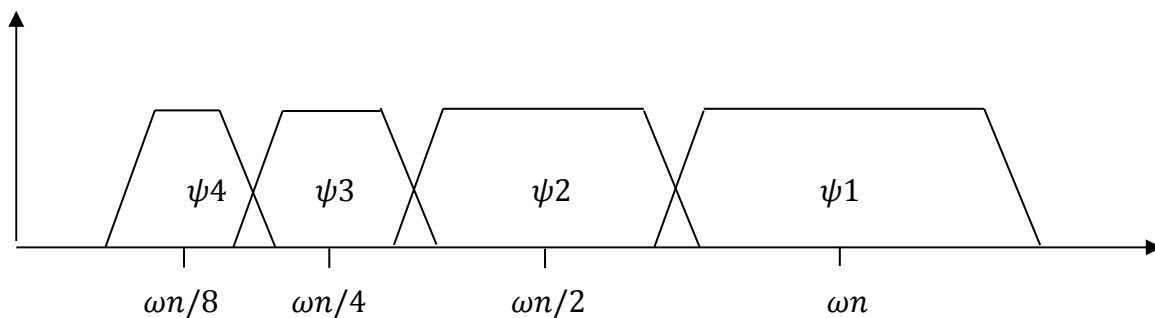


Fig.3.11 Spectres de fréquence d'ondelettes chevauchants obtenus en mettant à l'échelle l'ondelette dans domaine temporel.

Spectre peut être utilisé pour couvrir le spectre limité d'un signal. L'ondelette à l'échelle le spectre de fréquences doit se chevaucher, comme illustré à la Fig.11.

Mais, si nous n'utilisons que la fonction ondelette pour la segmentation, à chaque fois la fréquence spectre est divisé et il n'en reste plus que la moitié, le spectre de fréquence des ondelettes ne peut pas couvrir toute la fréquence jusqu'à la fréquence zéro. Mais le nombre de fonctions après les segmentations est toujours infini. Une fois que la segmentation atteint une certaine fréquence, la segmentation s'arrête et toutes les basses fréquences restantes les parties doivent être représentées à l'aide d'une fonction avec un spectre de fréquences passe-bas. Cette fonction est la fonction d'échelle $\varphi(t)$ qui peut être représentée à l'aide de l'ondelette

$$\varphi(t) = \sum_{j,k} \gamma(j, k) \Psi_{j,k}(t) \quad (3.49)$$

Les fonctions d'échelle $\varphi_{j,k}(t)$ pour différentes échelles peuvent être définies comme

$$\varphi_{j,k}(t) = \frac{1}{\sqrt{2^j}} \varphi\left(\frac{t}{2^j} - k\right) \quad (3.50)$$

La figure 3.12 illustre les fonctions d'échelle. Les fonctions de balance couvrent tous les domaines qui ne sont pas couverts par les spectres de fréquence de la fonction ondelette jusqu'à l'échelle j , par conséquent, le nombre d'ondelettes passe de l'infini au fini.

En ajoutant une fonction d'ondelette à la fonction d'échelle d'origine, nous pouvons dériver une nouvelle fonction d'échelle avec un spectre de fréquences qui double celui de l'échelle d'origine fonction. Cela revient à dire que la fonction d'échelle d'origine peut être exprimée par la nouvelle fonction d'échelle. Puisque la fonction d'échelle a un type de fréquence passe-bas spectre, basé sur la nouvelle fonction d'échelle, nous pouvons dériver la fonction d'échelle d'origine utilisant un filtrage passe-bas. Alors les équations à deux échelles liées à $\varphi(t)$ peuvent être exprimé comme.

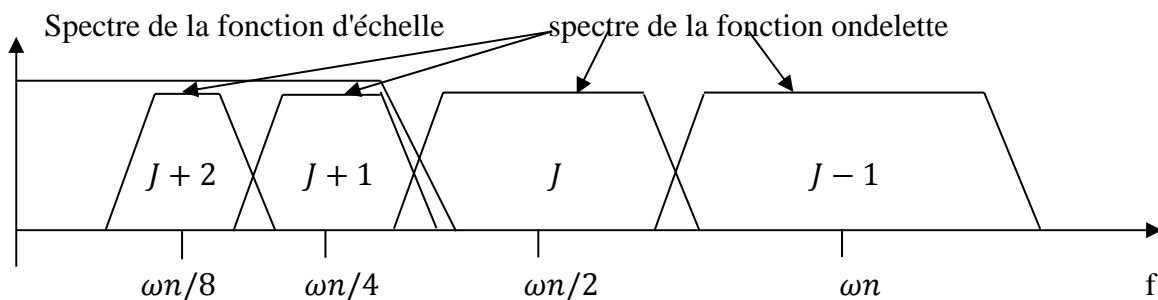


Fig.3.12 Introduction des fonctions de balance

$$\varphi_{j,0}(t) = \sum_k h_{j-1}(k) \varphi_{j-1,k}(t) \quad (3.51)$$

Où $h_{j-1}(k)$ peut être considéré comme le $(J - 1)$ ème étage du filtre passe-bas. Ce qui précède formule montre qu'une fonction d'échelle à un niveau peut être exprimée à l'aide de l'échelle fonction avec son niveau précédent. Pour la même raison, puisque l'ondelette à un type passe-bande

de spectre de fréquences, et la nouvelle fonction d'échelle contient la fonction d'ondelette ajoutée, puis en utilisant la nouvelle fonction d'échelle, nous pouvons dériver la fonction ondelette ajoutée en utilisant un filtre passe-haut. En conséquence, la fonction ondelette peut être exprimée comme

$$\Psi_{J,0}(t) = \sum_k g_{j-1}(k) \varphi_{J-1,k}(t) \quad (3.52)$$

Où $g_{j-1}(k)$ est le $(j - 1)$ ème filtre passe-haut. La formule ci-dessus est également la relation à deux échelles entre la fonction d'ondelette et la fonction d'échelle. Ensuite nous étudier les relations entre les filtres passe-bas avec différentes échelles et divers passe-haut filtres à différentes échelles. Pour faciliter la dérivation, pour le processus de dérivation ci-dessous, nous supposons que la fonction d'échelle et la fonction d'ondelette sont toutes des nombres réels. Sur la base de (3.51), nous pouvons avoir la dérivation ci-dessous

$$\begin{aligned} h_{J,k}(t) &= \langle \varphi_{J,0}(t), \varphi_{J-1,k}(t) \rangle = \int \varphi_{J,0}(t) \varphi_{J-1,k}(t) dt \\ &= \int \frac{1}{\sqrt{2^j}} \varphi\left(\frac{t}{2^j}\right) \frac{1}{\sqrt{2^{j-1}}} \varphi\left(\frac{t}{2^{j-1}} - k\right) dt \\ &= \int \frac{1}{\sqrt{2}} \varphi\left(\frac{t'}{2}\right) \varphi(t' - k) dt' \left[\frac{t}{2^{j-1}} = t' \right] \\ &= \langle \varphi_{1,0}(t), \varphi_{0,k}(t) \rangle = h_0(k) \end{aligned} \quad (3.53)$$

La formule ci-dessus montre que le filtre passe-bas correspondant à n'importe quelle échelle est équivalent à $h_0(k)$. De même, nous pouvons en déduire que

$$g_{j-1}(k) = g_0(k) \quad (3.54)$$

c'est-à-dire que le filtre passe-haut équivalent à n'importe quelle échelle est équivalent à $g_0(k)$. En conséquence nous peut représenter uniformément les filtres passe-bas et les filtres passe-haut avec toutes les échelles comme $h(k)$ et $g(k)$. Puis en remplaçant (3.43) et (3.50) dans (3.51) et (3.52) et après avoir simplifié, l'équation à deux échelles suivante peut être dérivée

$$\varphi\left(\frac{t}{2^j}\right) = \sqrt{2} \sum_k h(k) \varphi\left(\frac{t}{2^{j-1}} - k\right) \quad (3.55)$$

$$\Psi\left(\frac{t}{2^j}\right) = \sqrt{2} \sum_k g(k) \varphi\left(\frac{t}{2^{j-1}} - k\right) \quad (3.56)$$

Ainsi, pour la fonction $f(t)$, soit nous pouvons l'exprimer comme une fonction d'échelle avec l'échelle $j - 1$

$$f(t) = \sum_m \lambda_{j-1}(m) \varphi_{j-1,m}(t) \quad (3.57)$$

Ou nous pouvons l'exprimer conjointement en utilisant des fonctions d'échelle jusqu'à l'échelle j et la fonction ondelette

$$f(t) = \sum_k \lambda_j(k) \varphi_{j,k}(t) + \sum_k \gamma_j(k) \psi_{j,k}(t) \quad (3.58)$$

où $\lambda_{j-1}(m), \lambda_j(k)$ est connu comme le coefficient grossier ou le coefficient de basse fréquence; $\lambda_j(k)$ est connu sous le nom de coefficient de détail ou coefficient haute fréquence. Nous pouvons aussi qui concerne $\sum_k \lambda_j(k) \varphi_{j,k}(t)$ comme approximation grossière du signal $f(t)$, et considérer $\sum_k \gamma_j(k) \psi_{j,k}(t)$ comme approximation détaillée du signal $f(t)$. Si nous laissons (3.57) égal (3.58), on peut avoir l'équation suivante

$$\sum_k \gamma_j(k) \psi_{j,k}(t) = \sum_k \lambda_{j-1}(m) \varphi_{j-1,m}(t) - \sum_k \lambda_j(k) \varphi_{j,k}(t) \quad (3.59)$$

L'équation ci-dessus montre que l'approximation détaillée est la différence entre les approximations à deux échelles, c'est-à-dire reflétant la différence détaillée entre les deux approximations.

