



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

Présenté pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

THEME

***Utilisation de la décomposition Modale
Empirique (EMD) pour la réduction des
interférences dans les récepteurs GNSS***

Réalisées par : - Afoufou Chaima
- Boukhalfa Nabila

Soutenu le : 15/07/2021 Devant le jury composé de:

Président :	Dr. BOUMEHREZ Farouk
Rapporteur :	Dr.KHEZZAR Zaki Aissam
Examineur :	Dr. DOUAK Fouzi

Promotion 2020/2021

RESUME DE LA MEMOIRE ET MOTS – CLE

Résumé—Les systèmes de navigation jouent un rôle important dans les services basés sur la localisation. La dépendance aux systèmes de navigation augmente rapidement dans différents domaines d'application tels que les systèmes de transport intelligents, le transport ferroviaire, l'agriculture de précision, l'exploitation minière à ciel ouvert et le secteur de la défense.

Selon le domaine d'application, les signaux GNSS peuvent être affectés par diverses sources d'interférences et de brouillage. Par conséquent, il est nécessaire d'appliquer des techniques supplémentaires pour améliorer les performances de la réduction des interférences dans le récepteur.

Dans cette mémoire, une contribution a été proposée pour réduire l'effet de l'interférence sur le bloc d'acquisition. Premièrement, pour détecter la présence de signaux d'interférences, on utilise une méthode de détection basé sur l'analyse spectrale du signal d'entrée. Une fois l'interférence est présentée on applique une approche basée sur la Décomposition Modale Empirique (EMD) et le seuillage universel « Donoho » dans le domaine des ondelettes pour caractériser et supprimer les interférences.

Les résultats de la simulation montrent les avantages de la méthode proposée en termes d'amélioration du rapport α_{max} qui est mesuré à partir de la fonction d'acquisition et de coefficient de corrélation.

Mots–Clé : Système de navigation par satellites GNSS, Réduction des interférences dans les systèmes GNSS, Etalement de spectre à séquence directe, Décomposition Modale Empirique (EMD), Seuillage universel, Interférence à Bande étroite (NBI), DME.

Table de Matière

RESUME

SOMMAIRE

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

INTRODUCTION GÉNÉRALE 1

CHAPITRE I : INTRODUCTION A LA NAVIGATION PAR SATELLITES

INTRODUCTION..... 4

I.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES DISPOSITIFS GNSS 4

I.1.1 Segments du système de navigation 5

I.2 LES DIFFERENTS SYSTEMES MONDIAUX DE NAVIGATION PAR SATELLITE..... 7

I.2.1 Système de positionnement global GPS 8

I.2.2 Modernisation du système GPS..... 9

I.2.3 Le système navigation Glonass 9

I.2.4 Le système navigation Galileo 10

I.2.5 Système de navigation Beidou..... 11

I.2.6 Interopérabilité entre les systèmes 11

I.3 LES SIGNAUX GNSS..... 12

I.3.1 Structure générales d'un signal GPS/GNSS 12

I.3.2 Fréquences et modulation 13

I.3.3 Les codes pseudo-aléatoires..... 16

I.3.4 Les messages de navigation 17

I.4 RECEPTION DU SIGNAL GNSS 18

I.4.1 Architecture d'un récepteur GPS..... 18

I.4.2 L'acquisition des signaux GNSS 20

I.4.3 Définition des rapports signal à bruit pour un récepteur GNSS..... 23

CONCLUSION 24

BIBLIOGRAPHIE 24

CHAPITRE II : CLASSIFICATION DES INTERFERENCES ET LEURS EFFETS SUR LE RECEPTEUR GNSS

INTRODUCTION..... 27

II.1 CLASSIFICATION DE LA SOURCE INTERFERENTE	27
II.1.1 Caractéristiques spectrales d'interférence.....	28
II.1.2 Les interférences pulsées.....	28
II.2 LES SOURCES POTENTIELLES DE D'INTERFERENCE	29
II.2.1 Signaux d'interférences hors bande.....	29
II.2.2 Les signaux d'interférences dans la bande	31
II.2.3 Signaux interférences ultra-large bande.....	33
II.3 LES BROUILLEURS.....	34
II.4 IMPACT DE LA RFI SUR LES RECEPTEURS GNSS.....	36
II.4.1 L'impact d'interférence sur La chaîne radio- fréquence	36
II.4.2 L'impact sur la phase d'acquisition	37
II.4.3 Impact sur la phase de poursuite	40
II.4.4 Impacte sur le rapport Signal sur bruit Estimé.....	40
CONCLUSION	41
BIBLIOGRAPHIE	42

CHAPITRE III : SATELLITES RÉDUCTION DES INTERFÉRENCES PAR LA MÉTHODE BASÉE SUR L'EMD

INTRODUCTION.....	44
III.1 LA DECOMPOSITION EN MODES EMPIRIQUES « EMD »	44
III.1.1 Principe de la décomposition EMD	45
III.1.2 Transformée en ondelette discrète	50
III.1.3 Le seuillage universel.....	51
III.2 DESCRIPTION DE LA TECHNIQUE DE SEUILLAGE PROPOSE.....	52
III.2.1 Détection des interférences par la surveillance spectrale	54
CONCLUSION	55
Bibliographie.....	55

CHAPITRE IV : SIMULATION ET RÉSULTATS

INTRODUCTION.....	57
IV.1 LE SIMULATEUR SOURCE-OUVERTE DU SIGNAL GALILEO E5 `GE5-TUT'.....	57
IV.2 LA REDUCTION L'INTERFERENCE PULSEE PAR LA METHODE SUGGEREE.....	60

CONCLUSION	65
BIBLIOGRAPHIE	65
CONCLUSION GÉNÉRALE	67

Table des figures

FIG.I.1	Les différents segments des systèmes de navigation par satellite	5
FIG.I.2	Constellation des satellites de radio navigation	6
FIG.I.3	Importance du système gps suivant les domaines d'utilisation.....	9
FIG.I.4	Distribution des canaux gnss.....	12
FIG.I.5	Structure des signaux GPS L1C/A	14
FIG.I.6	PSD des BPSK-R(N).....	15
FIG.I.7	Modulation BPSK et BOC(1,1)	16
FIG.I.8	Générateur des codes d'étalements C/A CODE.....	17
FIG.I.9	schéma fonction du récepteur GNSS	18
FIG.I.10	Acquisition d'un satellite visible (la fonction d'ambiguïté).....	21
FIG.I.11	Acquisition d'un satellite non visible (la fonction d'ambiguïté).....	21
FIG.I.12	Principe de l'acquisition par la recherche en série	22
FIG.I.13	Principe de l'acquisition par la recherche parallèle	22
FIG.II.1	Interférence potentiel d'une harmonique des chaines tv [1].	30
FIG.II.2	Interférence potentielle d'une harmonique fm [1].	31
FIG.II.3	Attribution des fréquences ARNS.....	32
FIG.II.4	L'interférence pulsée, les paire de la pulse dme(a), la forme de signal pulsé DME après modulation (B).	33
FIG.II.5	Brouilleurs civils	34
FIG.II.6	Présentation temps-fréquence d'un signal de type chirp	35
FIG.II.7	Spectrogramme d'un signal chirp transmis par un brouilleur portable.	36
FIG.II.8	Les effets des interférences sur le traitement du récepteur [11].....	37

FIG.II.9 PSD de signal gps l1 C/A en l'absence d'interférence (A), histogrammes des échantillons à la sortie de l'adc en l'absence d'interférence (B), PSD dans le cas de présence d'interférence (c), la sortie de l'adc dans le cas de présence d'interférence (D).....	38
FIG.II.1 Amplitude de corrélation d'acquisition pour GPS L1 C/A, absence d'interférence cwi (a), interférence cwi avec ISR =20 dB(b), interférence cwi avec ISR=35dB (c), interférence cwi avec ISR=50 dB(d).....	39
FIG.II.11 La visibilité des satellites en fonction de différents ISR.....	40
FIG.II.1 L'estimation de rapport porteuse sur bruit <i>CNR</i> pour une interférence NBI [1] Erreur ! Signet non défini.	
FIG.III.1 Les données de test.....	45
FIG.III.2 Les données (en bleu) des enveloppes supérieure et inférieure (en vert) définies par les maxima et minima locaux, respectivement, et la valeur moyenne des enveloppes supérieure et inférieure donnée en rouge	47
FIG.III.3 Les données (rouge) et h_1 (bleu)	47
FIG.III.4 (a) étapes de tamisage répétées en haut avec h_1 et m_2 . (b) étapes de tamisage répétées avec h_2 et m_3	48
FIG.III.5 La première composante de l'IMF c_1 après 12 étapes.	49
FIG.III.6 Les données d'origine (bleu) et le résidu r_1	50
FIG.III.7 Décomposition pyramidale « deux niveaux »	51
FIG.III.8 Schéma de l'unité de réduction des interférences gnss proposée	53
FIG.III.9 L'organigramme de la méthode de réduction des interférences proposé..... Erreur ! Signet non défini.	
FIG.VI.1 Le spectre de la bande E5.....	58
FIG.VI.2 LE PSD de signal E5AI+bruit.....	59
FIG.VI.3 Signal galileo E5A affecté par une interférence pulsée DME.....	59
FIG.VI.4 Les IMFS et le résidu du signal d'entrée contaminé	61
FIG.VI.5 Les 3 premières imfs du signal d'entrée.....	61
FIG.VI.6 Les 3 premières imfs du signal d'interférence pulsée du type DME.....	62
FIG.VI.7 Les énergies du signal d'entrée et imfs de la décomposition EN EMD	62

FIG.VI.8 Signal sain recupere a partir de l'imf1 par le seuillage de donoho dans le domaine DWT..... 63

FIG.VI.9 La fonction d'ambigüite du signal galileo E5a en presence d'une interference pulse (ISR = 50 db et 3000 pps), (a) sans unite de suppression d'interference, (b) avec l'unite de suppression d'interference proposee..... 64

TABLE DES TABLAUX

TAB.VI.1. LES PARAMETRES DE SIGNAL E5AI...ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les systèmes GNSS ont été engendrés principalement pour le positionnement d'un usager au sol muni d'un récepteur radio fréquence. Le récepteur doit pouvoir traiter les signaux émis par les satellites de la constellation afin d'évaluer le triplet : position, vitesse et temps (PVT). Les traitements du signal effectués par le récepteur doivent évaluer, à la fois, la phase, la fréquence Doppler et le décalage des codes pseudo aléatoires des satellites visibles.

Les applications GNSS sont presque omniprésentes et peuvent être appliquées dans presque toutes les situations imaginables, y compris le transport et la navigation aériens, maritimes et terrestres, systèmes de télécommunications, positionnement de téléphone mobile, exploration et cartographie, sauvetage d'urgence, les opérations de pêche, l'exploration pétrolière, l'agriculture de précision, ainsi que applications militaires telles que le guidage et le ciblage précis des armes [1].

Étant donné que les satellites GNSS sont généralement positionnés à 20 000-30 000 kilomètres au-dessus de la terre, leurs signaux sont très faibles, ils sont généralement plus de 20 dB en dessous du niveau de bruit, ce qui signifie qu'ils sont très vulnérables à une variété d'interférences intentionnelles et non intentionnelles.

Les interférences non intentionnelles comprennent les interférences radio solaires, les interférences par trajets multiples, les interférences radioélectriques (RFI) et les interférences pulsées générées par les équipements de mesure de distance « DME » travaillant dans bande de domaine aéronautique. Tandis que, les interférences malveillantes comprennent les brouilleurs civils, capables de diffuser des signaux d'interférence perturbateurs dans les bandes GNSS ou d'aveugler la réception des signaux de navigation à voisinage et de dégrader les performances des récepteurs GNSS. Bien que l'utilisation des brouilleurs civils soit illégale, il existe de nombreuses preuves de leur utilisation.

Dans ce situation, nombreuses solutions ont été proposées, elles sont regroupées en deux classes basés sur la partie du récepteur sur laquelle elles sont appliquées : le premier groupe englobe les techniques de post-corrélation, cependant la deuxième catégorie inclut les méthodes de pré-corrélation. Ainsi, les techniques basées sur la post-corrélation sont appliquées au niveau des boucles de poursuite, et elles sont basées sur l'analyse de la fonction de corrélation

Néanmoins, les techniques de pré-corrélation, quant à elles, sont les techniques qui fonctionnent avant le processus d'acquisition [2].

Dans cette thèse, nous présentons une nouvelle technique de pré-corrélation pour la réduction des interférences dans un domaine temps-fréquence. La approche proposée fournit une nouvelle technique de détection et de réduction des interférences GNSS par l'application de l'analyse spectrale pour la détection de la présence des interférences dans le signal reçu, en suite une application de la Décomposition Modale Empirique (EMD) et le seuillage universel « Donoho » dans le domaine des ondelettes pour caractérisation et la suppression des interférences.

Le signal entrant $r(n)$ est transformé en domaine FFT pour faire une analyse spectrale en comparant le signal d'entrée avec un seuil prédéfini pour décider si un signal d'interférence est présent ou non.

Selon la décision du bloc de détection, la phase de caractérisation et de suppression sera déclenchée. Par conséquent, une application de la Décomposition Modale Empirique (EMD) sur le signal reçu pour caractériser l'interférence dans les IMFs, pour cela une comparaison entre l'énergie de signal reçu et ces IMFs montre l'IMF qui contient l'interférence « L'IMF qui comporte une interférence (contaminé) a une énergie plus importantes que les autres IMFs ». Avant de supprimer l'IMF contaminé une opération de récupération ou de raffinement de signal utile à partir de cette IMF « qui contient une partie du signal utile avec l'interférence » par l'application de seuillage universel « Donoho » dans le domaine des ondelettes « DWT » sur l'IMF contaminé pour préserver l'information existante dans cette IMF.

Par la suite une annulation d'interférence est faite par une simple soustraction « $IMF_{nouveau} = IMF - IMF_{débruité}$ » au niveau de l'IMF contaminé. Enfin, l'application d'une sommation sur les IMFs récupérées, de manière appropriée, le signal reçu à une interférence réduite.

La mémoire est organisée en quatre chapitres, précédés d'une introduction générale et clôturée par une conclusion générale.

Le chapitre 1 : Introduction à la Navigation par Satellites

Dans ce chapitre, en premier lieu, nous rappelons quelques généralités sur les systèmes de navigation par satellites. Nous avons présenté les principaux systèmes GNSS existants.

Dans un deuxième temps, nous définissons totalement les structures des signaux de navigation, les différents traitements d'acquisition et de poursuite du signal reçu par le récepteur.

Chapitre 2 : Classification des interférences et leurs effets sur le récepteurs GNSS

Ce chapitre présente, en une première partie, une classification générale des sources d'interférences. Ainsi, il donne un aperçu des principaux systèmes terrestres qui sont des sources potentielles de RFI pour les signaux GNSS. La deuxième partie du chapitre attribue leurs effets sur les différentes parties du récepteur GNSS.

Chapitre 3 : Réduction des interférences par la méthode basée sur l'EMD

Dans le dernier chapitre, nous proposons une nouvelle méthode de pré-corrélation pour détecter et atténuer les interférences dans un domaine transformé « temps-fréquence ». La stratégie applique un seuillage dans le domaine EMD, en se basant sur la technique de seuillage de DONOHO pour le raffinement de signal utile.

Chapitre 4 : Simulation et résultats

Enfin, pour évaluer la méthode proposée, Les performances de technique d'atténuation des interférences ont été obtenues à l'aide d'un simulateur 'GE5-TUT' open-source dans le MATLAB. Les tests de simulations sont composés du signal Galileo E5aI et du signal d'interférence à bande étroite ajouté. Les résultats obtenus confirment l'efficacité de la méthode contre les interférences pulsées de type DME,

Bibliographie

- [1] W.Renbiao, W. D. L. Wenyi, L. Wang, J. Qiongqiong, *Adaptive Interference Mitigation in GNSS*. Springer Nature Singapore, 2015.
- [2] Z.A Khezzar, *Traitement des signaux GNSS*, thèse de doctorat, Université de Batna, 2021.

CHAPITRE 1

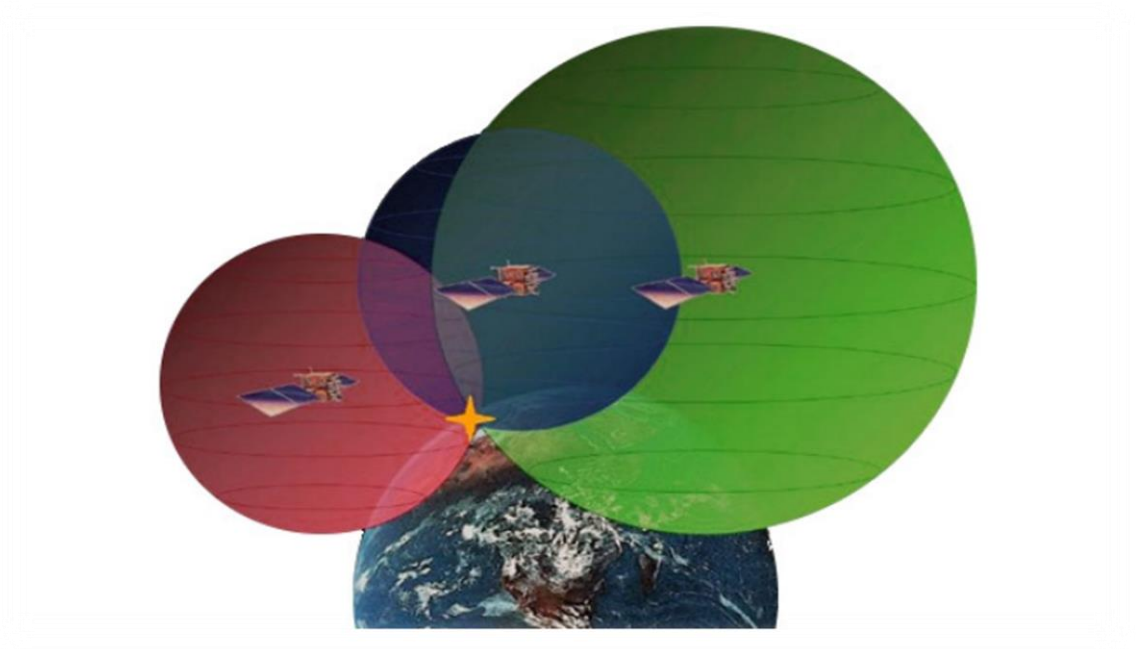
INTRODUCTION A LA NAVIGATION PAR SATELLITES

Introduction

La navigation par satellite est une technologie largement utilisée et indispensable dans notre vie quotidienne. Le nombre d'applications qui utilisent ce type de système augmente chaque jour à cause des larges domaines qui nécessitent ce service, que ce soit pour la navigation, le positionnement, la sécurité publique, la surveillance, les recherches géographiques, la cartographie et l'information météorologique et atmosphérique. Les systèmes qui offrent ce service sont connus sous le nom de GNSS (Global Navigation Satellite System) systèmes globaux de navigation par satellite. Il s'agit de l'ensemble des systèmes qui utilisent une constellation de satellites pour offrir la possibilité à un nombre illimité de récepteurs le calcul de la position exacte en trois dimensions : latitude, longitude et altitude, la précision peut atteindre quelques mètres dans n'importe quel point sur la terre et en temps continu. A l'aide des signaux émis par les satellites, situés dans des orbites distribuées d'une façon à fournir une couverture totale de la terre, le système de positionnement le plus connu et le plus utilisé actuellement dans le monde est le système américain GPS (Global Positioning System) d'autres systèmes sont développés comme le système Russe GLONASS et d'autres sont en cours de développement comme le système Européen Galileo et le système chinois Beidou [1]. Ce chapitre contient une présentation globale des systèmes de navigation par satellites.

I.1 Principe de fonctionnement des dispositifs GNSS

Depuis que l'humanité a commencé l'exploration du monde, la localisation a, toujours, joué un rôle essentiel dans les succès obtenus. Initialement, la navigation était effectuée avec des cartes, en utilisant des points de référence comme les montagnes, les criques ou des rivières. Dès que la navigation océanique a commencé, le manque de points de référence a été considéré comme un sérieux problème. Conséquemment, les navigateurs ont commencé à s'appuyer sur des observations célestes pour se localiser. Avec l'apparence de la science du



Principe de trilatération

I.1.1 Segments du système de navigation

Les GNSS se reposent sur trois piliers ou « segments » comme nous présente la Figure .I.2 [3]

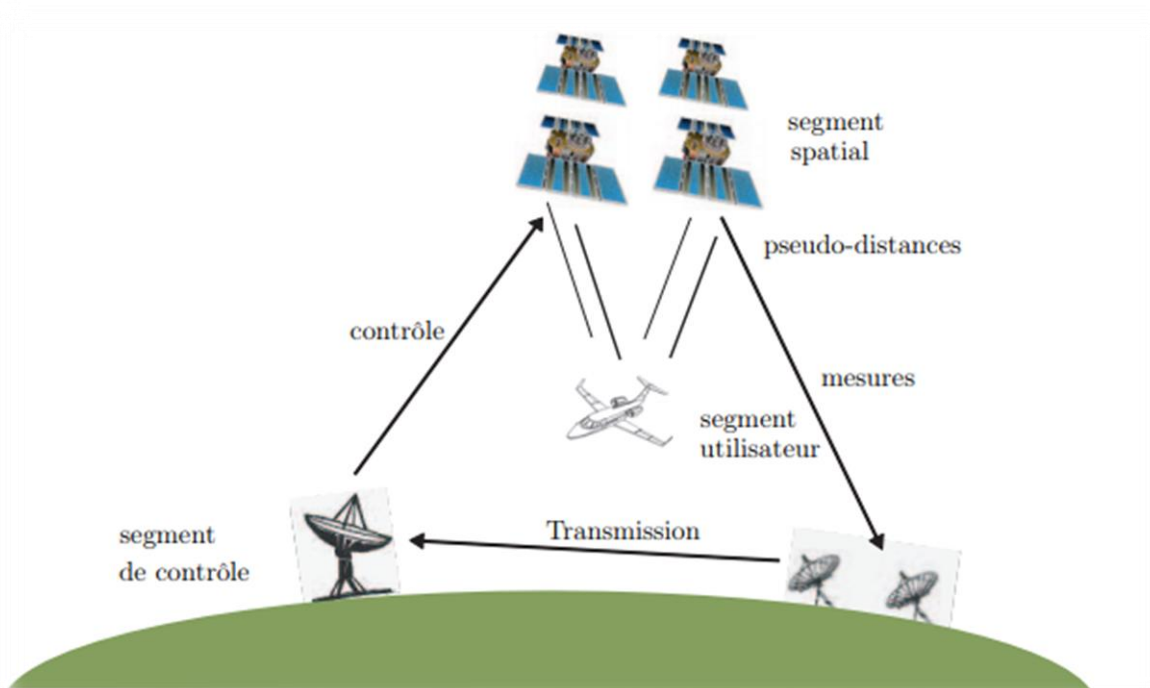


Fig.I.1 Les différents segments des systèmes de navigation par satellite

I.1.1.1 Segment spatial

Le segment spatial d'un système de navigation par satellite est composé d'un ensemble de satellites appelé constellation. Avec le déploiement des nouveaux systèmes de navigation par satellite, il sera à l'avenir constitué des constellations GPS, Galileo, GLONASS, COMPASS, QZSS et IRNSS. Chaque constellation possède un certain nombre de satellites opérationnels auxquels s'ajoutent des satellites de remplacement. La constellation GPS assure à elle seule la visibilité d'au moins quatre satellites en tout point du globe terrestre et à n'importe quelle heure de la journée avec un angle d'élévation supérieur à 5° . Avec l'interopérabilité des différentes constellations, un nombre supérieur de satellites sera visible à chaque instant. Ainsi, une étude publiée dans [Zaid 06] prévoit une augmentation de 350 % du nombre de satellites visibles en considérant les constellations GPS, Galileo et GLONASS. Cette augmentation du nombre de mesures disponibles accroît donc la précision des informations de positionnement mais pose aussi de nouvelles problématiques sur lesquelles nous reviendrons par la suite [4].

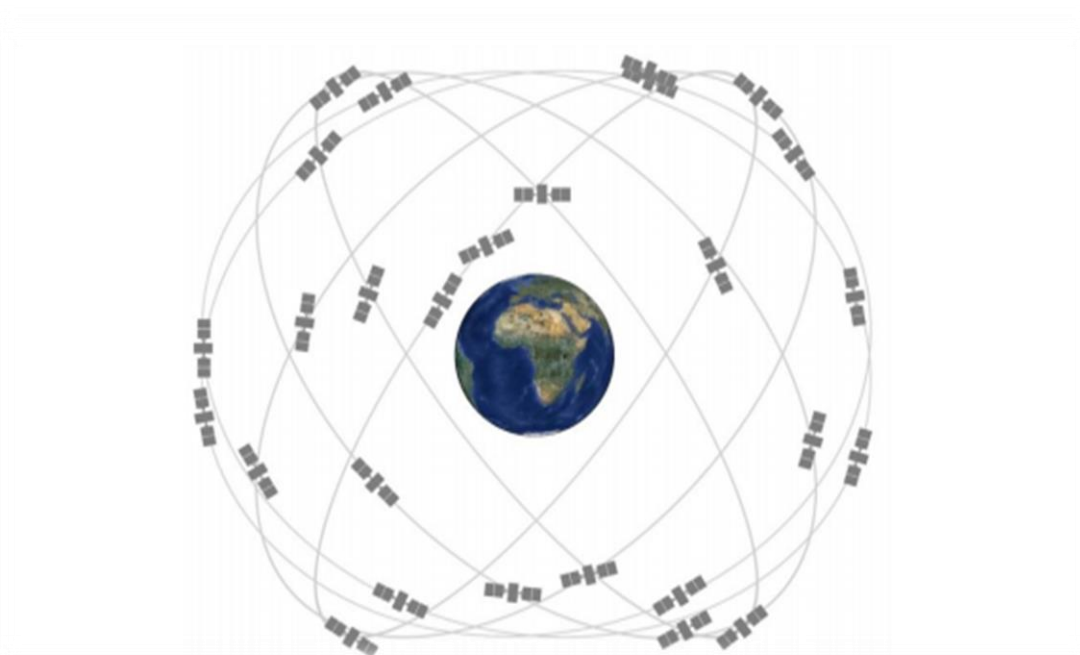


Fig.I.2 Constellation des satellites de radio navigation

I.1.1.2 le segment de contrôle

Le segment de contrôle assure la surveillance de la constellation et la mise à jour des informations relatives aux satellites. Chaque système de navigation par satellite possède son

propre segment de contrôle, constitué de stations de mesure réparties sur le globe terrestre et de stations de contrôle. Actuellement, dix-sept stations de mesure collectent les signaux émis par les satellites de la constellation GPS. Les informations sont ensuite envoyées à la station de contrôle principale du système GPS, située dans le Colorado (Etats-Unis). Cette station de contrôle traite alors l'ensemble de ces données et définit les corrections d'horloge et les paramètres d'orbite qui sont téléchargés à chaque satellite au moins une fois par jour. De plus, le segment de contrôle a pour objet de détecter un dysfonctionnement éventuel sur les satellites GPS. Le segment de contrôle du système Galileo sera composé de différentes stations de contrôle, de mesure et de transmission qui seront réparties dans le monde entier. De la même manière, le système GLONASS possède ses propres stations de contrôle qui vérifient la validité des informations relatives aux satellites de la constellation GLONASS. Il en sera de même pour le système COMPASS lorsqu'il sera complètement opérationnel [4].

I.1.1.3 Le segment utilisateur

Ce segment regroupe tous les utilisateurs qui reçoivent et exploitent les données satellitaires. Ces utilisateurs utilisent des récepteurs GNSS. Chaque récepteur GNSS peut être alloué à un système ; cependant si les bandes de fonctionnement et le codage du signal le permettent, certains récepteurs peuvent être inter opérationnels et donc fonctionner pour plusieurs constellations GNSS [5].

I.2 Les différents systèmes mondiaux de navigation par satellite

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. Le système le plus connu, le GPS, 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 [[Kaplan et Hegarty, 2006].

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 [GPS, 2011]. 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 [ONU, 2010]. 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. Le système russe Glonass possède actuellement 2 signaux civils (L1 et L2) et il était censé atteindre la capacité opérationnelle complète, ou Full Opérationnel Capability (FOC), en fin 2010 [ONU, 2010].

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[Gibbons, 2008]. D'autres pays se sont lancés dans cette aventure comme le Japon avec son QZSS (Quasi Zéniths 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[Spaans, 2006].L'Inde avec l'Indian Regional Navigation Satellite System était le dernier arrivant [6].

I.2.1 Système de positionnement global GPS

Le système Américain de localisation par satellite GPS est le système de localisation le plus connu et le plus utilisé aujourd'hui. Les voitures, bateaux, avions et même la plupart des smart phones sont dotés d'un récepteur GPS. Ce système de radionavigation par satellites donne la possibilité à un nombre illimité d'utilisateurs de calculer leurs positions instantanément avec une précision de quelque mètre en trois dimensions (latitude, longitude et altitude) dans n'importe quel point de la terre à l'aide d'un récepteur électronique qui traite les signaux transmis par quatre satellites au minimum. Ce système a été développé et mis en place par le département de la Défense américaine DoD. Conçu en premier lieu pour des raisons militaires, actuellement il est couramment utilisé dans des applications civiles telles que le transport, l'agriculture, opérations de sauvetage et des autres applications ou services qui ne cessent de voir le jour [1].

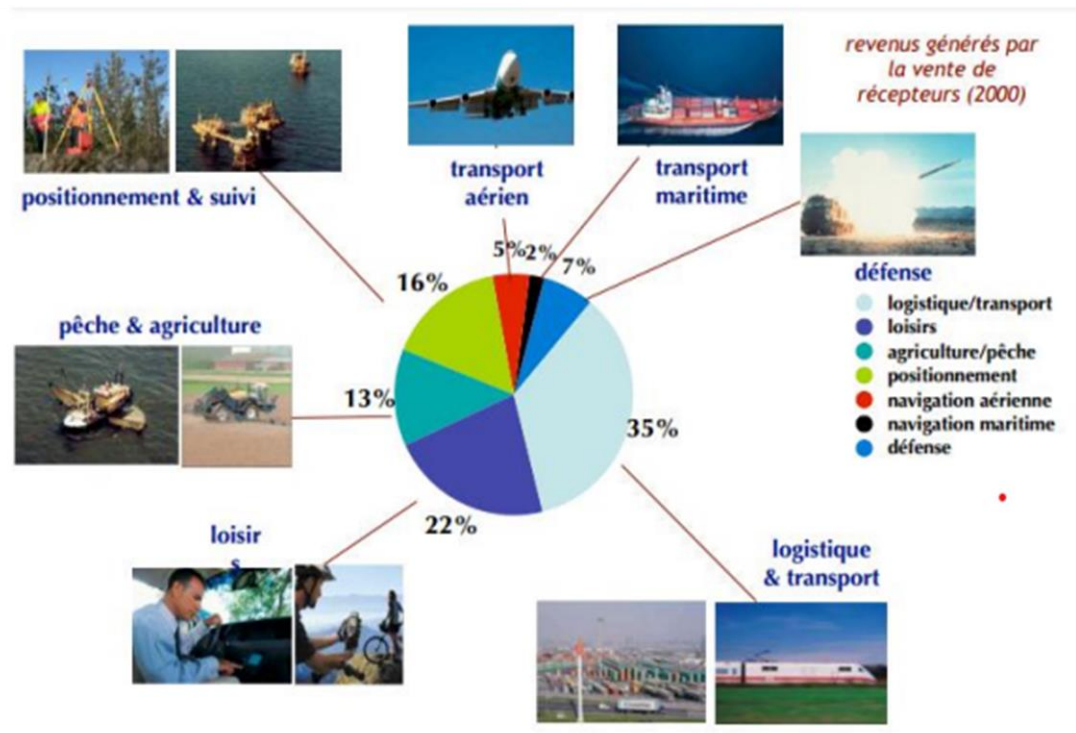


Fig.I.3 Importance du système GPS suivant les domaines d'utilisation

I.2.2 Modernisation du système GPS

Dès que le système GPS est mis en service, des développements et des améliorations techniques ont été effectués à chaque nouveau satellite lancé, basé sur ces améliorations les satellites GPS sont distribués sur plusieurs générations. Dans la première génération ces renouvellements touchaient les équipements et les composants des satellites pour améliorer le rendement de l'horloge, autonomie du satellite et la conception, etc. Dans cette génération, les satellites GPS utilisent deux porteuses et deux codes pour transmettre les données de navigation, donc chaque satellite émet trois signaux, un pour les applications civiles codé par le code C/A dans la bande L1 (1575,42 MHz) et deux pour les applications militaires cryptées par le code P(Y) dans les deux bande L1 (1575,42 MHz) et L2 (1227,60 MHz) [2].

I.2.3 Le système navigation Glonass

Le système GNSS russe GLONASS a été développé par l'ex-URSS `a peu près en même temps que le GPS, mais il a rapidement connu des problèmes de maintenance. Alors que la constellation complète doit être composée de 24 satellites, en 2000 seulement six étaient opérationnels. Depuis, la Russie a repris son système GNSS en main et le lancement de satellites

GLONASS de nouvelle génération a permis de ramener la constellation à un niveau opérationnel. Les satellites de cette constellation sont placés sur trois orbites à environ 19100 km d'altitude. Chaque plan orbital est incliné de $64,8^\circ$ par rapport au plan de l'équateur, et les satellites ont une période de rotation d'environ 11h15. Cette répartition des satellites permet une bonne couverture des zones polaires par GLONASS, ce qui n'est pas le cas du système GPS.

Contrairement au GPS, GLONASS utilise une technique de FDMA pour distinguer ses différents satellites. Tous les satellites de la constellation utilisent le même code PRN permettant au récepteur la mesure du temps de vol des signaux. Quinze fréquences différentes réparties autour de 1602 MHz sont réparties entre les satellites pour les différencier. La constellation étant de 24 satellites au minimum, une même fréquence est attribuée à une paire de satellites se trouvant sur la même orbite, mais aux antipodes l'un de l'autre. En effet, ces satellites ne seront jamais visibles en même temps, et il n'y aura donc pas de conflit sur la fréquence. Tout comme le système GPS, GLONASS est aussi constitué d'un segment de contrôle au sol et du segment utilisateur composé des récepteurs capables de traiter les signaux GLONASS. Les systèmes GPS et GLONASS peuvent être utilisés de manière combinée par un récepteur GNSS afin d'accroître le nombre de mesures disponibles. Cependant, de par la différence de conception des signaux des deux constellations, cela demande au récepteur d'avoir deux architectures hardware parallèles, une pour chaque système [8].

I.2.4 Le système navigation Galileo

Galileo c'est le système de navigation par satellite Européen, ce système qui est similaire au système Américain GPS, fournit un service de localisation extrêmement précis pour les applications civiles. Ce système est compatible avec les autres systèmes mondiaux de navigation par satellite le GPS et GLONASS. Un utilisateur sera capable de mesurer sa position avec le même récepteur, cette combinaison de plusieurs systèmes donne l'opportunité aux utilisateurs d'améliorer la précision des récepteurs GNSS .

La constellation de satellites Galileo, transmet plusieurs signaux de navigation, les signaux E5a et E5b dans la gamme de fréquences 1164-1215 MHz, le signal E6 dans la gamme 1.260 à 1.300 MHz et le signal E2-L1-E1 dans la gamme 1559-1592 MHz. Tous les satellites Galileo utilisent la même fréquence pour chaque signal, pour cette raison le système utilise la méthode d'accès de la division à codes multiples (CDMA) pour identifier chaque satellite, en plus Galileo utilise deux types de modulation la QPSK et la BOC [1].

I.2.5 Système de navigation Beidou

Le système Beidou est un système chinois constitué de 3 satellites en orbite géostationnaire au dessus de la Chine. Ce système est complété par le système Compassé, en cours de déploiement sur orbite moyenne, comme GPS, Galileo ou GLONASS. Peu d'informations sont disponibles sur ces 2 systèmes. Compassé émet un signal large bande dans la même fréquence que GPS et Galileo [9].

I.2.6 Interopérabilité entre les systèmes

Jusqu'à maintenant il existe quatre systèmes de localisation par satellites GNSS dans le monde, deux entre eux sont opérationnels, le système Américain GPS et le système Russe GLONASS. Deux autres systèmes sont en état de développement, le système chinois Beidou qui est actuellement utilisé comme un système régional est programmé pour atteindre sa capacité finale pour devenir un système de navigation mondiale en 2020, ainsi que le système de navigation par satellites Européen Galileo qui est aussi en état de développement et qui sera opérationnel en 2018. D'autres pays commencent à développer leurs propres systèmes de navigation par satellite, à l'image de l'Inde et le Japon. Tous ces systèmes utilisent le même principe pour localiser un récepteur, chaque utilisateur doit calculer la distance qui le sépare avec plusieurs satellites et à l'aide de la position de chaque satellite il peut estimer sa position. La différence entre les systèmes de navigation concerne le nombre des satellites utilisés pour couvrir toute la surface de la terre pour que le service fourni soit accessible à tout moment. Le système GPS utilise 24 satellites situés dans 6 plans séparés entre eux par 60° , par contre la constellation du système Galileo sera composée de 30 satellites 27 opérationnels et 3 de réserve, situés dans trois plans séparés entre eux par 120° . Beidou utilise 30 satellites et le système GLONASS se compose de 24 satellites dans trois plans orbitaux. Une autre différence entre les systèmes vient de la méthode utilisée par chacun pour distinguer entre les satellites. Les trois systèmes GPS, Galileo et Beidou utilisent la méthode CDMA donc chaque satellite sera défini par un code unique ou bien plusieurs codes si le satellite transmet plusieurs signaux pour plusieurs services. Le système GLONASS utilise la méthode FDMA pour la majorité de ses services donc chaque satellite transmet chaque signal avec une fréquence différente des autres signaux et autres satellites .

Les satellites GNSS transmettent en continu des signaux qui contiennent les données de navigation sur plusieurs fréquences dans la bande L, la figure 1.16 montre la distribution des bandes de fréquences pour le système radio de navigation par satellite RNSS (Radio Navigation

Satellite System) [19]. 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.

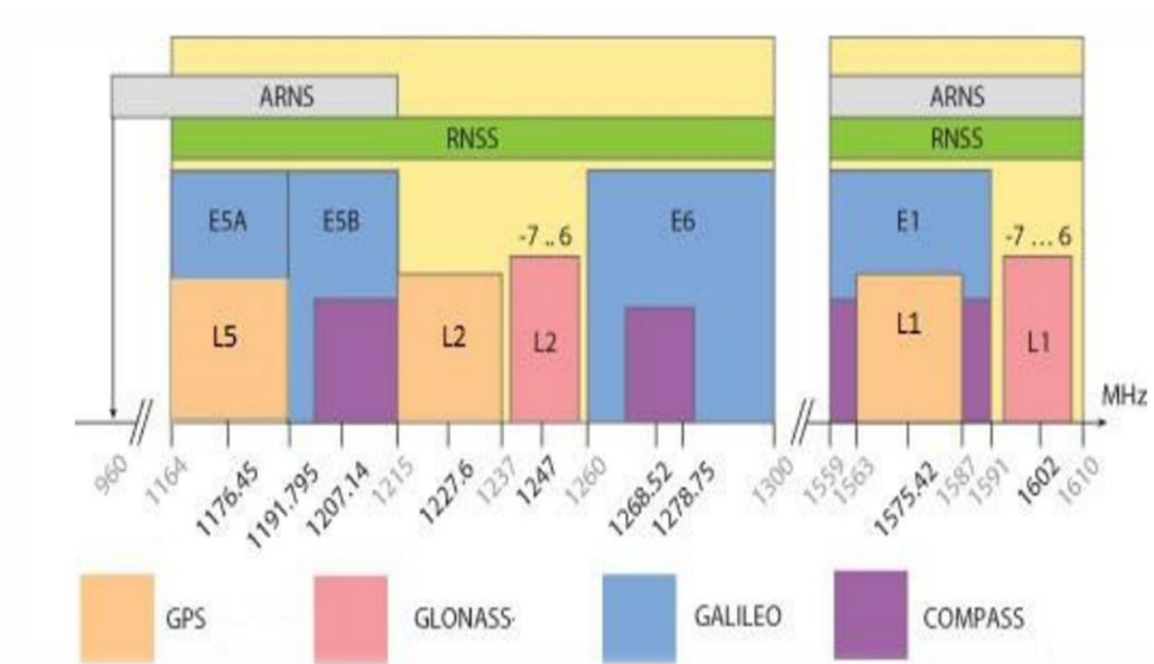


Fig.I.4 Distribution des canaux GNSS

I.3 Les signaux GNSS

Dans cette section, nous présentons la structure de base des signaux GNSS et décrivons brièvement leurs différents composants et caractéristiques. Notamment, la structure générale des signaux GNSS est construite sur le même modèle de ce signal. Pour plus de commodité, nous présentons la structure du signal GNSS en utilisant le GPS comme exemple.