3. Analyse multi-résolution

Si la fonction d'échelle $\varphi_{j,k}(t)$ et la fonction d'ondelette $\psi_{j,k}(t)$ sont orthogonales, c'est-à-dire le produit intérieur $\langle \varphi_{j,k}(t), \psi_{j,k}(t) \rangle = 0$; alors les coefficients λ_j et γ_j peuvent être obtenu en utilisant les produits internes entre $f(t)$ et la fonction d'échelle, et entre le $f(t)$ et la fonction ondelette

$$\lambda_j(k) = \langle f(t), \varphi_{j,k}(t) \rangle \quad (3.60)$$

$$\gamma_j(k) = \langle f(t), \psi_{j,k}(t) \rangle \quad (3.61)$$

Ensuite, nous résolvons pour $\lambda_j(k)$ et $\gamma_j(k)$. $\lambda_j(k)$ est résolu en premier, puis en substituant (3.58) dans (3.61), nous avons

$$\begin{aligned} \gamma_j(k) &= \langle \sum_m \lambda_{j-1}(m) \varphi_{j-1,m}(t), \psi_{j,k}(t) \rangle \quad (3.62) \\ &= \sum_m \langle \varphi_{j-1,m}(t), \psi_{j,k}(t) \rangle \lambda_{j-1}(m) \end{aligned}$$

En résolvant pour $\langle \varphi_{j-1,m}(t), \psi_{j,k}(t) \rangle$ indépendamment, nous avons

$$\begin{aligned} \langle \varphi_{j-1,m}(t), \psi_{j,k}(t) \rangle &= \int \varphi_{j-1,m}(t) \psi_{j,k}(t) dt \\ &= \int \frac{1}{\sqrt{2^{j-1}}} \varphi\left(\frac{t}{\sqrt{2^{j-1}}} - m\right) \frac{1}{\sqrt{2^j}} \varphi\left(\frac{t}{\sqrt{2^j}} - k\right) dt \\ &= \int \frac{1}{\sqrt{2^{j-1}}} \varphi\left[\frac{t'}{\sqrt{2^{j-1}}} - (m - 2k)\right] \frac{1}{\sqrt{2^j}} \varphi\left(\frac{t'}{2^j}\right) dt' \quad \left[\frac{t}{2^j} - k = \frac{t'}{2^j}\right] \\ &= \int \frac{1}{\sqrt{2^j}} \varphi\left(\frac{t'}{2^j}\right) \frac{1}{\sqrt{2^{j-1}}} \varphi\left[\frac{t'}{\sqrt{2^{j-1}}} - (m - 2k)\right] dt' \quad (3.63) \end{aligned}$$

Ensuite nous avons

$$\gamma_j(k) = \sum_m h(m - 2k)\lambda_{j-1}(m) \quad (3.64)$$

Ensuite, nous résolvons pour $\gamma_j(k)$ en remplaçant (3.58) dans (3.61), nous avons

$$\begin{aligned} \gamma_j(k) &= \langle \sum_k \lambda_j(k) \varphi_{j,k}(k) + \sum_k \gamma_j(k) \psi_{j,k}(t), \psi_{j,k}(t) \rangle \\ &= \langle \sum_k \gamma_j(k) \psi_{j,k}(t), \psi_{j,k}(t) \rangle \\ &= \langle \sum_m \lambda_{j-1}(m) \varphi_{j-1,m}(t) - \sum_k \lambda_j(k) \varphi_{j,k}(t), \psi_{j,k}(t) \rangle \\ &= \langle \sum_m \lambda_{j-1}(m) \varphi_{j-1,m}(t), \psi_{j,k}(t) \rangle \\ &= \sum_m \langle \varphi_{j-1,m}(t), \psi_{j,k}(t) \rangle \lambda_{j-1}(m) \end{aligned} \quad (3.65)$$

Nous résolvons maintenant $\langle \varphi_{j-1,m}(t), \psi_{j,k}(t) \rangle$ indépendamment, ce qui est similaire à la solution processus dans (3.63), et le résultat est

$$\langle \varphi_{j-1,m}(t), \psi_{j,k}(t) \rangle = g(m - 2k) \quad (3.66)$$

En remplaçant (3.66) par (3.65), nous pouvons dériver la solution de $\gamma_j(k)$ comme

$$\gamma_j(k) = \sum_m g(m - 2k)\lambda_{j-1}(m) \quad (3.67)$$

À partir de (3.64) et (3.67), le coefficient de la fonction d'échelle $\gamma_j(k)$ et la fonction d'ondelettes le coefficient $\gamma_j(k)$ sur une certaine échelle peut être obtenu en appliquant le filtre passe-bas $h(k)$ et le filtre passe-haut $g(k)$ sur le coefficient de fonction d'échelle $\gamma_{j-1}(k)$ au niveau d'échelle précédent. Les équations (3.64) et (3.67) peuvent former conjointement l'étape d'un filtre numérique itératif, par conséquent, la transformation en ondelettes peut être implémentée en utilisant un filtre numérique itératif. Après chaque itération, le nombre d'échantillons pour le suivant stade réduit de moitié, transformant un problème de décomposition en ondelettes discrètes en un fonctionnement intérieur simple du produit.

Si l'on considère le signal échantillonné bas $f(k)$ comme le coefficient de fonction d'échelle λ_{j-1} à la prochaine étape d'échelle, nous pouvons décomposer le signal en utilisant la décomposition connue filtre passe-bas $h(k)$ et filtre passe-haut de décomposition $g(k)$ Étant donné que le total la bande passante occupée par le signal d'origine est $(0 \sim \frac{f}{2})_s$, on peut définir l'espace V_0 , où f_s est la fréquence d'échantillonnage. Après une décomposition en une étape, V_0 peut être divisé en deux sous-espaces de basse fréquence $V_1(0 \sim \frac{f}{4})$ et de haute fréquence $W_1(\frac{f_s}{4} \sim \frac{f_s}{2})$ Après la décomposition du deuxième étage, la partie basse fréquence V_1 peut être divisée en deux sous-espaces de basse fréquence $V_2(0 \sim \frac{f}{8})$ et haute fréquence $W_2(\frac{f_s}{8} \sim \frac{f_s}{4})$, comme le montre la Fig. 3.13. En décomposant itérativement le signal dans différentes bandes de fréquences, une analyse multi-résolution peut être réalisée. La reconstruction en ondelettes sur les signaux décomposés est

un processus inverse de la décomposition en ondelettes. Après avoir effectué une interpolation 1:2 sur le bas de l'étage suivant coefficients de fréquence $\lambda_j(k)$ et coefficients haute fréquence $\gamma_j(k)$, la somme de les sorties dérivées par le filtre passe-bas reconstruit $\bar{h}^-(k)$, et reconstruit le filtre passe-haut $\bar{g}^-(k)$, est les coefficients basse fréquence $\lambda_{j-1}(k)$ de l'étage précédent.

La figure 3.13 illustre la décomposition en ondelettes en deux étapes (transformée en ondelettes). La figure 3.14 illustre une reconstruction en ondelettes en deux étapes (ondelettes inverse transformer).