I.3.1 Structure générales d'un signal GPS/GNSS

Un signal GPS/GNSS comporte trois composantes principales :

- La modulation (porteuse) : plusieurs bandes de fréquences sont partagées par les systèmes de navigation. La transposition des signaux numériques en bande de base

dans ces bandes fréquentielles est réalisée par des modulations BPSK ou BOC et leurs variantes.

- Un code d'accès DS-SS-SS-SS La technique DS-SS-SS-SS permet aux satellites de la même constellation de partager la même bande de fréquence sans interférer. Le DSSSS par un code PRN (Pseudo Random Noise) est la technique d'accès utilisée. Le système GLONASS utilise aussi la technique d'accès par répartition de fréquence FDMA, de sorte que tous les satellites du système GLONASS utilisent le même code d'étalement, mais tendent à substituer celle-ci par un accès DS-SS-SS-SS dans ses nouveaux satellites.
- Le message de navigation $n(t)$: Un signal en bande de base, contenant les informations nécessaires au récepteur pour le calcul de sa position telle que : les éphémérides des satellites, les almanachs, des paramètres utilisés dans le modèle de correction ionosphérique [10].

I.3.2 Fréquences et modulation

En bref, nous pouvons résumer la construction du signal de navigation GPS/GNSS par celle-ci diffusé par les satellites de la série Bloc III comme un exemple. Ses signaux sont transmises sur deux fréquences différentes : L1 (1575.42 Mhz) et L2 (1227.6 Mhz). Les deux porteuses sont modulées par les signaux : « C/A \oplus message » et « P(Y) \oplus message ».

La porteuse est modulée par les signaux précédents à l'aide de méthodes « Binary phase shift Keying (BPSK) ». Notez que les deux signaux sont modulés en- phase et quadrature les sur L1 [3] [19].

$$S^k(t) = \sqrt{2A_c} c^k(t) d^k(t) \cos(2\pi f_{L_1} t) + \sqrt{2A_{pL_1}} p^k(t) d^k(t) \sin(2\pi f_{pL_1} t) \\ + \sqrt{2A_{pL_2}} p^k(t) d^k(t) \sin(2\pi f_{pL_2} t) \quad (I.3)$$

Les A_c , A_{pL_1} et A_{pL_2} sont les puissances des signaux avec le code C/A ou P, c^k est la séquence de code C/A attribué au nombre k de satellites, p^k est la séquence de code P(Y) attribué au nombre k de satellites, D^k est la séquence de navigation, f_{L_1} et f_{L_2} sont les fréquences porteuses de L_1 et L_2 . La figure .I.6 présente le signal finale BPSK.

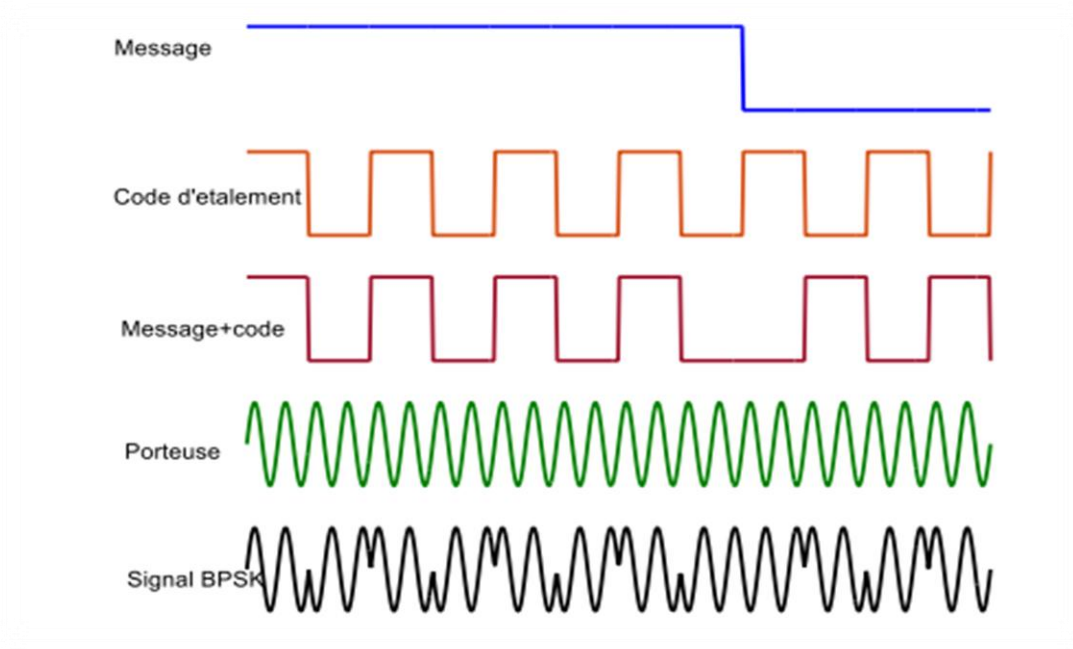


Fig.I.5 Structure des signaux GPS L1C/A

Le débit du code d'étalement $f_c=1.023\text{MHz}$ est initialement sélectionné pour le signal GPS de code C/A et maintenant est une fréquence d'horloge fondamentale standard dans la plupart des systèmes de navigation par satellites. Étant donné que différents signaux utilisent des débits des chip différents (C/A et P(Y)), une description complète de la modulation d'étalement est définie par BPSK-R (n) où n est généralement un entier désignant le débit du code d'étalement étant donné comme un multiple de 1.023MHz [20]. $f_c = 1/T_c = n \times 1.023\text{MHz}$. Un signal avec modulation d'étalement BPSK-R (n) a des séries temporelles d'étalement

$$x_{BPSK-R(n)}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k g_{BPSK-R(n)}(t - kT_c) \quad (\text{I.4})$$

Avec symbole d'étalement

$$g_{BPSK-R(n)} = \text{rect}T_c(t - T_c/2) \quad (\text{I.5})$$

La densité spectrale de puissance PSD de signal BPSK-R (n) est définie par :

$$\Phi_{BPSK-R(n)} = T_c \text{sinc}^2(\pi f T_c) \quad (\text{I.6})$$

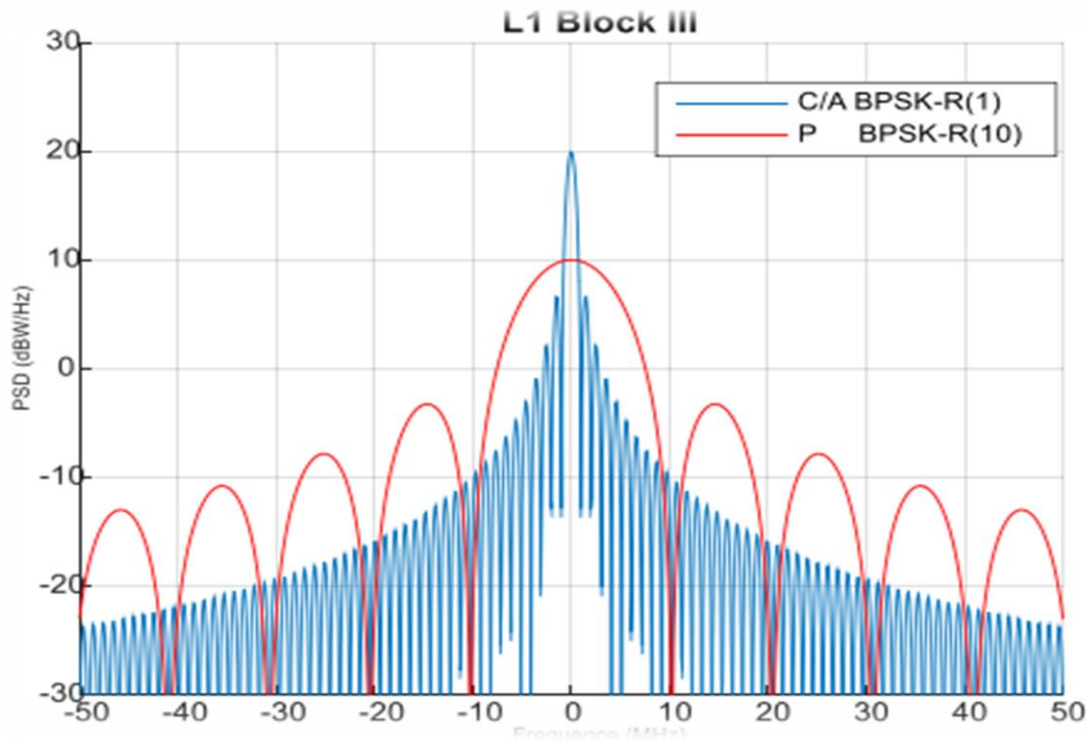


Fig.I.6 PSD des BPSK-R(n)

Le programme de modernisation du GPS est pour améliorer les fonctionnalités et les performances globales du système de positionnement mondial. Les fonctionnalités améliorées incluent de nouveaux signaux GPS civils et militaires. La spécification de l'interface GPS indique 3 différents fréquences et 10 signaux différents. De ces 10 signaux, 2 sont en fréquence L5, transmis en phase (L5-I) et en quadrature (L5-Q), 3 sont en fréquence L2, 1 étant le signal civil (L2C) et 2 signaux militaires (modulés avec P (Y) et M). Enfin en fréquence L1, 5 signaux différents seront présents, 3 signaux civils (C / A, L1C-I et L1C-Q) et 2 signaux militaires (codes P (Y) et M).

Un élément essentiel de la modernisation du GPS et du développement des autres systèmes mondiaux de navigation GNSS est le partage de la bande spectrale allouée pour les différents signaux utilisés pour tous les services de radionavigation délivrés aux utilisateurs civils et militaires. La modulation par une sous-porteuse proposée la première fois par Betz [21]. Pour les nouveaux signaux militaires M-code (GPS), est une technique simple et efficace pour translater le spectre du signal de part et d'autre de la porteuse et ainsi répartir la puissance du signal au mieux dans la bande afin de limiter les interférences inter-systèmes et intra-système.

La modulation BOC est obtenue en multipliant la séquence PRN par un signal dit NRZ -porteuse en sinus ou cosinus. Généralement, les signaux BOC sont communément appelés

BOC (p, q). p et q sont deux entiers qui permettent de définir la fréquence f_s de la sous-porteuse et la fréquence f_c du code PRN par :

$$f_c = p \times 1.023 \text{ MHz et } f_s = q \times 1.023 \text{ MHz}$$

Conceptuellement, la modulation BOC est formée en multipliant une série temporelle d'étalement BPSK-R par une onde carrée.

$$x_{BPSK(m,n)} = x_{BPSK-R(n)} \text{ sng}[\sin(2\pi f_s t + \theta_{BOC})] \quad (I.7)$$

Le schéma de la différence entre signal modulé en BOC(1,1) et un autre avec BPSK est donné à la figure .I.8

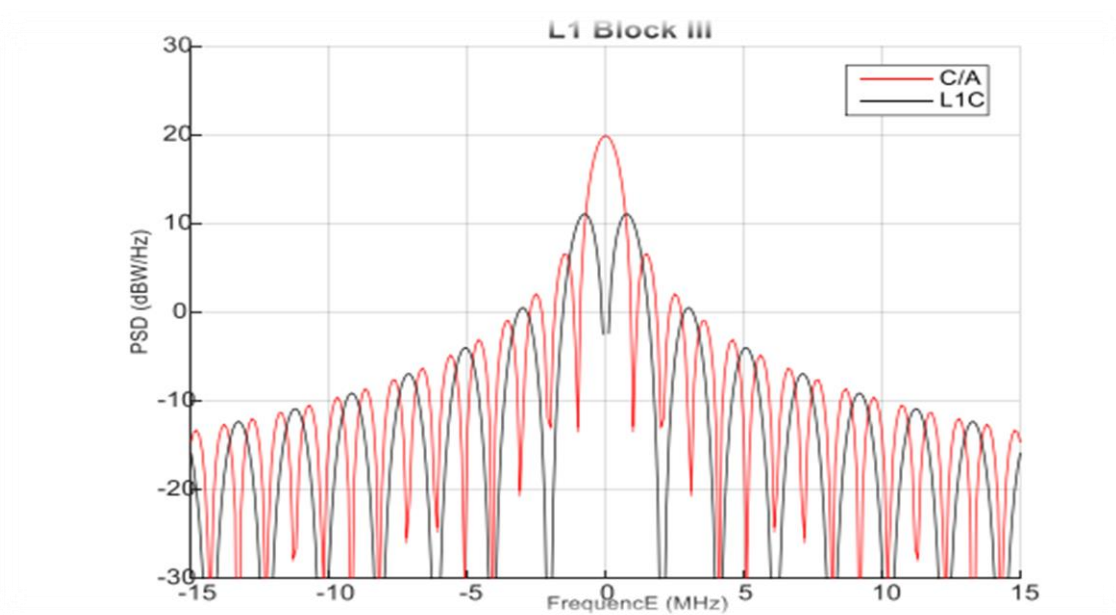


Fig.I.7 Modulation BPSK et BOC(1,1)

Il existe plusieurs types de synchronisation entre la sous-porteuse et le code d'étalement : la synchronisation sinus et la synchronisation cosinus qui vont respectivement donner les modulations $BOC_{\sin}(m, n)$ et $BOC_{\cos}(m, n)$.

I.3.3 Les codes pseudo-aléatoires

Les systèmes GNSS sont des systèmes à étalement de spectre, qui consiste à transmettre un signal d'information avec un spectre beaucoup plus large que nécessaire. Cela peut être accompli en multipliant le signal d'information par une séquence spécifique, dite code d'étalement, qui possède un débit plusieurs fois supérieur au débit du signal original. Cette technique s'appelle étalement de spectre par séquence directe (DS-SS) [1].

Les codes utilisés sont des codes PRN (Pseudo Noise) composés d'éléments binaires appelés "chirp". A chaque satellite est associé un code PRN qui lui est propre.

Le code C/A (code Gold), généré à partir des registres à décalage linéaire avec un retour LFSR (figure .I.9), le nombre maximum des états binaires utilisables produit dans chaque période est $N = 2^n - 1$ Où n est le nombre des bits de registre à décalage, alors, le code C/A ayant une longueur de 1023 chips, sa période est donc de $T_{C/A} = 1$ ms avec un débit binaire $f_c = 1.023$ MHz

Les caractéristiques d'auto-corrélation des codes PRN de GPS sont fondamentales au procédé de démodulation du signal, fonction de corrélation donnée par :

$$R_\tau = \begin{cases} 1 - \frac{\tau}{T_c} & \text{pour } |\tau| < T_c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (I.9)$$

Une des propriétés les plus importantes des codes C/A est le résultat de leur corrélation, un fort pic d'auto-corrélation (pour un déphasage nul), et un faible pic de corrélation croisé entre deux codes différents. Peuvent donner une forte dynamique pour l'acquisition du signal. Si les codes sont orthogonaux, les corrélations croisées seront égale à zéro figure. I.9 [1].

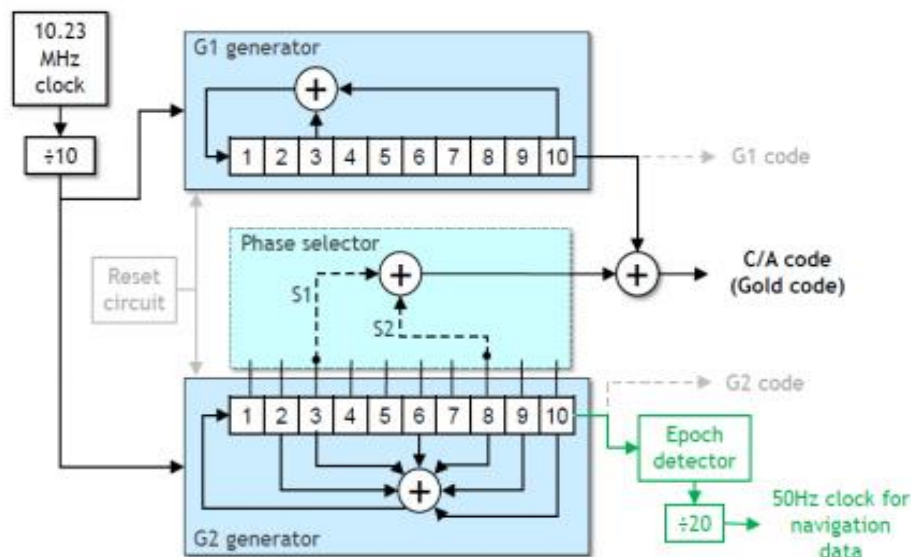


Fig.I.8 Générateur des codes d'étalements C/A code

I.3.4 Les messages de navigation

Chaque satellite reçoit des stations de contrôle au sol les données de navigation qui sont renvoyées aux utilisateurs via le message de navigation. Le message de navigation fournit toutes les informations nécessaires pour permettre à l'utilisateur d'effectuer le service de

positionnement. Il inclut les éphémérides nécessaires pour calculer les coordonnées satellites avec suffisamment de précision, les paramètres temporels et les corrections d'horloge pour calculer les décalages d'horloge et les conversions de temps, les paramètres de service avec les informations marchent des satellites. Le message de navigation a une durée totale de 12,5 minutes. Il est divisé en 25 séquences (frames) durant 30 secondes et comportant exactement 1 500 bits. Chaque séquence est elle-même divisée en 5 sous-séquences (sub-frames) de 300 bits, répartis en 10 mots de 30 bits chacun. Compte tenu de la fréquence de transmission, chaque sous-séquence dure 6 secondes, ce qui correspond à 10 mots de 0,6 seconde chacun [11].

I.4 Réception du signal GNSS

I.4.1 Architecture d'un récepteur GPS

Les récepteurs GNSS sont de nature numérique. Leur architecture s'appuie sur un microprocesseur qui est associé à un ensemble de blocs pour la réalisation des différents traitements en temps réel.

On représente Figure .I.10 l'architecture générale d'un récepteur. Dans cette architecture on distingue une partie analogique, qui conditionne le signal avant traitement, et une partie numérique qui réalise l'ensemble des traitements de band de base et le calcul du PVT (Position, Vitesse, temps).

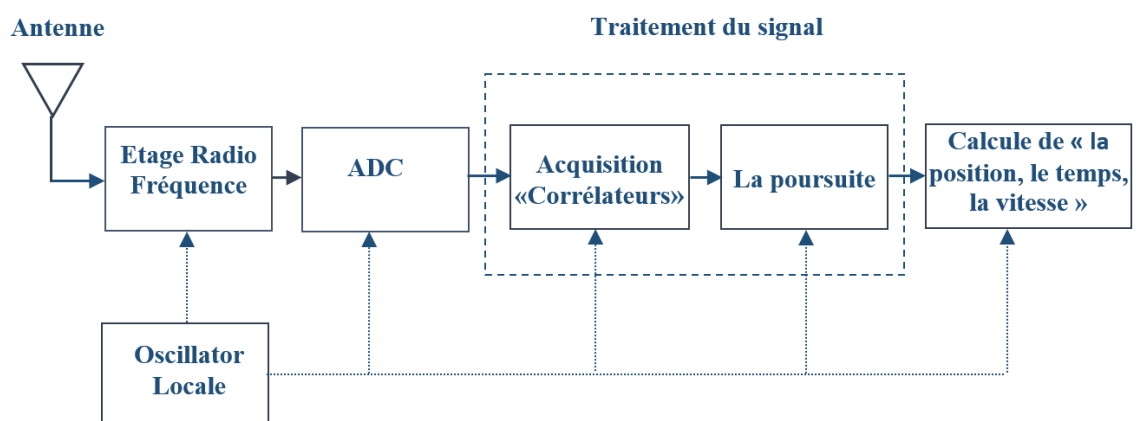


Fig.I.9 Schéma fonction du récepteur GNSS

Les différents sous-systèmes, de la figure .I.10, 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)
- Un oscillateur local (Référence oscillateur & Frequency synthesizer).
- Une alimentation.