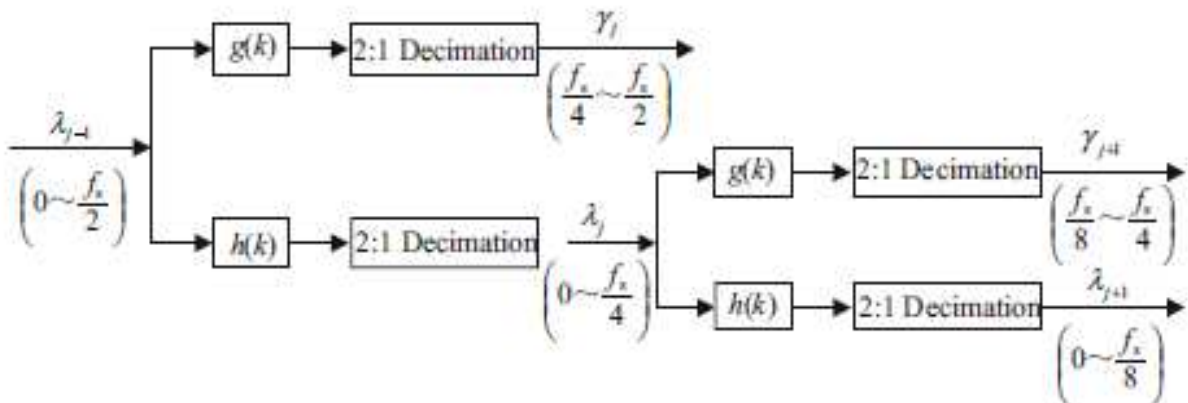


Fig.3.13 Décomposition en ondelettes en deux étapes

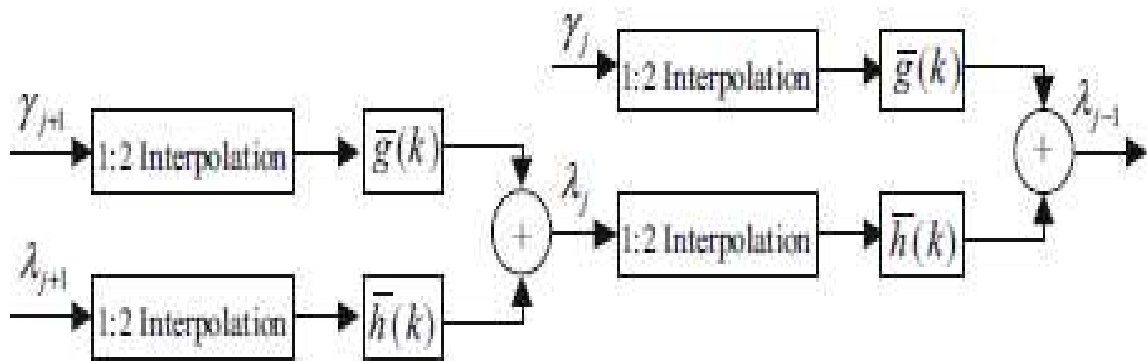


Fig.3.14 Reconstructions d'ondelettes en deux étapes

4. Transformation de paquets d'ondelettes

Pour une analyse multi-résolution basée sur la transformation en ondelettes introduite dans la section précédente, chaque étape de décomposition ne décompose que la basse fréquence sous-bande, et ne décompose pas la sous-bande haute fréquence, conduisant à une résolution de fréquence dans la bande haute fréquence. En pratique, l'espace correspondant à la partie basse fréquence de la décomposition en ondelettes est représentée par V_i , et la partie haute fréquence de la décomposition en ondelettes est représentée par W_i . Les hautes et basses fréquences ici sont en

termes de bande de fréquences de l'étape précédente. La transformation en ondelettes effectue uniquement une sous-division binaire sur divers espaces V_i , et la même opération peut être effectuée sur différents espaces W_i comme bien. Ainsi, la transformation de paquet d'ondelettes est introduite, c'est-à-dire l'ondelette les transformations sont effectuées simultanément sur l'espace basse fréquence V_i et espace haute fréquence W_i , par conséquent une décomposition du signal plus raffinée peut être par rapport à la décomposition en ondelettes, pour améliorer la résolution de fréquence temporelle.

Étant donné que chaque espace a son déplacement entier correspondant ortho normal base, qui peut être représentée par $w_n^{(2^j)}(t)$, $n=0\sim 2^j-1$, ou peut être abrégé comme $w_n^{(j)}$; l'exposant 2^j désigne l'échelle; j est le niveau d'échelle; et le indice n est le numéro de série de l'espace pour ce niveau. Par exemple, pour $j= 2$, il y a 4 ensembles de bases orthonormées $w_0^{(4)}(t), \dots, w_3^{(4)}$ (en utilisant uniquement l'ondelette de base avec zéro déplacement comme exemple); L'ensemble des bases orthonormées peut former une ondelette paquet. Étant donné que le paquet d'ondelettes prend la forme de l'ensemble de tous les sous-espaces à j ème étage et les filtres correspondants, puis les ondelettes de base pour différents espaces $w_n^{(j)}(t)$ ont les définitions suivantes [36]: les composants pairs sont

$$w_{2n}^{(j)} = \sqrt{2} \sum_k h(k) w_{2n}^{(j)}(2t - k) \tag{3.68}$$

Et les composants étranges sont

$$w_{2n+1}^{(j)}(t) = \sqrt{2} \sum_k g(k) w_n^{(j)}(2t - k) \tag{3.69}$$

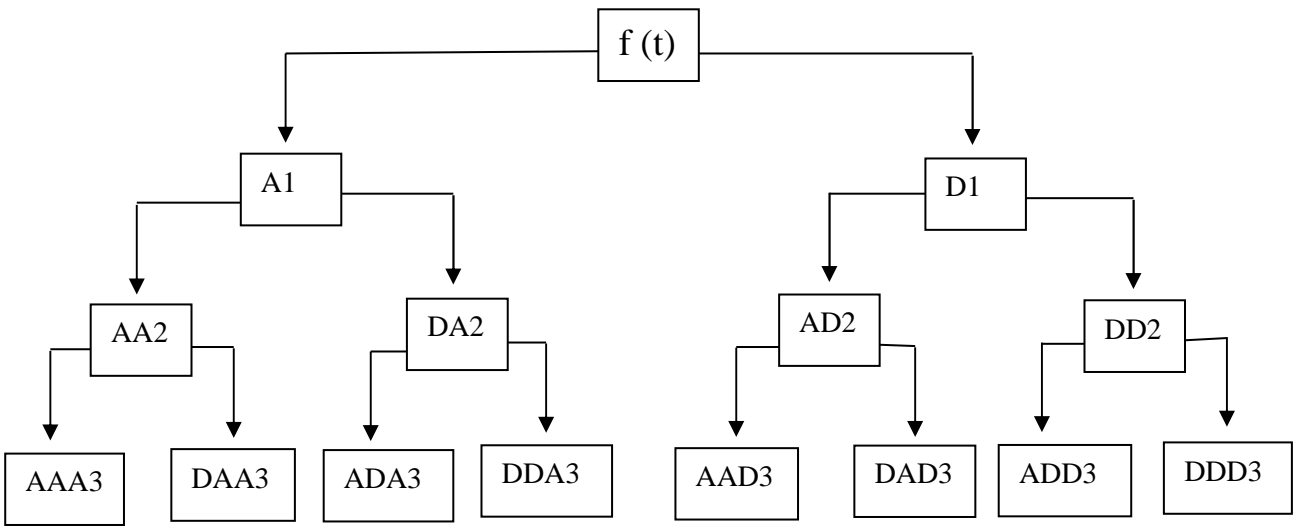


Fig.3.15 Arbre de décomposition de paquets d'ondelettes en trois étapes

Où $j, k \in \mathbb{Z}$ (\mathbb{Z} est un ensemble d'entiers) ; $n \in \mathbb{N}$ (\mathbb{N} est un ensemble d'entiers non négatifs) ; k est le paramètre de temps ou de position, $h(k)$ et $g(k)$ sont un ensemble de filtres miroirs conjugués.

Quand $n = 0$, la relation en (3.68) correspond à l'équation à deux échelles liée à la fonction d'échelle $\varphi(t)$ dans (3.55) ; $w_0^{(j)}(t)$ est la fonction d'échelle ; la relation dans (3.69) correspond à l'équation à deux échelles liée à la fonction d'échelle $\varphi(t)$ et à la fonction d'ondelette $\psi(t)$ dans (3.53) ; $w_0^{(j)}(t)$ est la fonction d'ondelettes. Et divers autres $w_n^{(j)}(t)$ au même stade peut être dérivé en utilisant (3.38) lorsque le numéro de série de l'espace est un nombre pair, ou (3.69) lorsque le numéro de série de l'espace est un nombre impair.