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

$$R(t) = \sum_{i=0}^{M-1} S_i(t) + n(t) \quad (\text{I.10})$$

Ou M est le nombre total des satellites visibles, $S_i(t)$ représentant le signal GNSS transmis provenant de i^{eme} satellite visible, and $n(t)$ est st le bruit introduit par le récepteur, on suppose le bruit additif, Gaussien, centré et de variance unitaire(AWGN).notons que, chaque signal GNSS utile peut être exprimé comme suit :

$$S(t) = \sqrt{2pd} (t-\tau_0) c(t-\tau_0) s_c(t-\tau_0) \cos 2\pi(f_{IF} + f_d)t + \varphi_0 \quad (\text{I.11})$$

Ou P est la puissance du signal reçu, $d(t)$ les données de navigation, $d(t)$ le code d'étalement du signal en visibilité, tandis que f_d, τ_0 et φ_0 sont le retard du code reçu, la fréquence Doppler, et la phase introduite par le canal ; f_{IF} est fréquence centrale de signal GNSS. Les signaux RF, amplifiés et filtrés, sont alors transformés en fréquences intermédiaires (IF) grâce aux multiplieurs basses fréquences. En suite une conversion analogique numérique est réalisée sur le signal à changer à la fréquence intermédiaire par un bloc composé du convertisseur analogique-numérique (ADC) piloté par le contrôle automatique de gain (AGC). Conséquentment, le signal échantillonné et numérisé à la fréquence $f_s = \frac{1}{T_s}$ est donné par :

$$R(nT_s) = s(nT_s) + n(nT_s) \quad (\text{I.12})$$

On peut montrer que pour une largeur de bande de la chaîne radio- fréquence B_{IF} , en échantillonnant le signal à la fréquence de Nyquist $f_s = 2B_{IF}$ la variance du bruit devient [3]:

$$\sigma_{IF}^2 = E\{n^2[n]\} = \frac{N_0 f_s}{2} = N_0 B_{IF} \quad (\text{I.13})$$

N_0 est la densité spectral de puissance PSD du bruit. En conséquence, le signal GNSS numérisé du satellite visible devient :

$$S(t) = \sqrt{2pd} (nT_S - n_0) c (nT_S - n_0) s_c (nT_S - \tau_0) \cos 2\pi(f_{IF} + f_d)nT_S + \varphi_0 \quad (I.14)$$

Les signaux des différents satellites en visibilité étaient reçus tous ensemble par l'antenne du récepteur GNSS et il faut séparer chaque signal individuel, pour chacun d'eux, mesurer l'instant de réception grâce à la fonction de corrélation. Pour cela, les récepteurs sont dotés de plusieurs "canaux", à chacun desquels est attribué le traitement d'un satellite donné [1].

I.4.2 L'acquisition des signaux GNSS

Afin de lancer le processus de poursuite du signal de navigation, le récepteur effectue une étape d'acquisition. Cette opération primordiale a pour but de détecter la présence du signal d'un satellite dans l'ensemble des signaux reçus par l'antenne du récepteur. L'acquisition permet également de déterminer le décalage du code et l'écart de fréquence provoqués par la propagation du signal et l'effet Doppler. Ces informations serviront par la suite d'initialisation pour les boucles de poursuite [12].

Les trois techniques d'acquisition des signaux GNSS sont les suivantes [1]:

- L'acquisition par recherche en série
- L'acquisition par recherche parallèle sur le retard de code par (FFT)
- L'acquisition par recherche parallèle sur le décalage de fréquences par (FFT)

On représente dans la figure 1.11 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 L'acquisition par recherche série : L'acquisition par recherche série est la méthode la plus simple et la plus fréquemment utilisée par le système GPS pour corréler les signaux transmis par les satellites. Cette méthode qui est une recherche dans le domaine temporel est utilisée dans les récepteurs Hardware à cause de sa simplicité. Il s'agit d'une recherche dans deux dimensions, les décalages du code et de la fréquence sont évalué en série jusqu'à ce que les valeurs correctes soient trouvées [1].

Acquisition par recherche 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 [10].

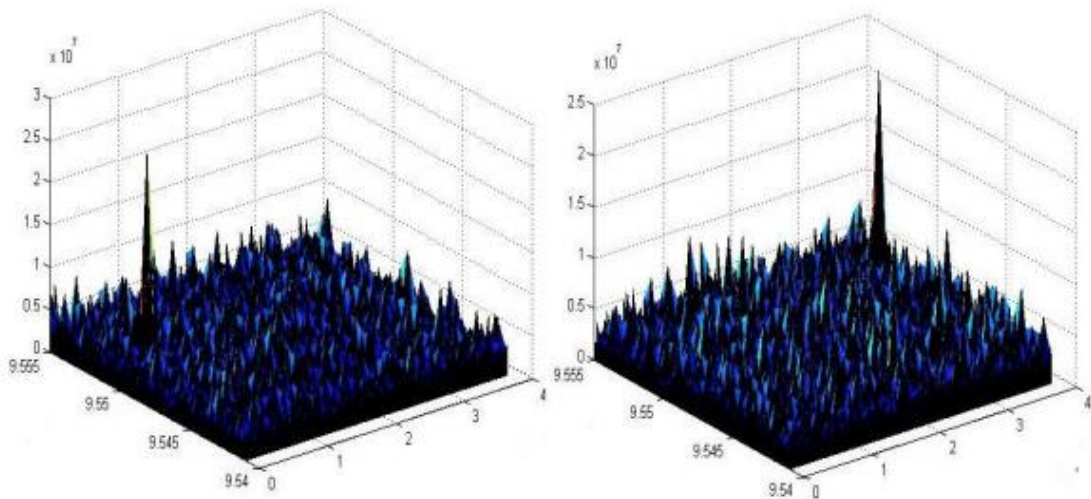


Fig.I.10 Acquisition d'un satellite visible (la fonction d'ambiguïté)

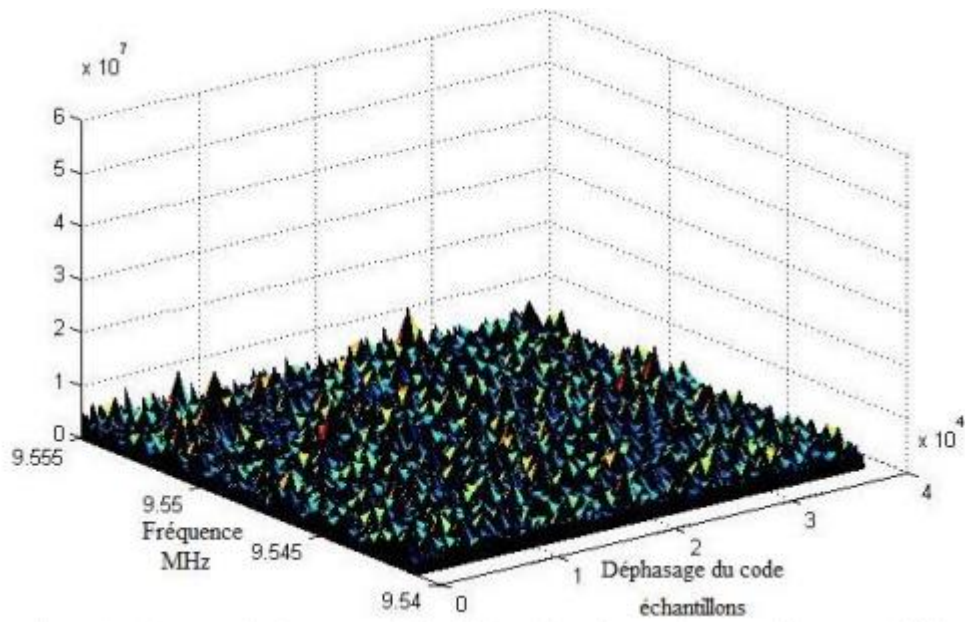


Fig.I.11 Acquisition d'un satellite non visible (la fonction d'ambiguïté)

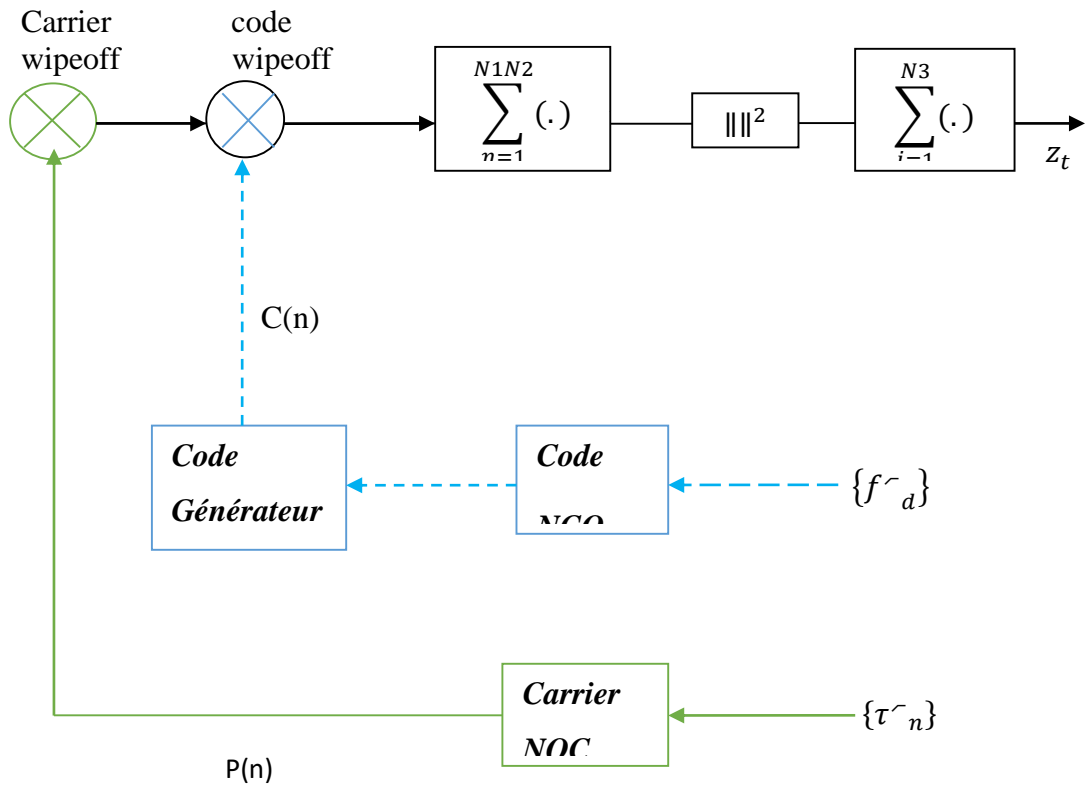


Fig.I.12 Principe de l'acquisition par la recherche en série

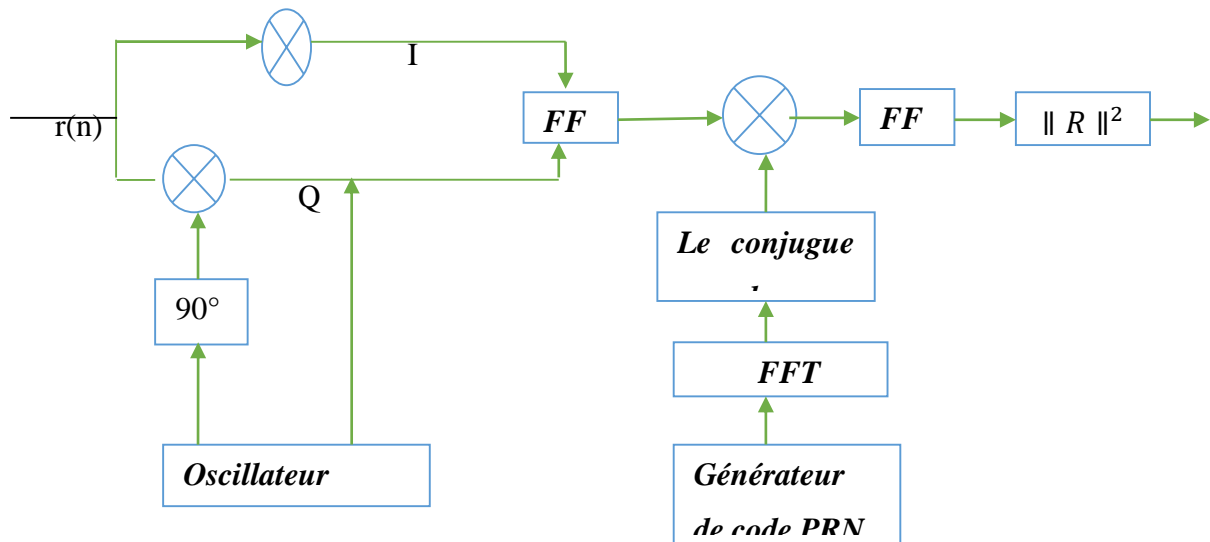


Fig.I.13 Principe de l'acquisition par la recherche parallèle

I.4.3 Définition des rapports signal à bruit pour un récepteur GNSS

Le rapport SNR

En général, le rapport signal sur-bruit (SNR ou S/N) est une mesure relative, permettant la comparaison entre le niveau du signal utile et celui du bruit. Le SNR désigne le rapport de la puissance du signal en bande de base, sur le bruit mesuré avant modulation ou après démodulation. Dans le cas des signaux GNSS le SNR est mesuré après démodul

Le SNR est généralement exprimé en décibels :

$$SNR (dB) = S - N \quad (I.16)$$

Où : S : la puissance du signal exprimée en [dB m]

N : la puissance de bruit, dans la bande passante de travail, en [dBm] [10].

Le rapport C/N_0

Le rapport de la puissance de la porteuse sur la densité de puissance du bruit, C/N_0 , s'exprime en décibels Hertz [dB/Hz] et se réfère au rapport de la puissance de la porteuse sur la puissance du bruit ramené à sa bande passante. Soit la puissance du bruit, divisée par la bande passante de sa densité spectrale de puissance.

En relation avec le SNR, le C/N_0 peut être formulé comme suit :

$$SNR = \frac{C/N_0}{BW} \text{ avec } N_0 = [W \cdot s] [w / S^{-1}] [W / HZ] \quad (I.17)$$

Soit en décibels :

$$C/N_0 (dBHZ) = C - N_0 = C (N-BW) = SNR + BW \quad (I.18)$$

Où : C : la puissance de la porteuse en [dBm]; N : la puissance du bruit en [dBm]

N_0 : la densité de puissance de bruit en [dBm/Hz] ;

BW : la largeur de la bande équivalente du bruit du dernier étage du frontal RF du récepteur [dB Hz] [2].

En effet, la qualité du signal reçu dans un récepteur GNSS est profondément liée aux valeurs présentées de C/N_0 . Pour un récepteur du GPS C/A sur L1, les valeurs typiques tolérables de C/N_0 varient entre 37 dB Hz et 45 dB Hz. Pour une bande passante de l'étage RF de 4 MHz, la bande passante BW est de 66 dB. Le SNR varie alors de -29 dB à -21dB [1] [2].

Lors de leur transmission, les signaux GNSS subissent un certain nombre de dégradation parmi lesquelles on peut citer :

- L'atténuation due à la propagation en espace libre : les puissances des signaux de navigation vont être atténuées à cause de leur propagation en espace libre.
- L'effet Doppler dû au mouvement relatif satellite-récepteur.
- Les perturbations lors de la propagation et de la réception telles que les interférences, les multi trajets, le bruit thermique du récepteur et les effets atmosphériques.

Conclusion

Après cette présentation globale des systèmes de navigation par satellites, 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 que les GNSS représentent une solution non couteuse, 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).

Bibliographie

- [1] E. Kaplan et Ch. Hegarty, *Understanding GPS/GNSS: Principles and Applications*. Artech House, 2017.
- [2] Z. A. Khezzar, *traitement des Signaux GNSS un par récepteur logiciel*. Thèse de doctorat, Université de Batna, 2021.
- [3] S. Tay, *Analyse et modélisation de l'utilisation de signaux GNSS en environnement marin*. Thèse de Doctorat, Université européenne de Bretagne, 2012.
- [4] A. Bourdeau, *Approches avancées de navigation par signaux GNSS en environnement urbain utilisant un modèle 3D*. Thèse doctorat, Université de Toulouse, 2013.

- [5] S. Roche, *Méthodes de poursuite de phase pour signaux GNSS multifréquence en environnement dégradé*. Thèse doctorat, Université de Toulouse, 2013.
- [6] J. Nurmi, E.S. Lohan, S. Sand et H. Hurskainen, *GALILEO Positioning Technology*. Signals and Communication Technology Springer, 2014.
- [7] A. Bourkane. *Estimation du rapport signal a bruit d'un signal GPS par filtrage non linéaire*. Thèse doctorat, Université de Tanger, 2015.
- [8] P.A Esteves, *Techniques d'acquisition à haute sensibilité des signaux GNSS*. Thèse doctorat, Université de Toulouse, 2014.
- [9] J. W. Betz, *Engineering Satellite-based navigation and Timing Global Navigation Satellite Systems Signals and Receivers*. John Wiley & Sons, 2016.
- [10] J.W. Betz, "Binary offset carrier modulations for radionavigation," *Navigation Journal of The Institute of Navigation*, vol. 48, no.4, p. 227–246 , 2002.
- [11] E.G. Manfredini. Signal processing techniques for GNSS anti-spoofing algorithm. These doctorat, Politecnico di Torino, 2017.
- [12] K. Borre, D.M. Akos, N. Bertelsen, P. Rinder et S.H Jensen, *A Software-Defined GPS and Galileo Receiver A Single-Frequency Approach*. Birkhauser, 2007.

CHAPITRE II

CLASSIFICATION DES INTERFERENCES ET LEURS EFFETS SUR LE RECEPTEUR GNSS

Introduction

Un récepteur du système de navigation par satellites (GNSS) est vulnérable à plusieurs types d'interférences radioélectriques (RFI) en raison qu'il doit extraire l'information de la pseudo-distance en traitant le signal dans l'espace (SIS), qui est considéré très faible. Malgré la faiblesse des signaux, la nature de spectre étalé du signal SIS reçu permet aux récepteurs de récupérer la synchronisation d'informations et d'estimer la pseudo-distance nécessaire pour calculer les valeurs de la position de l'utilisateur en exploitant le gain obtenu à la sortie du bloc de corrélation.

La présence des RFI non désirées et d'autres dégradations du canal peuvent dégrader la précision de la navigation ou, dans les cas graves, causer une perte complète de la poursuite du signal.

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

II.1 Classification de la source interférente

La classification des principales perturbations pour les récepteurs GNSS prend en compte des aspects hétérogènes. Les types d'émission peuvent être définis comme étant intentionnels (brouillage) ou non intentionnels. Les premiers sont courants pour les scénarios militaires même si le brouillage des applications civiles commence à être courant 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 signal qui pourrait interférer avec la bande L du GNSS, en raison d'émissions hors bande par ces systèmes électroniques [1].

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

II.1.1 Caractéristiques spectrales d'interférence

Une classification générale des signaux d'interférence est basée sur leurs caractéristiques spectrales caractéristiques telles que la fréquence porteuse f_{int} et la bande passante B_{int} . Les interférences peuvent être classées selon leurs caractéristiques dans le domaine fréquentiel comme suit [1,2] :

- Interférence à bande étroite (*NBI*) : l'occupation spectrale est plus petite comparée à la largeur de bande du signal *GNSS* ($B_{int} \ll B_{GNSS}$).
- Interférence large bande (*WBI*) : l'occupation spectrale est comparable à 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 caractéristiques variables, par exemple, les signaux modulés en fréquence « chirp signal » caractérisés par une variation linéaire en temps de la fréquence instantanée, apparaissent ainsi comme *WBI*. Ce type de signal d'interférence est généralement généré par les brouilleurs « jamming ». De tels dispositifs qui sont capables de transmettre des signaux de forte puissance, le signal chirp balaye plusieurs mégahertz en quelques microsecondes, obscurcit 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 [1].

Les *CWIs* pourraient avoir un impact grave sur un récepteur GNSS, soit sur l'acquisition soit sur le processus de poursuite, car la puissance de l'interférence est dispersée sur tout l'espace de recherche par la corrélation avec le code local, ce qui affaiblit la précision de l'acquisition et affecte 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.

II.1.2 Les interférences pulsées

Les signaux d'interférences pulsées sont caractérisés par un état d'activation/désactivation de courte durée (ordre de microsecondes), qui alternent dans le domaine temporel. Ce type de signal d'interférence est typique des scénarios aéronautiques, dans lesquels plusieurs services de radionavigation (*ARNS*) diffusent des signaux à fortes puissances dans une bande passante qui est partagée avec certains systèmes de navigation par satellites [1,2].

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.

II.2 Les sources potentielles de d'interférence

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 d'émissions autorisées dans les largeurs de bande GNSS ; cependant, les interférences viennent principalement des émissions non essentielles de systèmes hors bande, qui génèrent l'harmonique qui entre en collision avec les largeurs de bande GNSS.

II.2.1 Signaux d'interférences hors bande

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

II.2.1.1 Les chaînes de télévision analogiques

Certaines chaînes de télévision analogiques, plus puissantes que les émetteurs de télévision numérique, génèrent des harmoniques qui provoquent des interférences avec les récepteurs GNSS. La principale source d'interférence pour les récepteurs GNSS est la 3^{ème} harmonique d'UHF CH 23 qui est proche de la fréquence GPS L1 avec une porteuse vidéo de 525,25MHz. Cela correspond aux 33 lignes spectrales du code C/A [3,4 ,5] figure II.1.

II.2.1.2 Les Harmoniques Radio Amateur

Les harmoniques sur la bande GNSS existent uniquement en raison de la bande radioamateur américaine et il n'y a pas d'harmoniques causées par les canaux radioamateurs européens sur la bande L1. Les seules harmoniques provoquées par un radioamateur européen est sur la bande militaire L2.