Le processus d'utilisation d'un jeu de filtres pour implémenter la transformation en ondelettes peut être analysé ci-dessous : une fois les signaux analysés traités par la décomposition filtre passe-bas et le filtre passe-haut de décomposition, la bande de fréquence du signal est uniformément divisé en deux bandes de fréquences (basse fréquence et haute fréquence). Le signal basse fréquence et le signal haute fréquence, après le sous-échantillonnage, sont décomposé pour le prochain tour en utilisant des filtres passe-bas et passe-haut afin que leur les bandes basse fréquence et haute fréquence sont à nouveau divisées. Ce processus se répète jusqu'à ce que toute la bande de fréquences soit divisée en un nombre pair de bandes de fréquences. 2^N Coefficients de sous-bande peuvent être obtenus en effectuant un paquet d'ondelettes à N étages transformé. La figure 3.15 montre un arbre de décomposition de paquets d'ondelettes en trois étapes pour un signal $f(t)$ où A désigné les coefficients basse fréquence lorsque le signal passe à travers un filtre basse fréquence, et D désigne les coefficients haute fréquence lorsque le signal passe par un filtre haute fréquence. Le numéro de série à la fin indique le nombre d'étapes pour la transformation de paquet en ondelettes.

II. Méthode de suppression basée sur le paquet d'ondelettes Transformation

1. Principe de l'algorithme

Sur la base de l'introduction de la section précédente, la transformation en ondelettes, essentiellement, est une méthode de mesure du degré de similitude sur les formes d'onde. Plus un signal est similaire à une ondelette, plus le coefficient de l'ondelette est grand le paquet devient. Pour effectuer la suppression des interférences DME pour GNSS, le GNSS le signal est enfoui dans le bruit, et la similitude entre l'ondelette et le bruit est inférieur à la similitude entre l'ondelette et le signal DME. Par conséquent, nous peut convertir le signal reçu sous l'impact des interférences DME sur le domaine de coefficient de paquet d'ondelettes utilisant la transformation de paquet d'ondelettes. Les coefficients avec des valeurs absolues plus grandes caractérisent les signaux d'interférence DME, et le des coefficients avec des valeurs absolues plus petites caractérisent le bruit et le GNSS authentique signaux. En définissant un seuil dans le domaine des paquets d'ondelettes, nous pouvons détecter et supprimer les interférences en effectuant une mise à zéro sur des coefficients avec des valeurs absolues. Enfin, nous pouvons effectuer une transformation inverse

de paquets d'ondelettes sur les coefficients de paquet d'ondelettes traités pour obtenir un signal dans le domaine temporel après l'interférence suppression. L'algorithme de suppression des interférences DME basé sur La transformation de paquets d'ondelettes comprend principalement les trois étapes suivantes:

(1) Transformation de paquets d'ondelettes: sélectionnez une fonction d'ondelette et une ondelette appropriées niveau de décomposition de paquet, pour effectuer une transformation de paquet d'ondelettes de niveau L sur le signal reçu sous l'impact des interférences DME.

(2) Détecter et supprimer les interférences dans le domaine des paquets d'ondelettes: Dans le domaine de coefficient de paquet d'ondelettes, un seuil approprié est sélectionné, pour mettre à zéro tout les coefficients supérieurs au seuil, atteignant ainsi l'objectif de suppression des interférences DME.

(3) Transformation inverse de paquet d'ondelettes: en utilisant le paquet d'ondelettes de niveau L coefficient obtenu après le processus de l'étape (2), paquet d'ondelettes inverse la transformation est utilisée pour obtenir la forme d'onde du domaine temporel du signal après suppression des interférences.

On peut voir à partir des étapes de l'algorithme ci-dessus que les sélections sur ondelette type de fonction, niveau de décomposition des paquets d'ondelettes et coefficient de paquet d'ondelettes le seuil de domaine est les paramètres critiques pour la transformation de paquets en ondelettes algorithme. Les sélections sur ces paramètres peuvent affecter les effets du DME suppression des interférences en utilisant la transformation de paquets d'ondelettes. Ensuite, nous discutons les sélections sur le seuil de domaine de coefficient de paquet d'ondelettes, paquet d'ondelettes niveau de décomposition et type de fonction d'ondelettes.

2. Sélection sur le seuil de domaine de coefficient de paquet d'ondelettes

Le principe général de la définition du seuil dans le domaine des paquets d'ondelettes est de trouver un seuil qui peut différencier le bruit et les interférences DME. Premièrement, nous devons considérez les caractéristiques du bruit après la transformation du paquet d'ondelettes. La mise en œuvre de la transformation de paquets en ondelettes est basée sur le filtrage, nous besoin de considérer les caractéristiques du bruit après filtrage. Depuis le GNSS les signaux sont enfouis dans le bruit, le signal GNSS et le bruit peuvent être modélisés ensemble comme bruit gaussien de moyenne nulle e . Après filtrage, la densité de probabilité du bruit la distribution suit toujours une distribution gaussienne [37]. Nous en donnons la preuve ci-dessous.

Étant donné la variance de \mathcal{E} comme σ^2 , alors sa densité spectrale de puissance est $S_{\mathcal{E}}(\omega) = \sigma_1^2$. La variance du coefficient d'ondelette $w_{1\mathcal{E}}$, après transformation de \mathcal{E} par 1 niveau de transformation de paquets d'ondelettes utilisant le filtre G0, est σ_1^2 . La réponse en fréquence de le G0 donné est [36]

$$G_0(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_0(n) e^{-jn\omega}, \quad \omega \in [-\pi, \pi] \quad (3.70)$$

Où $g_0(n)$ est la séquence de réponse impulsionnelle de l'unité. Puis la densité spectrale de puissance de $W_{1\mathcal{E}}$ est

$$S_{w_1}(\omega) = |G_0(\omega)|^2 S_{\mathcal{E}}(\omega) \quad (3.71)$$

Et la fonction d'autocorrélation de $W_{1\mathcal{E}}$ est

$$R_{w_1}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{w_1}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \quad (3.72)$$

Puisque la valeur moyenne d'un bruit moyen nul après filtrage est nulle, alors nous avons

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= R_{w_1}(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |G_0(\omega)|^2 S_{\mathcal{E}}(\omega) d\omega \\ &= \frac{\sigma^2}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} g_0(n) e^{-jn\omega} \right] \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} g_0(m) e^{jm\omega} \right] d\omega \quad (3.73) \\ &= \frac{\sigma^2}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} (g_0(n))^2 + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_0(n) g_0(m) e^{-j(n-m)\omega} \right] d\omega \\ &= \frac{\sigma^2}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (g_0(n))^2 \int_{-\pi}^{\pi} d\omega + \frac{\sigma^2}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} m \neq n e^{-j(n-m)\omega} d\omega \\ &= \sigma^2 \|g_0\|^2 \end{aligned}$$

Dans les simulations, les filtres utilisés pour la décomposition des paquets d'ondelettes sont tous des filtres après normalisation d'énergie, soit $\|g_0\|^2 = 1$; alors $\sigma_1^2 = \sigma^2$. En conséquence, pour un bruit blanc gaussien à moyenne nulle, après divers niveaux de décomposition de paquets d'ondelettes, tous ses coefficients de paquets d'ondelettes à chaque échelle suivent tous une moyenne nulle distribution gaussienne avec variance σ^2 également.

Par conséquent, nous pouvons définir un seuil uniforme dans le coefficient de paquet d'ondelettes domaine pour supprimer les interférences DME. Basé sur les caractéristiques que le bruit la densité de probabilité suit la distribution de Gaussian, la sélection du seuil peut être définie sur la base du critère de taux de fausses alarmes décrit dans la section. 3.2.1.

3. Sélection du niveau de décomposition des paquets d'ondelettes

La transformation de paquets en ondelettes divise la bande de fréquence du signal de manière égale en utilisant un ensemble de filtres de décomposition. Pour chaque décomposition, la gamme de fréquences du le signal est divisé en deux moitiés, la résolution de la bande de fréquence du niveau $-L$ La décomposition de paquets d'ondelettes BWL est définie comme

$$BW_L = \frac{f_s}{2^l} \quad (3.74)$$

Où f_s est la fréquence d'échantillonnage.

À mesure que le nombre de niveaux de décomposition augmente, nous faisons une division plus fine signal, et l'effet de la suppression des interférences est meilleur. Mais pour chaque décomposition, il y a un processus de sous-échantillonnage, et le nombre de points utiles l'information diminue. Après certains niveaux de décomposition, décomposition supplémentaire ne peut pas apporter une amélioration significative des performances et la complexité du calcul augmente. De plus, en raison des caractéristiques non idéales du filtrage des paquets d'ondelettes, l'augmentation des niveaux de décomposition peut conduire au problème de la production de sous-bande aliasing du spectre de fréquences. Pour la sélection de la décomposition de paquets d'ondelettes niveau, nous devons considérer à la fois la bande passante et la complexité de calcul du signal d'interférence, correspondant à la résolution de bande de fréquence du paquet d'ondelettes décomposé et à la largeur de bande du signal d'interférence étant supprimée. Pour un seul émetteur DME, la bande passante du signal d'interférence DME se concentre dans une bande passante de 1 MHz. Par conséquent, pour la suppression des interférences DME basée sur application de transformation de paquets d'ondelettes, un niveau de décomposition approprié doit être sélectionné pour faire correspondre la résolution de fréquence du paquet d'ondelettes à 1 MHz bande passante.

4. Sélection du type de fonction d'ondelettes

Basé sur la définition de la transformation de paquets d'ondelettes, en tant que fonction mère de l'ondelette devient plus similaire au signal analysé, les coefficients après la transformation des paquets d'ondelettes devient plus localisée. En un autre mot, si moins les points avec une énergie plus concentrée dans le domaine des coefficients d'ondelettes sont utilisés pour représentent des interférences, la suppression des interférences peut être mieux obtenue. Mais en vrai applications, certaines fonctions d'ondelettes n'ont pas d'expression explicite, il est donc très difficile de déduire la similitude entre la fonction d'ondelette et la fonction étant analysé. Pour effectuer une analyse multi-résolution à l'aide d'un algorithme rapide d'ondelettes transformée, nous utilisons les critères de sélection habituels sur la fonction ondelette : de manière compacte soutenu, orthogonal ou bi-orthogonal [36, 38].

Les fonctions d'ondelettes fréquemment utilisées comprennent : la famille de fonctions d'ondelettes de Daubechies (dbN, $N = 1, 2, \dots, 15$, où db1 est équivalent à l'ondelette de Haar), Ondelette de Symlet famille de fonctions (symN, $N = 2, 3, \dots, 15$), famille de fonctions d'ondelettes Coifle (coifN, $N = 1, 2, 3, 4, 5$), famille de fonctions d'ondelettes bi-orthogonales bior (biorNr.Nd; Nr.Nd

Propriété de fonction	Fonction d'ondelette					
	db1/Haar	dbN(N≠ 0)	Sym	coif	bior/rbio	dmey
Supporter compacte	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
Orthogonal	Oui	Oui	Oui	Oui	Non	Oui
Bi-orthogonal	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
Transformation discrète	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
Algorithme rapide	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui

les paramètres sont (1, 1/3/5), (2, 2/4 / 3/8), (3, 1/3/5/7/9), (4, 4), (5, 5), (3, 8), rbio inver se bi-orthogonal familles de fonctions d'ondelettes (rbioNr.Nd; Nr.Nd paramètres sont (1,1/3/5), (2, 2/4/3/8), (3, 1/3/5/7/9), (4, 4), (5, 5), (3, 8)) et ondelette de Meyer discrète fonction «dmey». Au total, 3 types de famille de fonctions d'ondelettes et 35 types de La fonction ondelette est utilisée pour la suppression des interférences DME. Les propriétés de ces familles de fonctions d'ondelettes sont présentées dans le tableau 3.1 [36, 38].

D'après le tableau 3.1, les caractéristiques des fonctions d'ondelettes satisfont aux exigences support compact, orthogonalité et bi-orthogonalité, et ils ont tous algorithmes. Puisque la fonction d'ondelette idéale n'existe pas, et certaines ondelettes la fonction ne peut pas être exprimée à l'aide d'expressions mathématiques fixes, nous comparons effets de suppression des interférences de différents types de fonctions d'ondelettes basés sur propriétés d'acquisition des signaux après la suppression des interférences, donc le plus la fonction d'ondelette appropriée peut être sélectionnée.

Chapitre 4

RESULTATS ET SIMULATIONS

1. Introduction

Dans ce chapitre, nous montrons les performances des méthodes d'atténuation proposées. Les signaux reçus ont été combinés à une interférence DME générée par un simulateur logiciel basé sur MATLAB. Comme mentionné précédemment, les nouveaux signaux GNSS comme chinois beidou, Européen Galileo et autres sont considérés comme des systèmes de communication DSSS. Pour cette raison, les méthodes d'atténuation des interférences conviennent à tous les systèmes de navigation par satellite. En conséquence, la méthode proposée sera appliquée sur les bandes de signaux européennes Galileo E5.

2. Caractéristiques des signaux simulés

Brève présentation du signal Galileo E5 : La bande Galileo E5 comprend deux bandes, une bande E5a centrée à 1176,45 MHz et une bande E5b centrée à 1207,140 MHz. De plus, le signal Galileo E5 est un signal modulé AltBOC (15,10) avec un taux de découpage de 10.23 Mbps. La figure 2 illustre les densités spectrales de puissance simulées (PSD) de la bande E5.

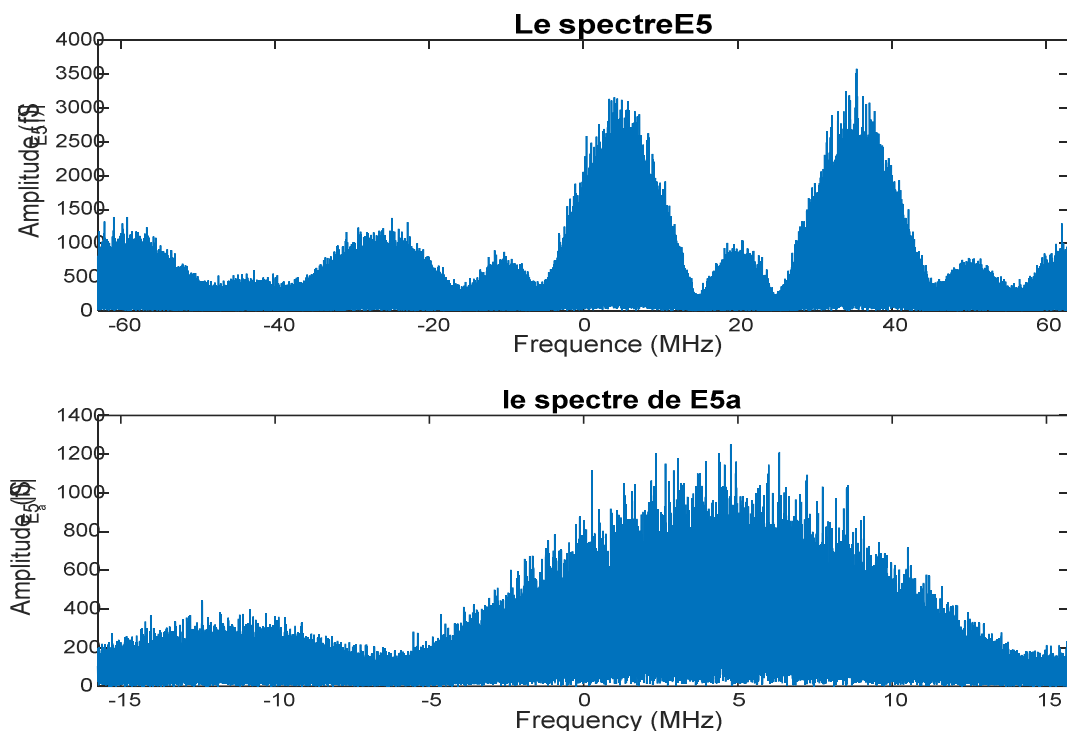


Figure 4.1 Le spectre de signal de Galileo E5a

La figure 4.2 présente le signal Galileo E5aI noyé dans le bruit gaussien. Le signal Galileo E5aI a été choisi dans nos scénarios de simulation. Les détails sur les paramètres du signal sont indiqués dans le tableau 1