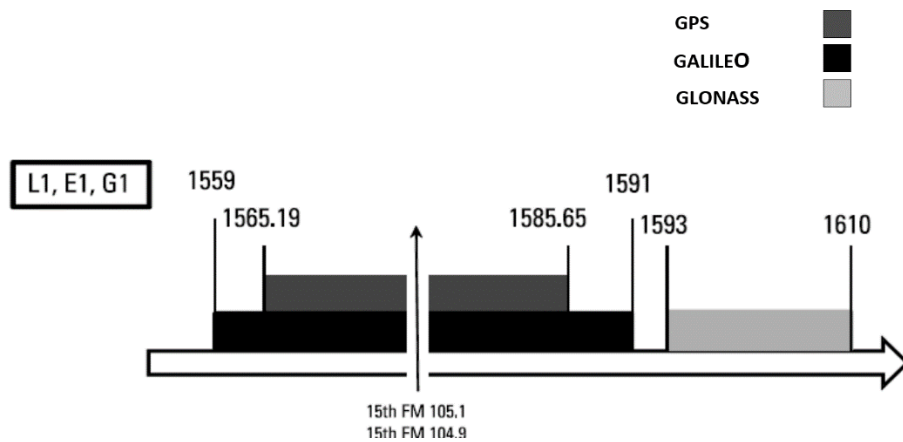


Fig.II.1 Interférence potentiel d'unE harmonique des chaines TV [1].

II.2.1.3 Les Harmoniques FM

Certains émetteurs FM dans la gamme de 87,5-108 MHz ont leurs harmoniques sur la bande GNSS. Les 15^{ème} harmoniques du CH à 104,9 MHz et à 105,1 MHz des interférences FM peuvent avoir un effet sur un rayon de 5 km. Les harmoniques générées par les sources FM sont considérées comme WBI en ce qui concerne les signaux GNSS attribués dans les bandes L1 / E1, la figure II.2 présente les différentes harmoniques dans les bandes GNSS [5].

II.2.1.4 Service mobile par satellite

Le système de service mobile par satellite (MSS) peut générer deux types d'interférences distinctes qui menacent un récepteur GNSS. Les stations mobiles du MSS utilisent la bande 1610-1660,5 MHz, en introduisant potentiellement une puissance large bande dans la bande GNSS.

II.2.1.5 Les harmoniques VOR et ILS

Le VHF Omnidirectionnel range (VOR) est un type de système de radionavigation pour les aéronefs qui fournit des informations sur la position radiale par rapport à une station terrestre. Le système d'atterrissage aux instruments (ILS) se compose de deux émetteurs radios fournissant un guidage latéral et vertical aux aéronefs pour les approches atterrissage.

Ces systèmes fonctionnent dans la bande 108-117,95 MHz, leurs harmoniques, la 14^{ème} de VOR et la 2^{ème} de ILS, entrent dans la bande L1/E1. Ils sont considérés comme des interférences CWI [1].

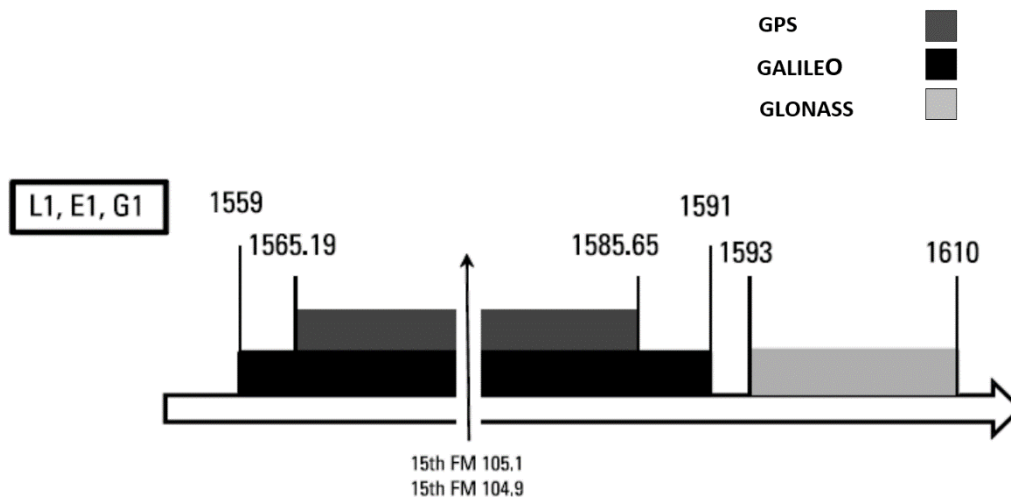


Fig.II.2 Interférence potentielle d’une harmonique FM [1].

II.2.2 Les signaux d’interférences dans la bande

Certaines sources d’interférences diffusent des signaux dont la fréquence porteuse est attribuée dans les bandes GNSS, et génèrent ainsi des interférences dans la bande.

Dans cette section, Une courte description des systèmes les plus pertinents émettant une puissance dans une ou plusieurs bandes GNSS sont fournies dans les sous-sections suivantes :

II.2.2.1 Systèmes de communication aéronautiques militaires / civils

Les systèmes de communications militaires peuvent être considérés comme des interférences 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 utilisées pour des « applications radionavigation aéronautiques (ARNS) » telles que « tactical air navigation (TACAN) », « distance measuring equipment (DME) » et « secondary surveillance radar (SSR) ». D’autres systèmes aéronautiques fonctionnent dans ces fréquences telles que le Système « Traffic Collision and Avoidance System (TCAS) », « Identification Friend or Foe (IFF) », et « planned Automatic Dependent Surveillance–Broadcast (ADS-B) » [1]. L’allocation de fréquence ARNS de la figure II.3 illustre son chevauchement avec les bandes GNSS.

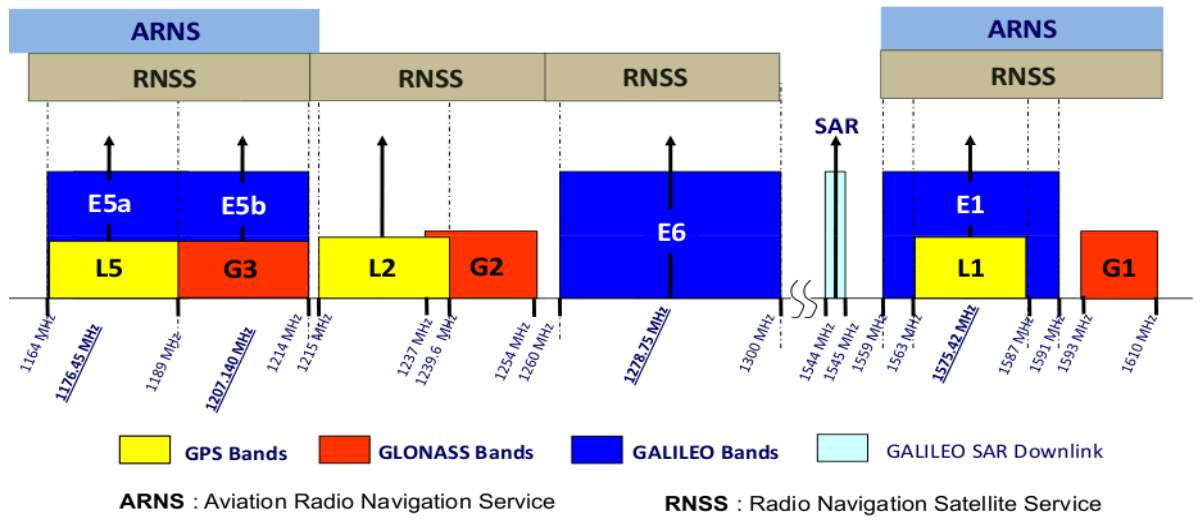


Fig.II.3 Attribution des fréquences ARNS

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. Le DME fournit 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. Les systèmes *DME/TACAN* fonctionnent dans la bande de fréquences de 960 à 1215 MHz en quatre modes différents : X, Y, W et Z, même si seulement le mode X du transpondeur au sol DME/TACAN occupe la bande de fréquences 1151–1215 MHz qui interfèrent avec le signal GNSS E5a / L5 et E5b [6].

Une paire d'impulsions DME idéale est définie par deux impulsions gaussiennes comme suit :

$$j_{DME} = e^{-\frac{\alpha(t-t_k)^2}{2}} + e^{-\frac{\alpha(t-\Delta t-t_k)^2}{2}} \quad (II.1)$$

t_k est l'ensemble des temps d'arrivée des paires d'impulsions, Δt est l'intervalle entre les impulsions ($\Delta t = 12 \mu s$) et $\alpha = 4.5 \times 10^{11} s^{-2}$ est le paramètre qui contrôle la largeur d'impulsion.

Après la modulation, le modèle mathématique du DME est représenté par :

$$j_{DME} = \left(e^{\frac{-\alpha(t-t_k)^2}{2}} + e^{\frac{-\alpha(t-\Delta t-t_k)^2}{2}} \right) \times \cos(2\pi(f_{IF} \pm \Delta f)t + \varnothing)$$

Dans le domaine fréquentiel c'est un signal associé à une certaine bande passante, puisque 99% de l'énergie se concentre dans une bande égale à 0,8 MHz. La figure II.4 présente une paire d'impulsion DME/TACAN [6,7].

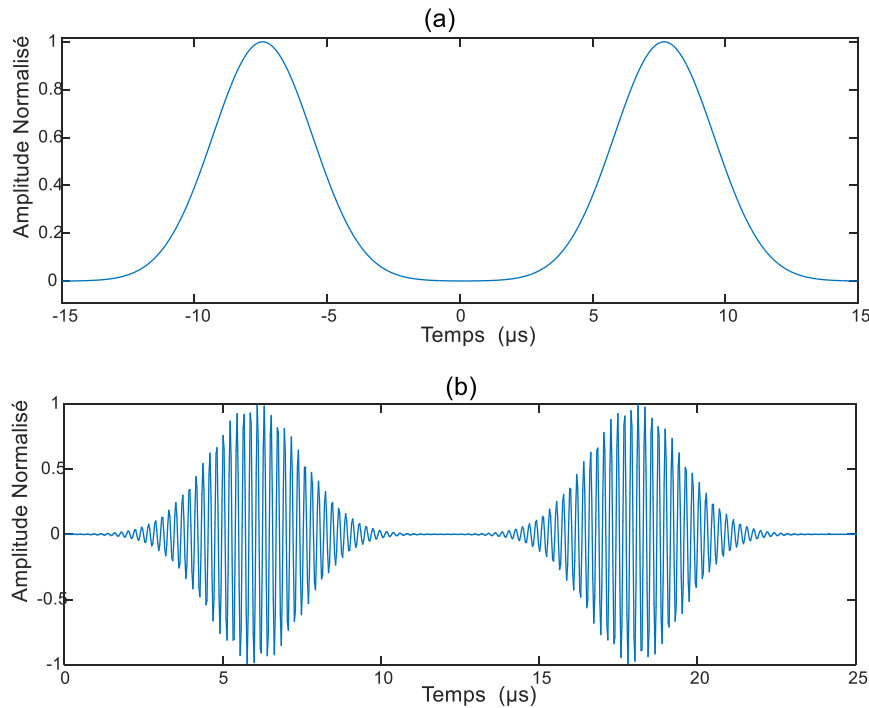


Fig.II.4 L'interférence Pulsée, Les paire de la pulse DME(a), la forme de signal pulsé DME après modulation (b).

II.2.3 Signaux interférences ultra-large bande

La définition d'UWB inclut tout signal occupant plus de 500 MHz entre 3,1 et 10,6 GHz. Les signaux UWB sont apparus en tant qu'une 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 UWB offrent une communication simultanée à haut débit, avec des débits de transmission de données de 100 à 500 Mbps à des distances de 2 à 10 m en même temps une puissance rayonnée moyenne de quelques centaines de microwatts [1,2].

Les systèmes UWB utilisent souvent les modulations : modulation en position d'impulsions (PPM) et la modulation d'impulsions en amplitude (PAM).

Le signal UWB est généré en utilisant des impulsions sous-nanosecondes qui répartissent 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 critique pour les systèmes tels que les GNSS dont la puissance du signal est très inférieure au bruit de fond [8].

II.3 les brouilleurs

Le brouillage fait référence à la transmission intentionnelle d'énergie RF pour empêcher le service de navigation en masquant les signaux GNSS avec du bruit. L'objectif malveillant des brouilleurs sur le récepteur est de faire perdre la poursuite et d'empêcher la réacquisition du signal. Bien que le brouillage soit une menace bien connue dans les applications militaires « formes de guerre électronique », il représente une menace croissante pour de nombreuses applications basées sur un GNSS. Le brouilleur également appelé un dispositif de confidentialité personnelle (PPD) est capable de brouiller (ou de bloquer) les signaux GNSS, probablement en empêchant les récepteurs de fonctionner correctement dans la zone du brouilleur [9]. La figure II.5 montre différents modèles de brouilleurs civils.

Certaines analyses d'interférence [5,6], ont montré que la plupart des brouilleurs civils disponibles sont des signaux modulés en fréquence « Chirp signal ».

En général, un signal Chirp est une fonction sinusoïde dont la fréquence change linéairement dans le temps. Les caractéristique des brouilleurs telles que le temps de balayage T_{bal} , la largeur de bande BW et la fréquence centrale (f_0) est représentée sur la figure II.6.



Fig.II.5 Brouilleurs civils

Par conséquent, le signal de chirp est modélisé comme :

$$j_{scwi}(t) = J \cos(2\pi F_{scie}t + \varnothing) \quad (II.2)$$

Où J est la puissance du signal d'interférence et \varnothing est la phase initiale. Une fois le signal échantillonné, F_{scie} peut être exprimée comme :

$$F_{scie} = f_0 + \frac{R_c}{2f_s} = f_0 + \frac{\Delta f}{2}n \quad (II.3)$$

Où f_0 désigne la fréquence initiale de l'interférence. R_c et f_s font références à la vitesse de balayage de l'interférence et de la fréquence d'échantillonnage.

Ces brouilleurs peuvent être classés en trois groupes en fonction de leurs caractéristiques spectrales, à savoir les signaux à ondes continues CWI, le signal modulé en fréquence chirp avec une ou plusieurs fonctions en dents de scie et le signal Chirp avec une fréquence de répétition.

La largeur de bande du signal varie de moins de 1 kHz à 44,9 MHz (pour CW), avec un temps de balayage dans l'intervalle [8,62 à 18,97] μ s. Les études par [6] ont également fourni une estimation des portées effectives des brouilleurs analysés, qui varient dans la plage [300 m à 6 km] pour la poursuite de signal et dans la plage [600 m à 8,5 km] pour l'acquisition [9,10].

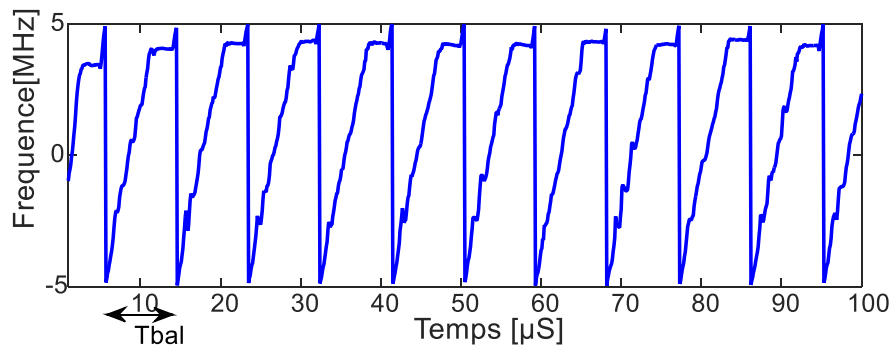


Fig.II.6 Présentation temps-fréquence d'un signal de type chirp

Un exemple de signal chirp généré par un brouilleur portable est illustré à la figure II.7. La figure montre une représentation temps-fréquence d'un signal émis par le brouilleur. On peut voir que le signal Chirp balaye environ 10 MHz pendant un intervalle de 10 μ s.

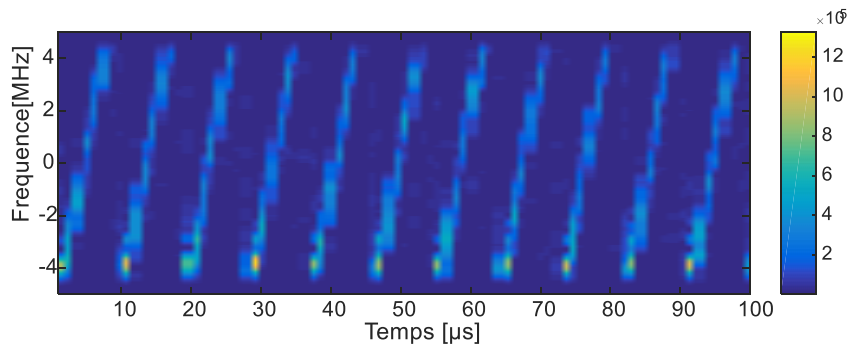


Fig.II.7 Spectrogramme d'un signal Chirp transmis par un brouilleur portable.

II.4 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 s'arrête de travailler. C'est souvent le cas des brouilleurs intentionnels, qui essaient de refuser l'utilisation du positionnement basé sur le GNSS dans une certaine zone ou région.

En présence d'interférences plus fortes, les composants de la chaîne radio (filtres et amplificateurs) peuvent être amenés à travailler en dehors de leur valeur nominale, générant des effets non linéaires ou des phénomènes de coupures (dont l'amplitude du signal dépasse la capacité du composant à les traiter). Dans tous les cas des harmoniques parasites sont générés et mélangés avec le signal utile. La figure II.8 illustre les effets des interférences sur les parties du récepteur. Cependant, dans certains cas, la présence est suffisamment grave pour diminuer considérablement les performances du récepteur, mais pas assez grave pour que le récepteur perde la visibilité des signaux satellites [1,11].

II.4.1 L'impact d'interférence sur La chaîne radio- fréquence

La chaîne radiofréquence est le premier étage du récepteur affecté par la présence d'une source interférente. Le filtre de la chaîne radio filtre le signal entrant dans la bande passante voulue, en la démodulant à la fréquence intermédiaire choisie avant d'effectuer la conversion analogique-numérique (ADC).

Il faut tenir compte de la présence du contrôle automatique du gain (AGC) entre la partie analogique de la chaîne et l'ADC. L'AGC ajuste la puissance du signal entrant pour optimiser la dynamique du signal pour l'ADC afin de minimiser les pertes de quantification,

tous les récepteurs modernes sont conçus comme des équipements multi bits, nécessitant ainsi la présence d'un AGC.

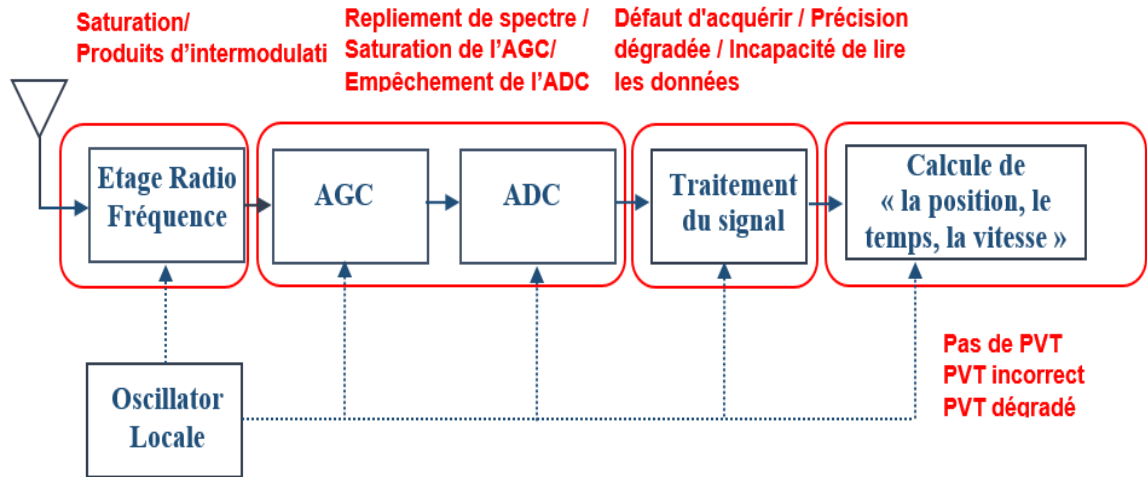


Fig.II.8 Les effets des interférences sur le traitement du récepteur [11]

Lorsque la bande GNSS est sans interférence, le gain d'AGC dépend presque exclusivement de bruit thermique, puisque la puissance du signal GNSS reçu est inférieure à celle de bruit thermique. Le rôle principal de l'AGC est d'ajuster la dynamique du signal aux variations de la puissance reçue dues à l'élévation du satellite et/ou différentes valeurs de gain d'antenne active [1]. Les statistiques pour les échantillons à la sortie de l'ADC dans le cas d'une interférence absente, indiquée à la figure II.9 (a), sont essentiellement une distribution normale comme montré à la figure II.9 (b). Lorsque des interférences dans la bande sont présentes, l'AGC pressera le signal entrant afin de répondre à la dynamique maximale de l'ADC, entraînant ainsi une réduction de l'amplitude du signal utile, qui peut être perdue.