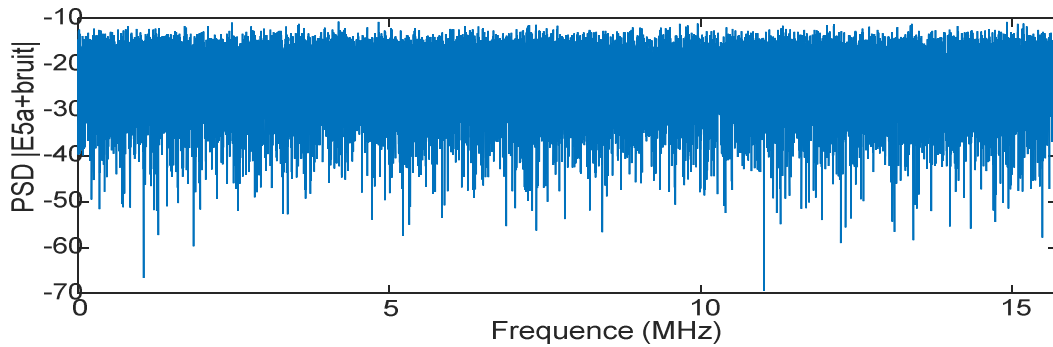


Figure 2 Le PSD de signal E5aI+bruit

Tableau 1 les paramètres de signale E5aI

Paramètres	Valeurs
Signal souhaité	Galileo E5a-I
Fréquence d'échantillonnage f_e	31.500 MHz
Fréquence intermédiaire f_{IF}	4.655 MHz
Intégration cohérente	1ms
CNR	50 dB-Hz

3. Les mesures de performances de la méthode proposée

Les performances des algorithmes antibrouillage sont exprimées en termes de:

- L'état du signal avant l'acquisition, où une comparaison des PSDs donne des informations relatives au signal avant et après le rejet des interférences [3] [5] [17].
- La fonction d'ambiguïté $S(s, f_D)$ est une métrique fiable pour évaluer la validité du système antibrouillage. En $S(s, f_D)$, s : est le retard de la réplique locale du code C/A et $f_D = f_{IF} + f_D$, où f_{IF} et f_D sont respectivement la fréquence IF et Doppler.

Le but de l'unité d'acquisition est de trouver les paramètres de signal pour tous les satellites disponibles. La fonction d'acquisition recherche un signal GPS par pas de fréquence de 0,5 KHz. La métrique d'acquisition est définie comme: $\alpha_{max} = R1 / R2$

Où α_{max} représente le rapport entre le pic de corrélation le plus élevé $R1$ et le deuxième pic de corrélation le plus élevé $R2$ dans l'espace de recherche pour chaque canal. Ce rapport est comparé à la valeur de seuil qui est pré-réglée dans le récepteur.

Un scénario d'un récepteur GNSS corrompu par le signal pulsé composite provenant de jusqu'à 40 stations DME / TACAN diffusant des signaux pulsés puissants dans les bandes de fréquences Galileo E5a a été simulé.

La figure 6 montre 3 ms de données collectées à une fréquence intermédiaire (4,655 MHz) échantillonnées à 31500 MHz. Les caractéristiques spectrales du signal pulsé DME / TACAN

unique sont indiquées dans le graphique en bas. Il apparaît comme une interférence à bande étroite avec une largeur de bande d'environ 800 KHz. Le spectre entier est brouillé en raison du fait que les balises au sol ont été simulées émettant des impulsions dans les bandes Galileo E5a.

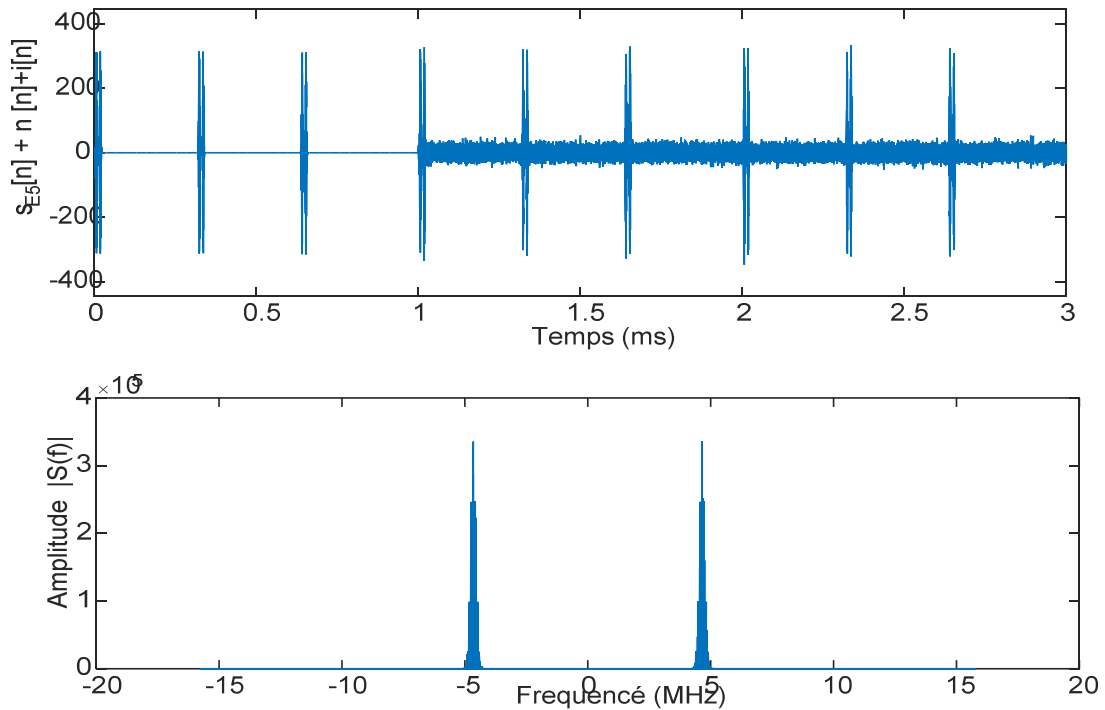


Figure 4.3 3 ms de signal Galileo E5a à fréquence intermédiaire affectée par le brouillage pulsé DME / TACAN.

1 ms de temps d'intégration cohérent combiné à 2 accumulations non cohérentes a été adoptée afin d'acquérir le canal Galileo E5aI en présence de fortes interférences DME / TACAN (50 dB). L'impact de la technique proposée sur la fonction d'ambiguïté est illustré à la figure 4.4. On se rend compte à partir de la figure que la fonction d'ambiguïté du signal contaminé n'a pas de pic détectable qui conduit à une mauvaise estimation de la fréquence Doppler et du retard de code. La figure 4.5 montre qu'en présence du système d'antibrouillage proposé, après 5 étapes de WPD, 32 échelles sont obtenues, chacune représentant une composante de fréquence déterminée du signal Galileo E5a reçu interféré, un pic émerge clairement du plancher de bruit et l'acquisition correcte du signal est accessible.

Les résultats d'un tel processus sont présentés sur la figure 4.6, où une comparaison de la PSD avant la figure 4.6 (a) et après la figure 4.6 (b) la suppression du brouillage basée sur le WPD est tracée. Les composants d'interférence DME sont fortement atténués après le processus de suppression sans aucune suppression significative des composants de signal GNSS utiles.

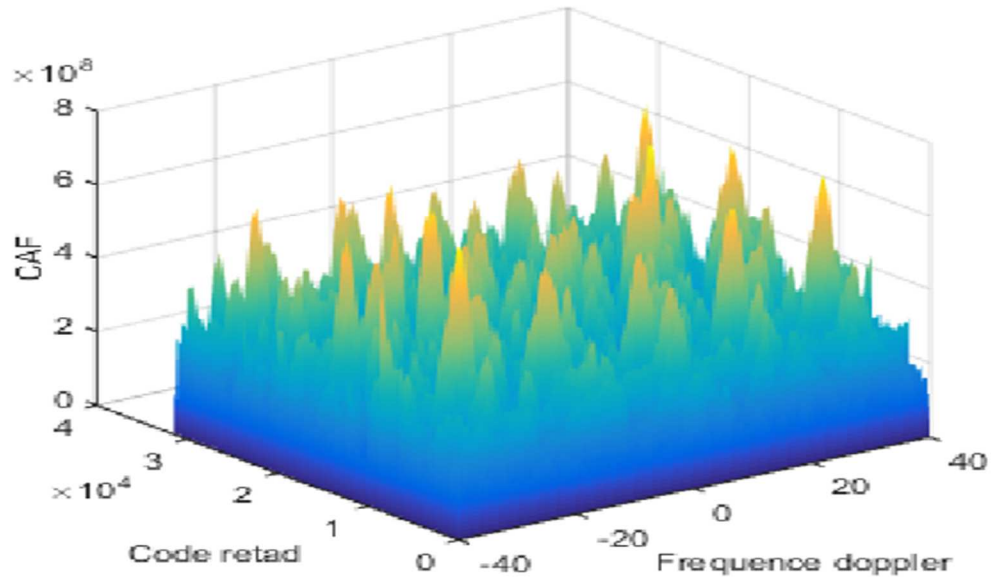


Figure 4.4 Fonctions d'ambiguïté pour un signal contaminé (DMA, ISR = 50 dB)