De plus, en présence d'interférence NBI ou CWI, les statistiques du signal numérique à la sortie de l'ADC sont également affectées. Cela peut être vu dans la figure II.19(d), où les niveaux de quantification des limites deviennent plus probables que les autres [11].

II.4.2 L'impact sur la phase d'acquisition

Si l'interférence ne conduit pas l'AGC/ADC à une pleine saturation, le module d'acquisition est toujours en mesure d'accomplir sa tâche, en traitant le signal interféré pour estimer le retard de code et le décalage Doppler par rapport au code local régénéré.

Dans le processus d'acquisition, si la valeur maximale de corrélation dépasse un seuil déterminé, le satellite est acquis (visible) avec la fréquence Doppler et le retard de code correspondants.

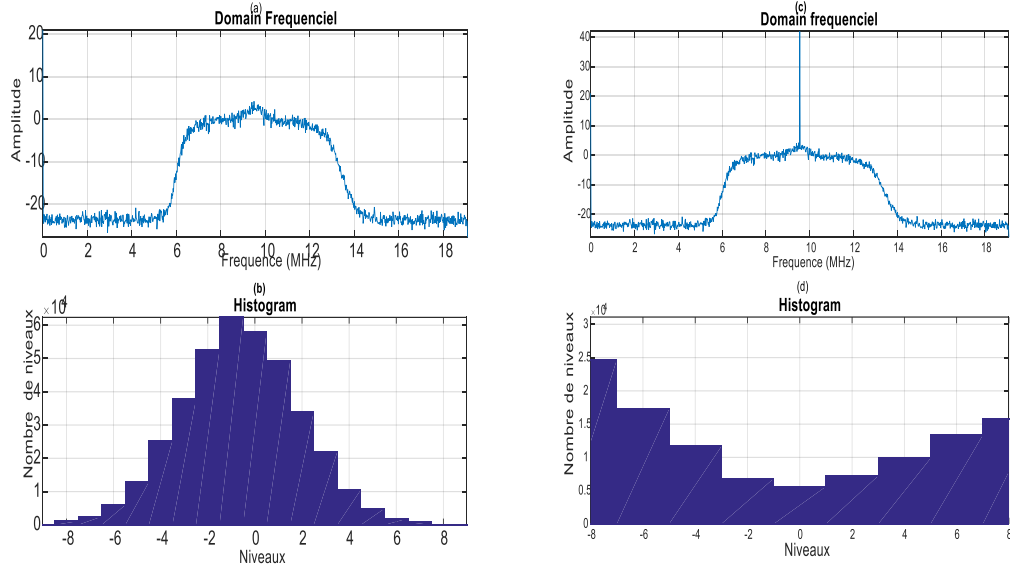


Fig.II.9 PSD de signal GPS L1 C/A en l'absence d'interférence (a), Histogrammes des échantillons à la sortie de l'ADC en l'absence d'interférence (b), PSD dans le cas de présence d'interférence (c), la sortie de l'ADC dans le cas de présence d'interférence (d).

Pour cela on utilise la variable de décision « Z » qui est le rapport entre le pic de corrélation le plus élevé (Z_1) et le deuxième pic le plus élevé (Z_2).

$$Z = \frac{Z_1}{Z_2}$$

Lorsque $Z \geq THR$, une détection est déclarée. Il s'agit d'un processus de détection binaire dans lequel il y a deux hypothèses. H_0 signifie que le signal souhaité est absent (détection erronée) et H_1 est lorsque le signal souhaité est présent (détection correcte) [2 ,4].

La figure 2.10 montre l'espace de recherche d'acquisition pour différents niveaux de la puissance d'interférence CWI . Ceci est en ajoutant une interférence d'onde continue à bande étroite, et en augmentant le rapport interférence sur signal (ISR) de 0 dB à 50 dB jusqu'à ce que nous ne puissions pas acquérir les signaux GNSS. L' ISR est calculé comme suit :

$$ISR = 10 \log \frac{I}{S} \quad (\text{II.4})$$

Où I est la puissance de l'interférence et S est la puissance de signal GNSS.

Les espaces de recherche représentés sur la figure II.10 pour les quatre scénarios sont obtenus en utilisant 1 ms de temps d'intégration cohérente et quatre accumulations non cohérentes. La valeur de rapport entre le premier pic et le deuxième pic de Z diminue au fur et à mesure que la puissance de l'interférence augmente, augmentant ainsi la probabilité d'une fausse alarme [4,12]. Par conséquent les PRN1, PRN4, PRN7, PRN11, PRN16, PRN19, PRN22 et PRN25 sont respectivement les satellites détectés. On peut voir sur la figure II.11 que, fur est à mesure que l'SIR augmente, le nombre de satellites acquis diminue considérablement. Lorsque l'SIR est de 28 dB, la figure II.11 (c), seuls certains satellites peuvent être acquis. Lorsque l'SIR atteint 32 dB, un satellite peut être acquis normalement figure II.11(d).

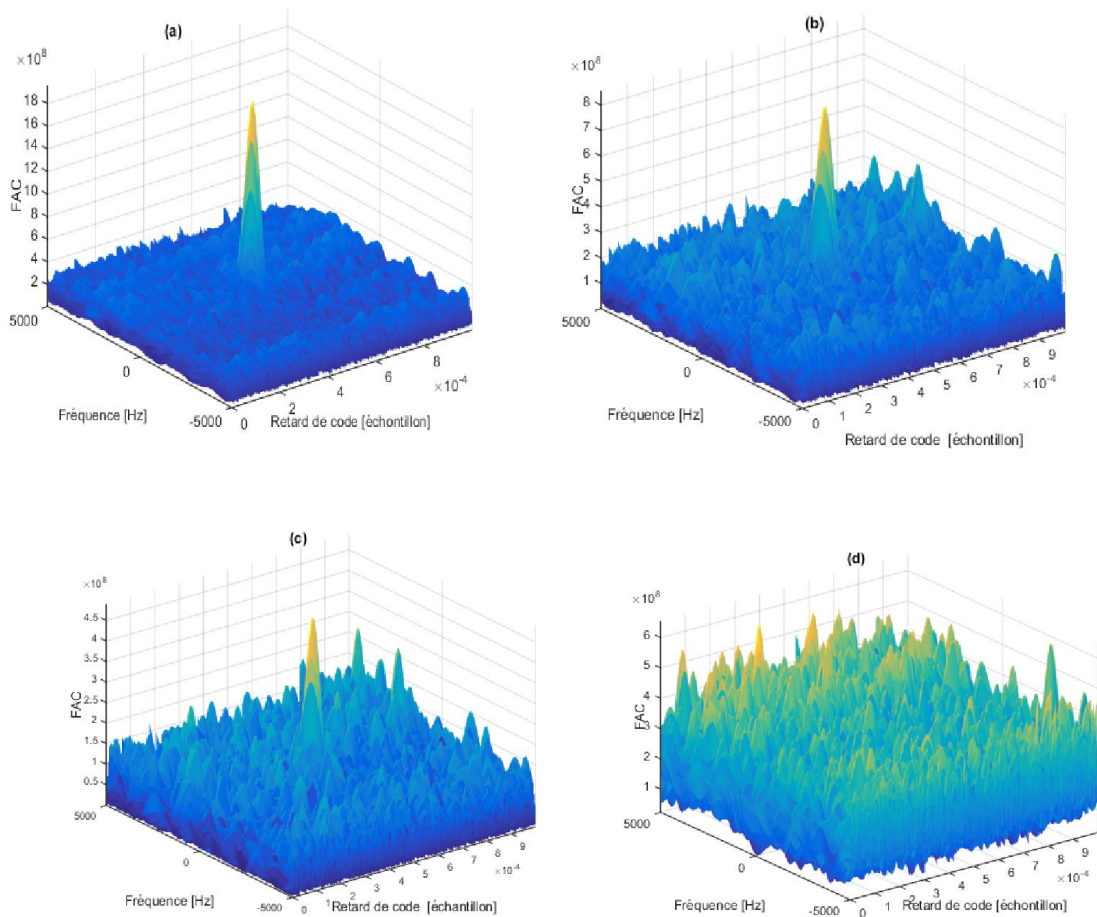


Fig.II.10 Amplitude de corrélation d'acquisition pour GPS L1 C/A, absence d'interférence CWI (a), Interférence CWI avec ISR=20dB(b), Interférence CWI avec ISR=35dB (c), interférence CWI avec ISR=50dB(d).

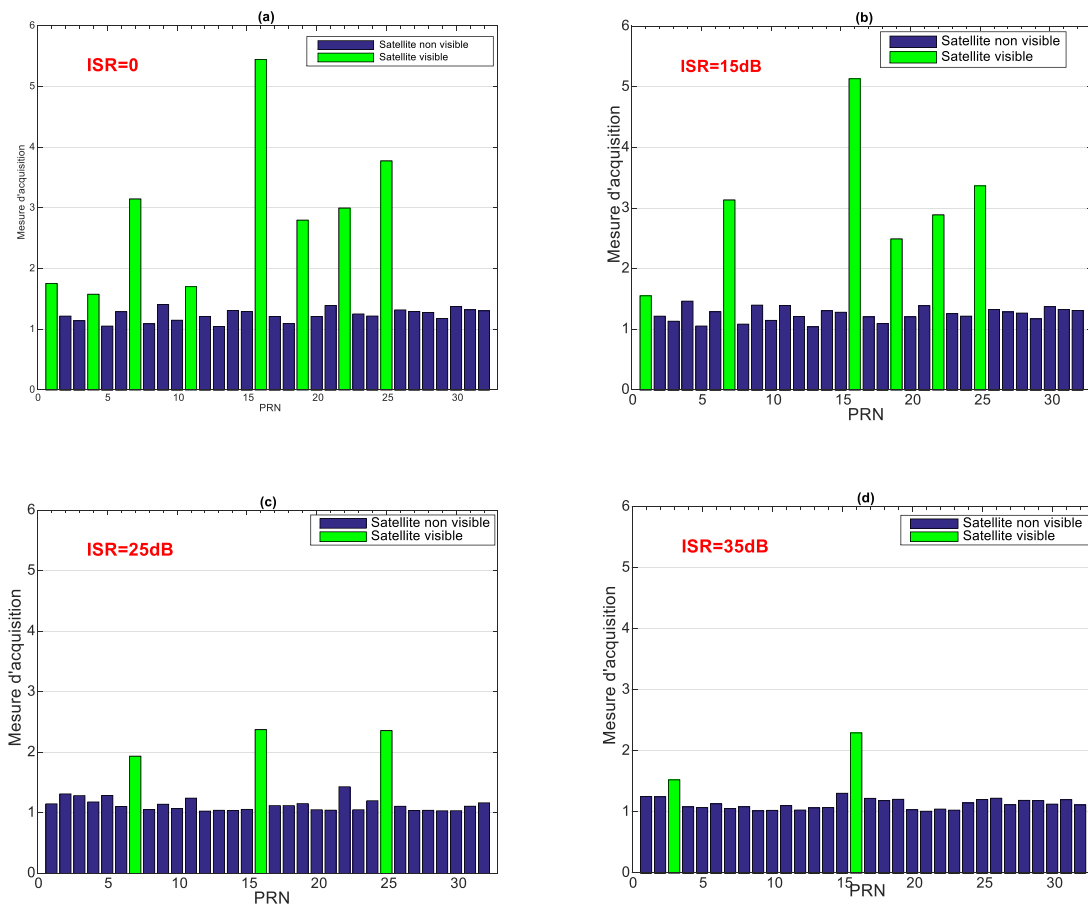


Fig.II.11 La visibilité des satellites en fonction de différents ISR

II.4.3 Impact sur la phase de poursuite

La présence de signaux parasites nuisibles entraîne une augmentation de la variance de l'estimation de l'heure d'arrivée (TOA) fournie par le discriminateur, ainsi, la variance du signal à la sortie du corrélateur de DLL affecte directement la qualité des mesures de la pseudo-distance [1].

II.4.4 Impacte sur le rapport Signal sur bruit Estimé

Les interférences affectent le rapport signal sur bruit estimé (ou son équivalent C/N_0 en décibels par hertz (dB-Hz), comme le montre la figure II.12, où la tendance du C/N_0 est indiquée pour différents niveaux de puissance de d'interférence NBI.

La valeur C/N_0 fournie par les récepteurs GNSS est estimée sur la base des sorties du corrélateur de la phase de poursuite. L'estimation est affectée par la présence du bruit

supplémentaire (non thermique) généré par l'interférence, la variation de C/N_0 peut également être utilisée comme observable pour la présence des interférences (ou d'autres menaces) [1,13].

On peut donc exprimer la valeur de C/N_0 à partir de la composante I_v qui le signal résultant à partir de boucle de poursuite [13] :

$$C/N_0 = \frac{1}{T_{int}} \frac{(E(I_v))^2}{V(I_v)} \quad (II.5)$$

Où T_{int} est la durée d'intégration cohérente, $T_{int} = T_b = 1ms$ pour le code C/A, $E(.)$ et $V(.)$ sont respectivement les opérateurs espérance et variance.

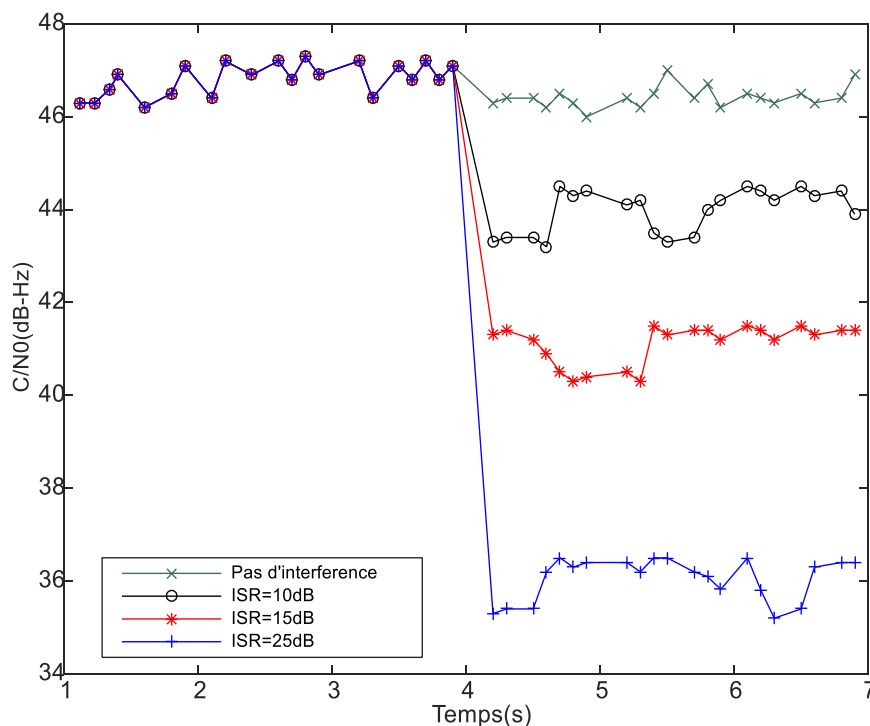


Fig.II.12 L'estimation de rapport porteuse sur bruit CNR pour une interférence NBI [1]

Conclusion

Ce chapitre a présenté une introduction au problème des RFI et du brouillage dans les récepteurs GNSS, ou les sources majeures de RFI ont été citées. Les RFI unintentionnelles peuvent provenir de nombreuses sources différentes, mais généralement ce sont des

harmoniques d'émission hors bandes .Les générateurs RFI intentionnels sont généralement appelés brouilleurs ou PPD, et ce sont généralement des formes d'onde modulées en fréquence « Chirps ». En conclusion, dans les deux cas, les performances des récepteurs sont dégradées, comme l'a montré la deuxième partie du chapitre, les RFI peuvent affecter toutes les étapes de la chaîne de traitement d'un récepteur, conduisant ainsi à une détérioration des informations de positionnement.

Bibliographie

- [1] F. Dovis, *GNSS Interference Threats and Countermeasures*. Artech House, 2015.
- [2] E. Kaplan et C. Hegarty. *Understanding GPS/GNSS Principles and Applications*. Artech House, 2017.
- [3] R. Landry et A. Renard, "Analysis of Potential Interference Sources and Assessment of Present Solutions for GPS/GNSS Receivers," dans *4th Saint-Petersburg on INS*, 1997.
- [4] S. Ayaz. *Weak and degraded signal acquisition Techniques in GNSS software receiver*. These doctorat, Universität der Bundeswehr, 2013.
- [5] B. Motella, M. Pini, et F. Dovis, "Investigation on the Effect of Strong Out-of-Band Signals on Global Navigation Satellite Systems Receivers," *GPS Solutions*, Vol. 12, No.02, pp. 77–86, 2008.
- [6] G. X. Gao , L. Heng , A. Hornbostel , H. Denks, M. Meurer, T. Walter ,et P. Enge, "DME/TACAN interference mitigation for GNSS : algorithms and flight test results," *GPS Solutions*, Vol.17, pp. 561–573, 2013.
- [7] L. Musumeci, J. Samson, et F. Dovis, "Performance assessment of pulse blanking mitigation in presence of multiple Distance Measuring Equipment/Tactical Air Navigation interference on Global Navigation Satellite Systems signals," *IET Radar Sonar Navigation*, vol.8, No.6, pp. 647–657, 2014.
- [8] Y.T. Morton, et al. "A Software Approach to Access Ultra-Wide Band Interference on GPS Receivers," dans *Proceedings of Position Location and Navigation Symposium*, pp. 26–29, 2004.
- [9] R. Mitch, et al, "Know Your Enemy: Signal Characteristics of Civil GPS Jammers," *GPS World*, Vol. 24, No. 1, pp. 64–71, 2012.
- [10] T. Kraus, R. Bauernfeind, et B. Eissfeller, "Survey of In-Car Jammers Analysis and Modeling of the RF Signals and IF Samples (Suitable for Active Signal

Cancelation),” dans *Proceedings 24th Int. Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2011)*, pp. 430–435, Portland, 2011.

- [11] J. W. Betz, *Engineering Satellite-based navigation and Timing Global Navigation Satellite Systems, Signals, and Receivers*. John Wiley & Sons, 2016.
- [12] D. Borio, “GNSS Acquisition in the Presence of Continuous Wave Interference,” *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems* Vol. 46, No. 1, pp. 47-60, 2010.
- [13] J. Angelo. “What is the difference between SNR and C/N0,” *Inside GNSS*, pp.20–25, 2010.

Chapitre III

Réduction des interférences par la méthode basée sur l'EMD

Introduction

Nous avons discuté au chapitre deux les types d'interférences à bandes étroites existantes.

Dans ce chapitre nous proposons une technique de seuillage dans un domaine transformé appelé la Décomposition Modale Empirique (EMD) pour la réduction des interférences à bande étroite dans les récepteurs du système mondial de navigation par satellites (GNSS).

Nous allons commencer par un contexte théorique mathématique sur les différentes technique de traitement du signal utilisent dans l'approche. Donc on introduire le principe de la décomposition en modes empiriques EMD. Par la suite le principe de la transformée en ondelettes et le seuillage universel de Donoho dans le domaine temps-échelle. Enfin nous présenterons les différentes étapes de l'approche proposée.

III.1 La décomposition en modes empiriques « EMD »

La décomposition en modes empiriques appelée EMD (empirical mode decomposition) a été introduite en 1998 par Huang et al. Pour décomposer de manière adaptative les signaux non linéaires et non stationnaires dans le but de proposer une méthode simple d'emploi. Contrairement à la transformée de Fourier classique et la transformée en ondelettes qui utilisent des fonctions de base déterminés a priori, la méthode EMD construit directement les fonctions de base à partir du signal lui-même. Pour chaque signal étudié une nouvelle base de fonctions est construite. Son principe est de décomposer un signal en une collection de fonctions oscillantes ou modes appelés en anglais IMFs (intrinsic mode functions) par un processus de tamisage. Elle a été appliquée immédiatement dans divers domaines du traitement du signal tels que le génie biomédical le diagnostic de pannes mécaniques et les applications géophysiques et le traitement d'image. Le principal inconvénient de la méthode EMD est le problème de mélange de modes, où des oscillations de fréquences différentes peuvent apparaître dans un seul IMF.