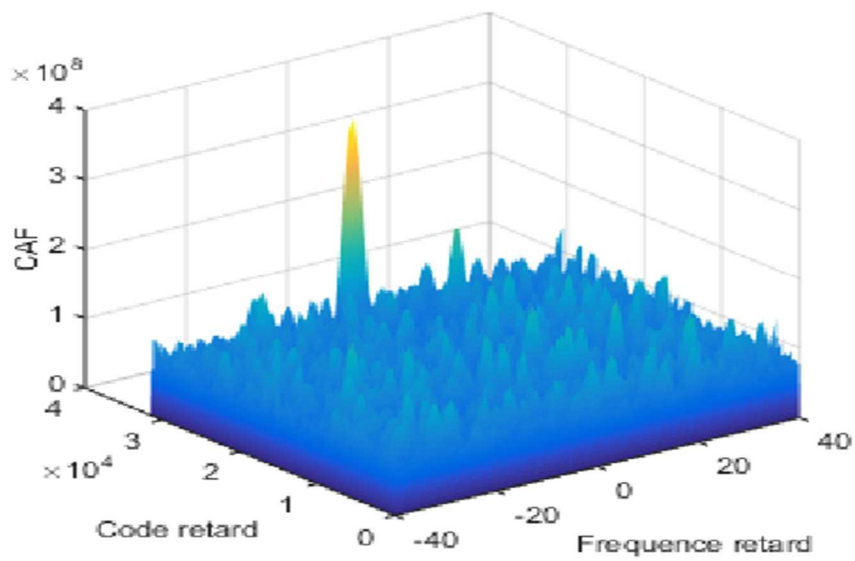


Figure 4.5 Fonctions d'ambiguïté pour un signal contaminé (DMA, ISR = 50 dB) signal récupéré

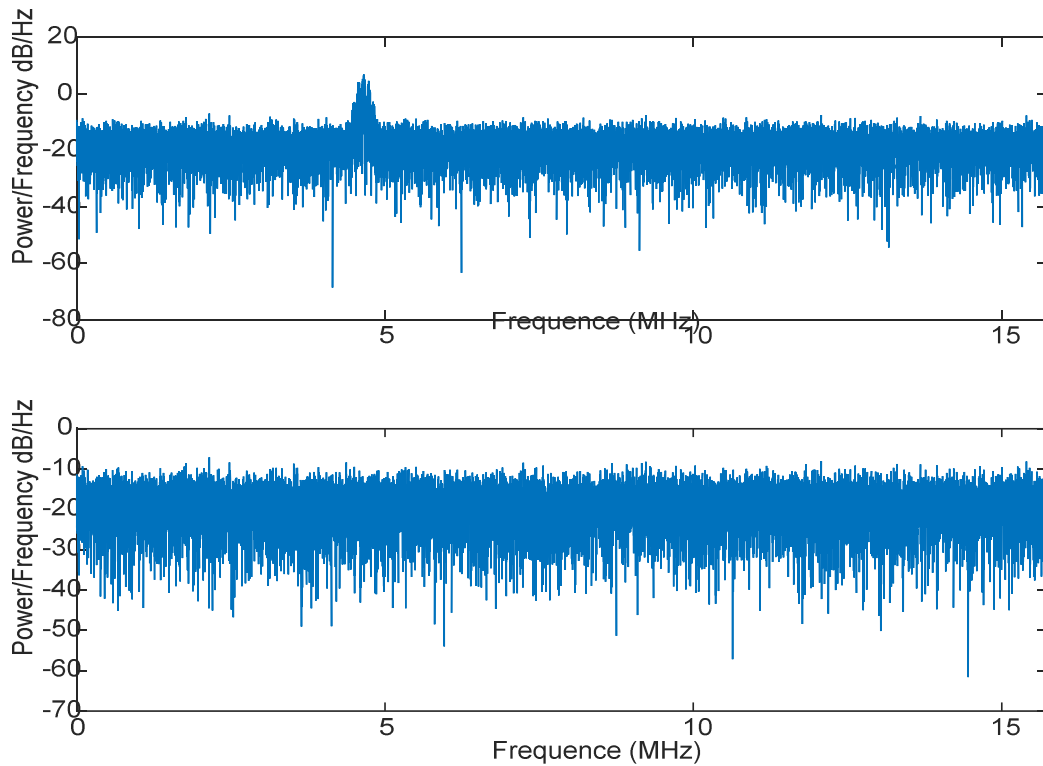


Figure 4.6 Les PSD, (a) le PSD du signal d'entrée contaminé, (b) le PSD du signal restauré après brouillage DMA, d'ISR = 50 dB et 3000 pps rejet.

La simulation démontre l'algorithme de suppression des interférences DME basé sur un paquet d'ondelettes et évalue les performances de suppression des interférences avec différentes fonctions d'ondelettes et différents niveaux de transformation de paquets d'ondelettes en définissant un seuil unifié dans une condition de taux de fausse alarme donnée. Pour comparer les performances de suppression des interférences de la mise en œuvre de différents algorithmes de transformation de paquets d'ondelettes, le rapport pic de corrélation au prochain pic (α max) est utilisé comme critère d'évaluation des performances d'acquisition. Un CPPR plus grand représente de meilleures performances d'acquisition, c'est-à-dire de meilleures performances de suppression des interférences. D'après la figure 4.7, nous savons également que les meilleures performances sont obtenues en utilisant la fonction d'ondelettes dmey pour une transformation de paquets d'ondelettes à 5 niveaux. Ceci est dû au fait que la résolution de bande de fréquence de paquet d'ondelettes correspondante pour la transformation de paquet d'ondelettes à 5 niveaux est de 490 kHz, ce qui équivaut à la bande de fréquence 0,8 MHz pour l'interférence DME. Aussi pour ces fonctions d'ondelettes, le banc de filtres correspondant a le plus grand nombre de points, donc relativement parlant, il a de meilleures caractéristiques de réponse en fréquence.

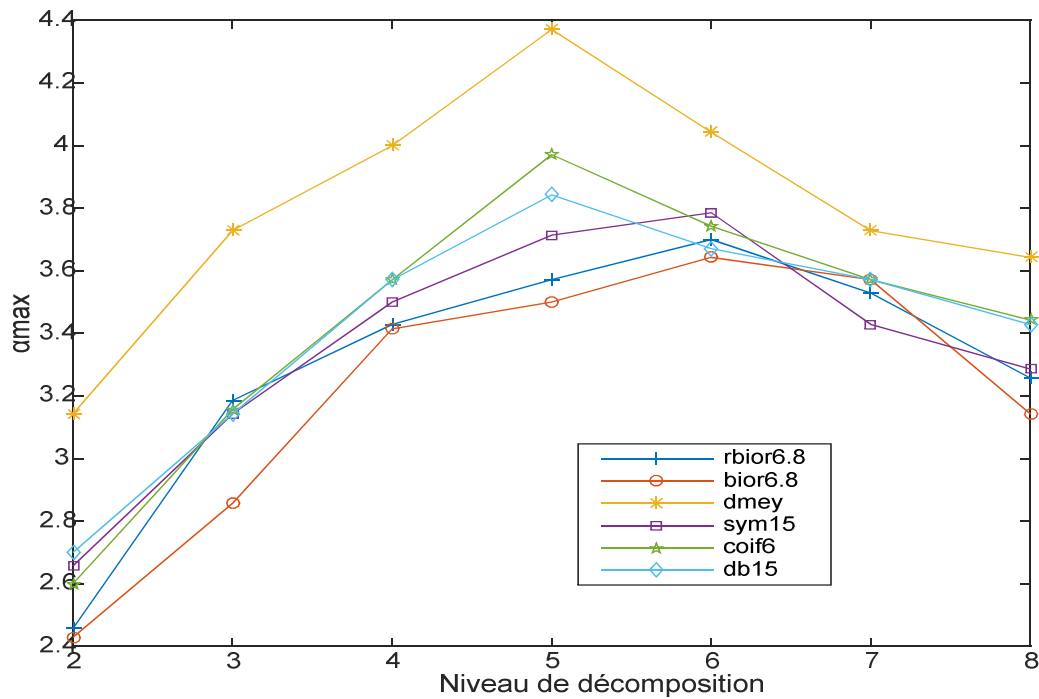


Figure 4.7 Relations entre types d'ondelettes, niveaux de décomposition et les performances de suppression des interférences

4. Conclusion

Dans ce chapitre, un algorithme innovant d'atténuation des interférences exploitant la décomposition de paquets en ondelettes a été présenté. Un mécanisme de détection et de suppression des interférences a été décrit. Les résultats de la simulation ont montré son efficacité dans le scénario d'interférence DME / TACAN sur le Galileo E5a. L'application de cette méthode basée sur les ondelettes a montré qu'une suppression élevée des interférences peut être obtenue sans déformer ou supprimer les composants de signal GNSS utiles.

Conclusion Générale

Le but de cette thèse est de présenter les techniques d'identification des problèmes des sources d'interférences et l'analyse des effets sur les récepteurs GNSS, couvrant les principales stratégies élaborées dans les domaines fréquentiel, temporel et spatial. Comme les signaux d'interférence, ont de nombreuses caractéristiques différentes, aucune technique de traitement de suppression ne fonctionne contre toutes sortes d'interférences et le meilleur choix de réduction des interférences est toujours basé sur les caractéristiques du signal d'interférence lui-même.

Les techniques de réduction des interférences se sont avérées utiles pour supprimer le signal interférer tout en permettant de cibler la partie endommagée. Cependant, pour que cela soit possible, la technique de traitement des interférences appropriée en fonction des caractéristiques des interférences entrantes doit être choisie, comme ce fut le cas avec le filtrage par paquets et basé sur les ondelettes.

Nous introduisons d'abord une méthode pour supprimer les interférences DME en intégrant l'algorithme paramétré et l'algorithme de transformation de paquets en ondelettes qui a de meilleures performances lorsque le cycle de service des interférences DME est plus élevé. Deuxièmement, nous considérons le calcul de la complexité des performances et de l'algorithme de suppression des interférences, et proposons une méthode intégrée de suppression des interférences d'impulsions DME.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] KAPLAN, E. D. et HEGARTY, C. (2006). *Understanding GPS : Principles ans Applications*. Artech House Publishers
- [2] (2011). www.gps.gov/systems/gps/modernization/civilsignals. Consulté le 6 octobre 2011.
- [3] ONU (2010). *Current and Planned Global and Regional Navigation Satellite Systems and Satellite-based Augmentations Systems*. Rapport technique, United Nations, Office for outer space affairs, New York, USA.
- [4] GIBBONS, G. (2008). *Glonass - A New Look for the 21st Century*. *Inside GNSS : Integrity Beyond RAIM, Beyond GPS*, 3(4).
- [5] SPAANS, J. (2006). *Global Navigation Satellite Systems*. Hydro International.
- [6] PIÉPLU, J. (2006). *GPS et Galileo : Systèmes de navigation par satellite*. Editions Eyrolles.
- [7] GOLD, R. (1967). *Optimal Binary Sequences for Spread Spectrum Mul-tiplexing*. *IEEE Transactions on Information Theory*, 13(4):619–621.
- [8] GOLOMB, S. W. (1964). *Digital Communications with Space Applications*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA.
- [9] NATHANSON, F. E. (1969). *Radar Design Principles*. McGraw-Hill, New York.
- [10] STANG, G. et BORRE, K. (1997). *Linear Algebra, Geodesy and GPS* . Wellesley - Cambridge Press, Wellesly, MA.
- [11] BORRE, K., AKOS, D., BERTELSEN, N., RINDER, P. et JENSEN, S. (2007). *A Software-Defined GPS and Galileo Receiver*. Birkhäser.
- [12] C. A. Balanis. *Antenna Theory*. John Wiley & Sons, 2005.
- [13] S.Andersson. *Multiband LNA Design and RF-Sampling Front-Ends for Flexible Wireless Receivers*. Linköping University Electronic Press, 2006.
- [14] W. J. Hurd, J. I. Statman et V. A. Vilnrotter. « High dynamic GPS receiver using maximum-likelihood estimation and frequency tracking ». *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, vol. 4, p. 425–437, 1987.
- [15] K. Sun. *Signal Acquisition and Tracking Loop Design for GNSS Receivers*, chap 1 : in *Geodetic Sciences - Observations, Modeling and Applications*. Shuanggen Jin. InTech, 2013.
- [16] F. Gardner. *Phase lock Techniques*. 3rd Edition, Wiley & Sons, 2005.
- [17] Yeh, K. C., and C.-H. Liu, “Radio Wave Scintillations in the Ionosphere,” *Proc. IEEE*, Vol. 70, No. 4, 1982, pp. 324–360.

- [18] Doherty, P. H., et al., “Ionospheric Scintillation Effects in the Equatorial and Auroral Regions,” *Proc. 13th Int. Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 2000)*, Salt Lake City, UT, pp. 662–671.
- [19] Betz, J. W., “Effect of Narrowband Interference on GPS Code Tracking Accuracy,” *Proc. 2000 National Technical Meeting of the Institute of Navigation*, Anaheim, CA, January 2000, pp. 16–27.
- [20] Titus, L. B. M., et al., “Intersystem and Intrasystem Interference Analysis Methodology,” in *Proc. ION GPS/GNSS 2003*, Portland, OR, September 2003.
- [21] Liu, W., et al., “GNSS RF Compatibility Assessment: Interference Among GPS, Galileo, and Compass,” *GPS World*, December 2010.
- [22] Mitch, R. H., et al., “Civilian GPS Jammer Signal Tracking and Geolocation,” *Proc 25th Int. Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2012)*, Nashville, TN, September 2012, pp. 2901–2920.
- [23] Borio, D., C. O’Driscoll, and J. Fortuny, “Jammer Impact on Galileo and GPS Receivers,” *Proc. 2013 Int. Conf. on Localization and GNSS (ICL-GNSS)*, June 25–27, 2013, pp. 1, 6. doi:10.1109/ICL-GNSS.2013.6577265
- [24] Grant, A., and P. Williams, “GNSS Solutions: GPS Jamming and Linear Carrier Phase Combination,” *Inside GNSS*, Vol. 4, No. 1, January/February 2009.
- [25] Coffed, J., “The Threat of GPS Jamming. The risk to an Information Utility”; available at http://www.exelisinc.com/solutions/signalsentry/Documents/ThreatOfGPSJamming_February2014.pdf.
- [26] Jones S., and Hoyos C., “GPS Pioneer Warns on Network’s Security,” *Financial Times*, <http://www.ft.com/cms/s/0/fadf1714-940d-11e3-bf0c-00144feab7de.html#axzz3J2VEueWr>.
- [27] Gutierrez, P., “At ENC 2014: A GNSS Wake Up Call for Europe,” *Inside GNSS News*, April 16, 2014; available at <http://www.insidegnss.com/node/3985>.
- [28] Jewell, D., “Protect, Toughen, Augment: Words to the Wise from GPS Founder,” *GPS World*, April 15, 2014; available at <http://gpsworld.com/protect-toughenaugment-words-to-the-wise-from-gps-founder>.
- [29] Grabowsky, J. C., “Personal Privacy Jammers. Locating Jersey PPDs Jamming GBAS Safety-of-Life Signals,” *GPS World*, Vol. 23, No. 4, April 2012.
- [30] Pullen, S., and G. X. Gao, “GNSS Jamming in the Name of Privacy,” *Inside GNSS*, Vol. 7, No. 2, March/April 2012.
- [31] “LightSquared Fails FCC GPS Interference Tests,” 360 Degrees Column, *Inside GNSS*, Vol. 6, No. 4, July/August 2011, pp. 12–15. GNSS Interference Threats and Countermeasures

- [32] Boulton, R., et al., “GPS Interference Testing—Lab, Live, and LightSquared,” *Inside GNSS*, Vol. 6, No. 4, July/August 2011, pp. 32–45.
- [33] Grant, A., et al., “GPS Jamming and the Impact on Maritime Navigation,” *Journal of Navigation*, Vol. 62, No. 2, April 2009, pp 173–187.
- [34] Motella, B., M. Pini, and F. Dervis, “Investigation on the Effect of Strong Out-of-Band Signals on Global Navigation Satellite Systems Receivers,” *GPS Solutions*, Vol. 12, No. 2, March 2008, pp. 77–86.
- [35] De Bakker, P., et al., “Effect of Radio Frequency Interference on GNSS Receiver Output,” *Proc. 3rd ESA Workshop on Satellite Navigation User Equipment Technologies (NAVITEC 2006)*, ESA/ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, December 2006.
- [36] Daubechies I. Ten lectures on wavelets. In: Volume 61 of proceedings of the CBMS-NSF regional conference series in applied mathematics. Philadelphia, PA: SIAM; 1992.
- [37] Yin T, Viberg M, Weber DIC. Simulator of pulsed interference environment of an airborne GNSS receiver. Chalmers University of Technology; 2007.
- [38] Abry P. Ondelettes et Turbulences. Paris: Diderot Editeur; 1997.