L'EMD est définie par un processus appelé tamisage (sifting) permettant de décomposer le signal en contribution de base appelée modes empirique ou IMF (Intrinsic mode function). La décomposition est locale, itérative, séquentielle (fine to coarse approach) et entièrement

pilotée par les données (data driven approach). L'EMD considère les signaux à l'échelle de leurs oscillations locales, sans que celles-ci soient nécessairement harmoniques au sens de Fourier. L'extraction des IMF est non linéaire, mais leur recombinaison pour la reconstruction exacte du signal est linéaire [1].

III.1.1 Principe de la décomposition EMD

Comme discuté par Huang et al. (1996, 1998,1999), la méthode de décomposition de mode empirique est nécessaire pour traiter les données de processus non stationnaires et non linéaires. Contrairement à presque toutes les méthodes précédentes, cette nouvelle méthode est intuitive, directe et adaptative, avec une base définie à posteriori, à partir de la méthode de décomposition, basée sur et dérivée des données.

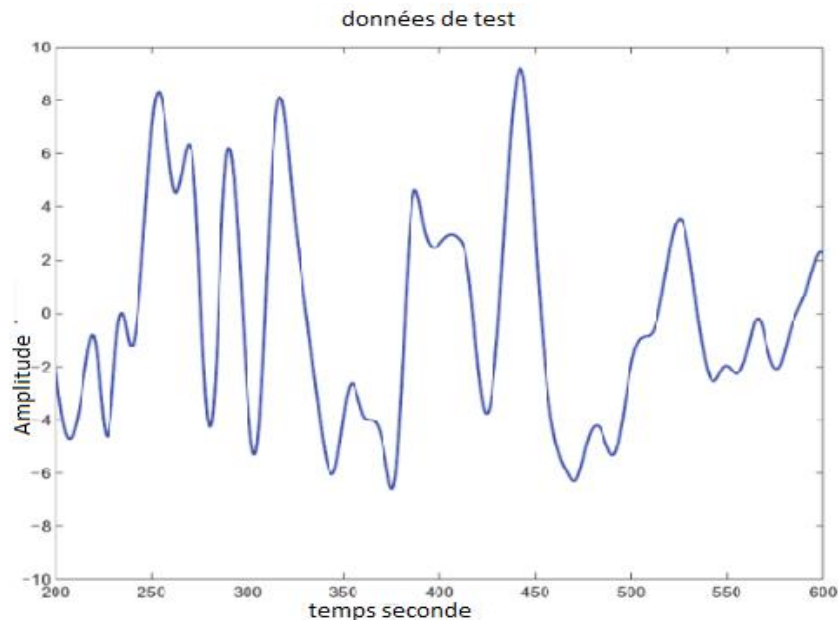


Fig.III.1 Les données de test

Sur la simple hypothèse que toute donnée consiste en différents modes intrinsèques simples d'oscillations. Chaque mode intrinsèque, linéaire ou non linéaire, représente une oscillation simple, qui aura le même nombre d'extrema et de passages par zéro. De plus, l'oscillation sera également symétrique par rapport à la "moyenne locale". À tout moment, les données peuvent avoir de nombreux modes d'oscillation coexistants, l'un se superposant aux autres. Le résultat est les données compliquées finales. Chacun de ces modes oscillatoires est représenté par une fonction de mode intrinsèque (FMI) avec la définition suivante

- 1) dans l'ensemble de données, le nombre d'extrêmes et le nombre de passages à zéro doivent être égaux ou différer au plus d'un, et

- 2) en tout point, la valeur moyenne de l'enveloppe définie par les maxima locaux et de l'enveloppe définie par les minima locaux est nulle.

Un IMF représente un mode oscillatoire simple en contrepartie de la fonction harmonique simple, mais il est beaucoup plus général : au lieu d'amplitude et de fréquence constantes, comme dans une composante harmonique simple, l'IMF peut avoir une amplitude et une fréquence variables en fonction du temps. Avec la définition ci-dessus pour l'IMF, on peut alors décomposer n'importe quelle fonction comme suit : prendre les données de test telles qu'elles sont données dans la figure III.1 ; identifiez tous les extrema locaux, puis reliez tous les maxima locaux par une ligne spline cubique comme indiqué dans l'enveloppe supérieure. Répétez la procédure pour les minima locaux afin de produire l'enveloppe inférieure. Les enveloppes supérieure et inférieure doivent couvrir toutes les données entre alors, comme illustré à la figure III 1.2 : Leur moyenne est désignée par m_1 , également illustrée à la figure III.2, et la différence entre les données m_1 est la première composante h_1 illustrée à la figure III.3

$$h_1 = x(t) + m_1 \quad (\text{III.1})$$

Idéalement, devrait satisfaire à la définition d'un IMF, car la construction de h_1 décrite ci-dessus devrait l'avoir rendu symétrique et avoir tous les maxima positifs et tous les minima négatifs. Cependant, même si le montage est parfait, une légère bosse sur une pente peut être amplifiée pour devenir un extremum local en changeant le zéro local d'un système de coordonnées rectangulaire à un système de coordonnées curvilignes. Après le premier tour de tamisage, la bosse peut devenir un maximum local. Les nouveaux extrema générés de cette manière révèlent en fait les modes appropriés perdus dans l'examen initial. En fait, avec des criblages répétés, le processus de criblage peut récupérer des signaux représentant des ondes chevauchantes de faible amplitude.

Le processus de tamisage a deux objectifs : éliminer les ondes et rendre les profils des ondes plus symétriques. Alors que le premier objectif doit être atteint pour que la transformée de Hilbert donne une fréquence instantanée significative, le second objectif doit également être atteint dans le cas où les amplitudes d'ondes voisines présentent une grande disparité. À ces fins, le processus de tamisage doit être répété plusieurs fois pour réduire le signal extrait par apport à une IMF. Dans les processus de tamisage ultérieurs, h_l ne peut être traité que comme un proto-IMF. Dans l'étape suivante, il est traité comme une donnée ; ensuite,

$$h_{l1} = h_l - m_{l1} \quad (\text{III.2})$$

Après un tamisage répété de cette manière, illustré sur les figures III 1.4a, b, jusqu'à k fois, h_{1k} devient un IMF ; qui est :

$$h_{1k} = h_{1(k-1)} - m_{1k} \tag{III.3}$$

Alors, il est désigné comme

$$c_k = h_{1k} \tag{III.4}$$

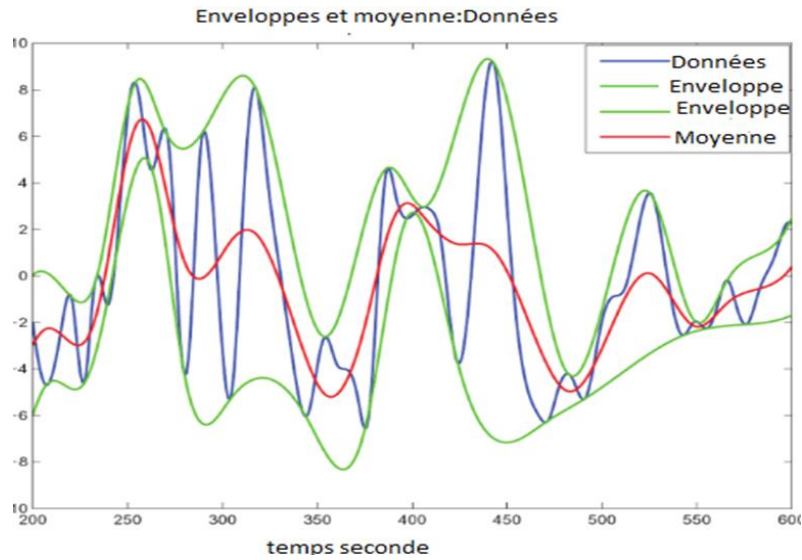


Fig.III.2 Les données (en bleu) des enveloppes supérieure et inférieure (en vert) définies par les maxima et minima locaux, respectivement, et la valeur moyenne des enveloppes supérieure et inférieure donnée en rouge

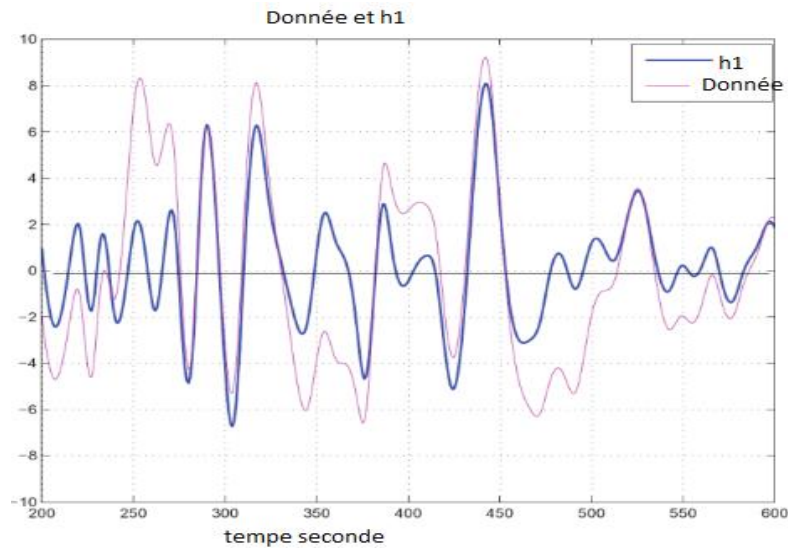
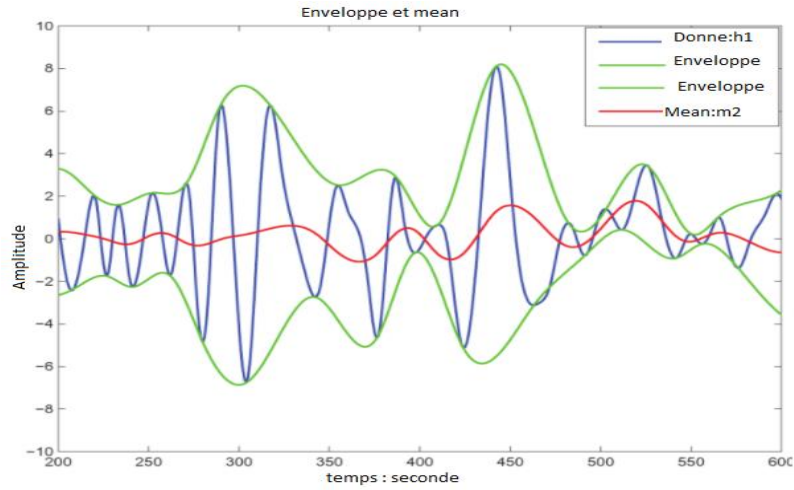
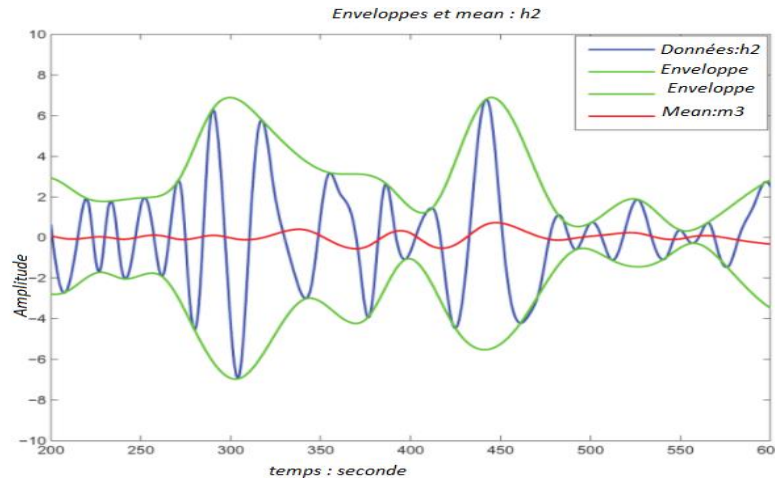


Fig.III.3 les données (rouge) et h_1 (bleu)



(a)



(b)

Fig.III.4 (a) étapes de tamisage répétées en haut avec h_1 et m_2 . (b) étapes de tamisage répétées avec h_2 et m_3 .

la première composante IMF à partir des données est présentée dans la figure III.5. Ici, une décision critique doit être prise : le critère d'arrêt. Historiquement, deux critères différents ont été utilisés : le premier a été utilisé dans Huang et al. (1998). Ce critère d'arrêt est déterminé en utilisant un test de convergence de type Cauchy. Plus précisément, le test nécessite la différence quadratique normalisée entre deux opérations de tamisage successives définies comme

$$SD_k = \frac{\sum_{t=0}^T |h_{h-1}(t) - h_k(t)|}{\sum_{t=0}^T h_{k-1}^2(t)} \tag{III.5}$$

Être petit. Si cette différence au carré SD_K est inférieure à une valeur prédéterminée, le processus de tamisage sera arrêté. Cette définition semble rigoureuse, mais elle est très difficile à mettre en œuvre dans la pratique. Deux questions cruciales doivent être résolues : premièrement,

La question de savoir à quel point est petit est assez petit a besoin d'une réponse. Deuxièmement, ce critère ne dépend pas de la définition des IMF. La différence au carré peut être faible, mais rien ne garantit que la fonction ait le même nombre de passages par zéro et d'extrema, par exemple. Ces lacunes ont incité Huang pour proposer un deuxième critère basé sur l'accord du nombre de passages à zéro et d'extrema. Plus précisément, un numéro S est présélectionné. Le processus de tamisage ne s'arrêtera qu'après S fois consécutives, lorsque les nombres de passages par zéro et d'extrema restent les mêmes et sont égaux ou différent au plus d'un. Ce deuxième choix a sa propre difficulté : comment sélectionner le nombre S. Évidemment, toute sélection est ad hoc, et une justification rigoureuse est nécessaire.

Donc on peut décomposer des données en n-modes empirique (IMFs) et un résidu r_n

$$x(t) = \sum_{j=1}^n c_j + r_n \quad (\text{III.6})$$

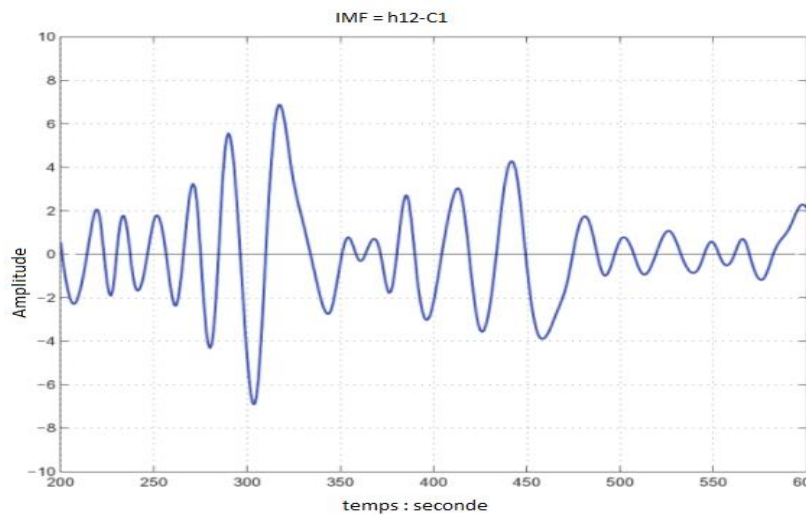


Fig.III.5 La première composante de l'IMF c_1 après 12 étapes.

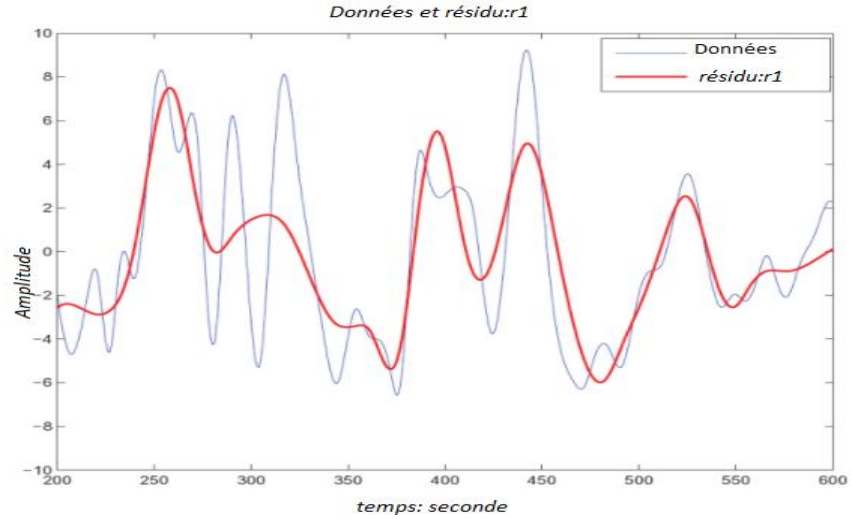


Fig.III.6 Les données d'origine (bleu) et le résidu r_1

III.1.2 Transformée en ondelette discrète

toute série $f(t)$ peut être construite comme une séquence de projections sur des ondelettes père (la fonction échelle $\varphi(t)$) et mère (la fonction ondelette $\psi(t)$) « analyse multi-résolution » [2,4].

$$f(t) = \sum_k s_J(k) \varphi_{J,k}(t) + \sum_{j=J_0}^J \sum_k d_{j,k}(k) \psi_{j,k}(t)$$

$$f(t) = \sum_k s_{J,k} \varphi_{J,k}(t) + \sum_k d_{J,k} \psi_{J,k}(t) + \sum_k d_{J-1,k} \psi_{J-1,k}(t) + \dots + \sum_k d_{1,k} \psi_{1,k}(t) \quad (III.7)$$

Ou $\varphi_{j,k}(t) = 2^{-\frac{j}{2}} \varphi(\frac{t-2^j k}{2^j})$, $\psi_{j,k}(t) = 2^{-\frac{j}{2}} \psi(\frac{t-2^j k}{2^j})$

$s_{J,k}, d_{J,k}, \dots, d_{1,k}$ sont les coefficients de la transformé, $s_{J,k}$ sont les coefficients de l'onde père (approximation), $d_{j,k}$ sont les coefficients de de ondelette mère (détails), ils sont calculées par les formules :

$$s_{J,k}(k) = \langle f(t), \varphi_{J,k}(x) \rangle = \int f(t) \varphi_{J,k}(t) dt, \quad d_j(k) = \langle f(t), \psi_{j,k}(t) \rangle = \int f(t) \psi_{j,k}(t) dt, \quad j = 1, 2, \dots, J$$

Pour connaitre les formes de $\varphi(t)$ $\psi(t)$ * les équations de dilatation sont utilisés, elles sont écrites comme :

$$\varphi(t) = \sum_k h(k) \sqrt{2} \varphi(2t-k) \quad h(k) \text{ est le filtre d'échelle (Passe-bas) associé à } \varphi(t)$$

$$\psi(t) = \sum_k g(k) \sqrt{2} \varphi(2t - k) \quad g(k) \text{ est le filtre d'ondelette (Passe-haut) associé à } \varphi(t)$$

$$g(k) = (-1)^k h(1-k) \quad (\text{III.8})$$

L'inconvénient de la projection directe est la complexité temporelle (nombre important d'opérations). Si pour cela que l'algorithme de Mallat [4] est apparu et celui-ci ne nécessite pas la connaissance de la forme ou la formule analytique de l'ondelette mère et ondelette père. On utilise uniquement $h(k)$ pour sortir les quatre filtres utilisés dans l'algorithme de Mallat, deux filtres « passe-bas et passe-haut » pour la décomposition et également deux filtres pour la reconstruction « passe-bas et passe-haut ».

Cet algorithme connu souvent sous le terme d'appellation (*DWT*) et moins (*FWT*) qui décrit la réalité de cette algorithme [4]. La figure III.16 montre une décomposition FWT à deux niveaux d'un signal échantillonné (pyramidale).

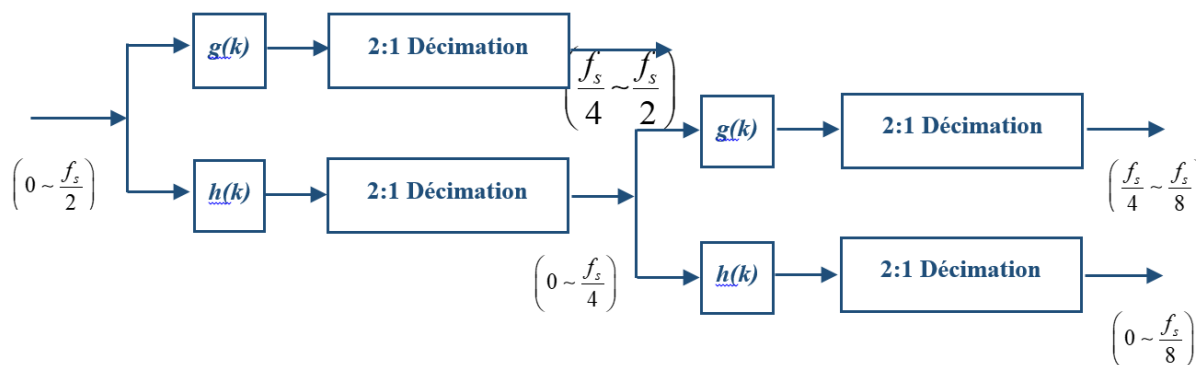


Fig.III.7 Décomposition pyramidale « deux niveaux »

III.1.3 Le seuillage universel

La transformée en ondelettes discrète DWT fournit un moyen efficace d'estimer les signaux en présence de bruit. Le débruitage du signal basé sur la DWT est constitué de trois étapes qui sont [5,6]:

- La décomposition du signal par l'intermédiaire de la DWT ;
- Le seuillage des coefficients d'ondelettes pouvant contenir principalement le bruit afin de réduire le bruit du signal utile ;

- Enfin, la phase de reconstruction et la restauration du signal utile qui est obtenu par l'application de la DWT inverse.

Donoho et Johnstone ont introduit une approche non linéaire innovante pour le seuillage dans le domaine des ondelettes. Dans leur technique, le seuillage peut être appliqué en mettant en œuvre des stratégies de seuillage soft ou hard [5]. La valeur du seuil λ_{univ} des fonctions de débruitage est basée sur l'estimation du bruit supposé existant dans les données. Ainsi, le seuil universel proposé par Donoho est exprimé comme suit :

$$\lambda_{univ} = \sigma \sqrt{2 \log N} \quad (\text{III.9})$$

Où : N est la longueur de signal et σ est l'écart type du bruit.

Il est à noter que le niveau de bruit a été estimé par l'estimateur impliquant le calcul de la médiane des valeurs absolues des coefficients d'ondelettes de détail du premier niveau [2, 5] exprimée dans l'équation (4)

$$\sigma = \frac{\text{Median}(|cD_j|)}{0.6745} \quad (\text{III.10})$$

Par conséquent, le seuillage dur 'hard' est réalisée selon Eq.(5):

$$\text{le seuillage-dur} \begin{cases} y = x \text{ if } |x| > \lambda \\ y = 0 \text{ if } |x| < \lambda \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Cependant, le seuillage doux 'soft' est assuré selon Eq. (6):

$$\text{le seuillage-doux} \quad \{ y = \text{sign}(x)(|x| - \lambda) \} \quad (\text{III.12})$$

Où : x est le signal d'entrée et y est le signal après le seuillage.

III.2 Description de la technique de seuillage proposé

La approche proposée fournit une nouvelle méthode de détection et de réduction des interférences GNSS par l'application de la analyse spectrale pour la détection de la présence des interférences dans le signal reçu, en suite une application de la Décomposition Modale Empirique (EMD) et le seuillage universel « Donoho » dans le domaine des ondelettes pour caractérisation et la suppression des interférences. En conséquence, l'unité d'atténuation des interférences est incorporée dans la partie de pré-désétalement du récepteur GNSS.

La figure III.8 montre les différents blocs constitutifs de la méthode suggérée.

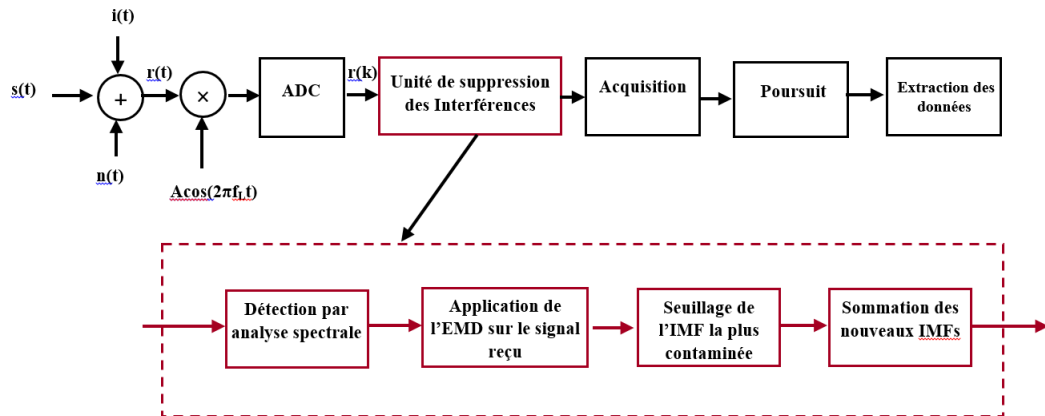


Fig.III.8 Schéma de l'unité de réduction des interférences GNSS proposée

Comme illustré, tout d'abord, le signal entrant $r(n)$ est transformé en domaine FFT pour faire une analyse spectrale en comparant la densité spectrale de puissance « *PSD* » estimée du signal reçu avec un seuil spectral qui représente le niveau de bruit thermique. Si le signal reçu déplace le seuil déterminé « cas de signal sans interférence » la phase de caractérisation et de suppression sera déclenché. Par conséquent, une application de la Décomposition Modale Empirique (EMD) sur le signal reçu pour caractériser l'interférence dans les IMFs, pour ce la une comparaison entre l'énergie de signal reçu et ces IMFs montre l'IMF qui contient l'interférence « L'IMF qui compte l'interférence (contaminé) a une énergie plus importantes que les autres IMFs ». Avant de supprimer l'IMF contaminé une opération de récupération ou de raffinement de signal utile à partir de cette IMF « qui contient une partie du signal utile avec l'interférence » par l'application de seuillage universel « Donoho » dans le domaine des ondelettes sur l'IMF contaminé pour préserver l'information existante dans cette IMF.

Par la suite une annulation d'interférence est faite par une simple soustraction « $IMF_{nouveau} = IMF - IMF_{débruité}$ » au niveau de l'IMF contaminé. Enfin, l'application d'une sommation sur les IMFs récupérées, de manière appropriée, le signal reçu à une interférence réduite. Pour plus d'illustration de l'approche présentée, un organigramme résumé est présenté à la figure III.9.

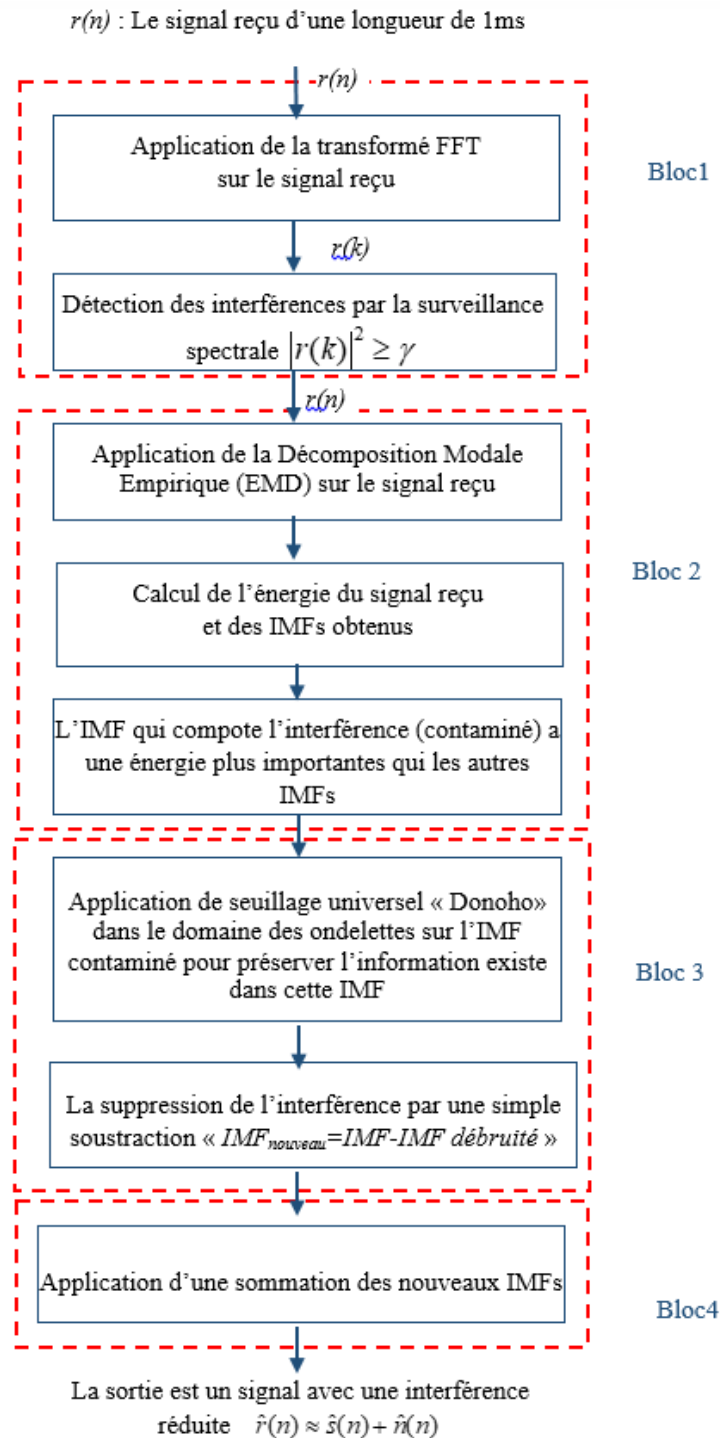


Fig.III.9 L'organigramme de la méthode de réduction des interférences proposé

III.2.1 Détection des interférences par la surveillance spectrale

A l'entrée du récepteur GNSS, le niveau du bruit thermique est supérieur d'environ 20 dB au niveau de puissance du signal utile. Le signal d'interférence affectant l'antenne avec un niveau de puissance dépassant le niveau de bruit, devrait être détectable par une analyse spectrale en comparant la densité spectrale de puissance « PSD » estimée du signal reçu avec

un seuil spectral qui représente de manière appropriée les conditions nominales sans interférence [3,7].

La surveillance spectrale est couramment associée à la technique de suppression des interférences dans le domaine fréquentiel.

Les techniques PSD sont basées sur la transformée de Fourier. Les statistiques des tests peuvent être définies comme :

$$\Gamma(k_{\max}) = |X(k_{\max})|^2 \quad (\text{III.13})$$

Où $X(k)$ est égale au $k^{\text{ème}}$ élément fréquentiel qui est défini par l'équation :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \exp(-j \frac{2\pi kn}{N}) \quad (\text{III.14})$$

$|X(k)|^2$ Prends sa valeur maximale à k_{\max} . Puis, cette valeur est comparée à un seuil γ .

La détection se produit lorsque $|X(k)|^2 \geq \gamma$ [8,9].

Conclusion

Dans ce chapitre, la méthode basée sur la décomposition en mode empirique EMD et le seuillage dans le domaine de l'ondelette pour l'atténuation des interférences NBI a été présentée. Cette méthode est une technique de pré-corrélation pour suppression des interférences, elle est basée sur le traitement numérique (DSP) des échantillons bruts à la sortie du convertisseur analogique numérique (ADC) dans un domaine transformé « temps fréquence ». Le processus de caractérisation et de réduction de l'interférence dans le signal d'entrée est déclenché par un bloc de détection qui utilise une analyse spectrale pour détecter la présence de la contamination dans le signal GNSS.

Bibliographie

- [1] N. E.Huang, S.S. P. Shen, Hilbert–Huang Transform and Its Applications. World Scientific Publishing, 2014.
- [2] W.Renbiao, W. D. L. Wenyi, L. Wang, J. Qiongqiong, *Adaptive Interference Mitigation in GNSS*. Springer Nature Singapore, 2015.
- [3] Z.A Khezzar, Traitement des signaux GNSS, thèse de doctorat, Université de Batna, 2021.

- [4] S.G.Mallat, "A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation," vol. 11, pp. 674-693, 1989
- [5] D. Donoho et I.M. Johnstone, "Threshold selection for wavelet shrinkage of noisy data," dans *Annual Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biological Society* (1), pp. 24-25, 1994.
- [6] D.L. Donoho, "De-noising by soft-thresholding," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.41 no. 3, pp. 613-627, 1995.
- [7] Atapattu, S., C. Tellambura, and H. Jiang (2014) "Conventional Energy Detector," [Chapter 2] in *Energy Detection for Spectrum Sensing in Cognitive Radio*, SpringerBriefs in Computer Science, New York, NY, USA.
- [8] Ahmed, F. M., K. A. Elbarbary, and A. R. H. Elbardawiny (2006) "Detection of sinusoidal signals in frequency domain." In *IEEE CIE'06. International Conference on Radar*, Cairo, Egypt, pp. 1-5.
- [9] Gardner, W. A (1988) *Statistical Spectral Analysis a Nonprobabilistic Theory*, Prentice Hall, New Jersey, USA.

CHAPITRE IV

SIMULATION ET RESULTATS

Introduction

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

IV.1 Le simulateur source-ouverte du signal Galileo E5 'GE5-TUT'

Dans le cas des systèmes GNSS, les simulateurs sont un élément indispensable, car les situations accidentelles peuvent être difficilement corrigées. Ainsi, les faibles coûts de développement, la souplesse et la grande capacité à contrôler de nombreux scénarios et à traiter une énorme quantité de données font des simulateurs, un outil essentiel.

Les performances des techniques d'atténuation des interférences ont été obtenues à l'aide d'un simulateur 'GE5-TUT' open-source dans le MATLAB. Ce simulateur du système Galileo est dédié à la bande E5. Le simulateur permet la simulation de la transmission de données, qui est composée de trois blocs essentiels qui sont : émetteur, le canal de propagation et le bloc du récepteur. Par conséquent, l'algorithme d'atténuation est simulé en tant qu'un bloc défini et intégré dans le simulateur [1].

Les caractéristiques des signaux Galileo sont mentionnées précédemment dans le chapitre I. Le signal E5 de Galileo est constitué de deux bandes, la première est centrée sur 1176.45 MHz et la deuxième est centrée sur 1207.140 MHz. Le signal E5 de Galileo est modulé avec la technique AltBOC (15,10) avec un débit des chips égale à 10.23 Mbps.

La Figure VI.1 illustre le spectre de la bande E5. Par conséquent, le signal Galileo E5a-I a été choisi dans scénario de simulation.

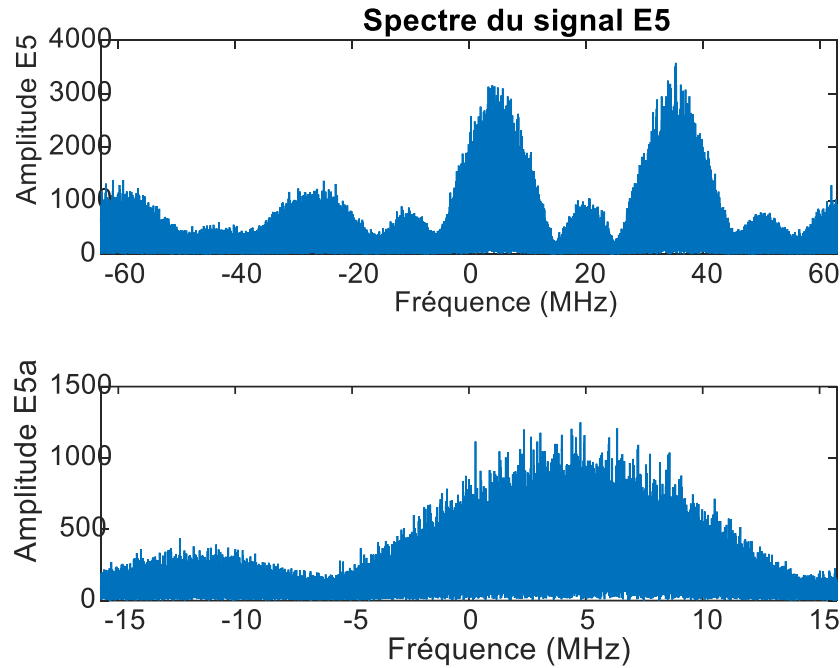


Fig.VI.1 Le spectre de la bande E5

Comme il est indiqué précédemment le signal GNSS est dominé par le bruit thermique du récepteur le nouveau signal est présentée sur la Figure VI.2. Les détails concernant les paramètres du signal sont recensés dans le tableau VI.1

Tab.VI.1. Les paramètres de signal E5aI.

Paramètres	Valeur
Le signal désiré	Galileo E5a-I
La fréquence d'échantillonnage f_s	31.500 MHz
La fréquence Intermédiaire f_{IF}	4.655 MHz
L'intégration cohérente	1ms
CNR	49 dB-Hz

Les tests de simulations sont composés du signal Galileo E5aI et du signal d'interférence à bande étroite ajouté. Le rapport de l'interférence sur signal ISR du l'interférence pulsé « DME » est varié entre 10 et 60 dB. Il est a noté que le rapport est décrit par :

$$ISR = 10 \log \frac{I}{S} \quad (III.1)$$

Où I est la puissance de l'interférence et S est la puissance du signal légitime.

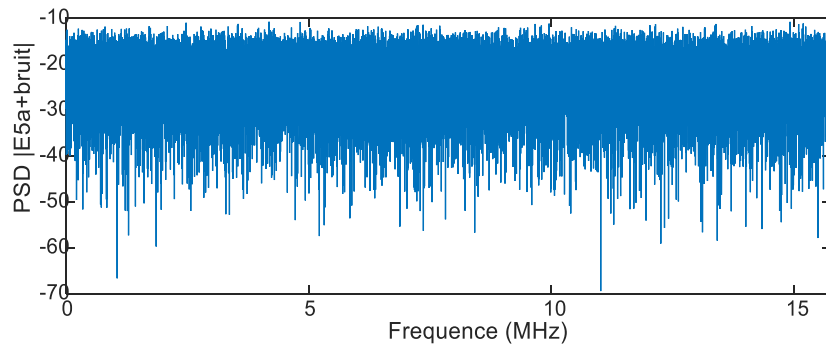


Fig.VI.2 Le PSD de signal E5aI+bruit

Pour le cas d'une impulsion DME, celle-ci est g n r e à partir d'une paire d'impulsion Gaussienne modul e par une porteuse $f_{IF} = 4,655$ MHz de la bande E5a ce qui correspond à une fréquence porteuse de 1176,45 MHz. La figure IV-3 montre un intervalle d'un signal de navigation de 2 ms corrompu par un signal DME d'une densité d'impulsions de 3000 pps selon une puissance de 50 dB.

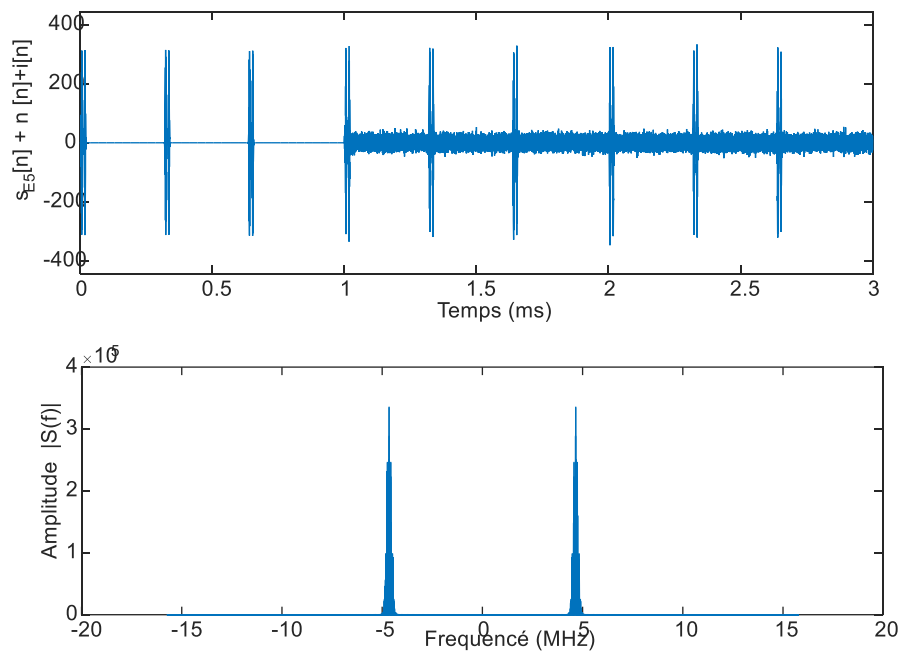


Fig.VI.3 Signal Galileo E5a affecté par une interférence puls e DME.

Il est intéressant de noter, que les performances de la méthode proposée est évaluée en termes de [2] :

- La qualité du signal avant le bloc d'acquisition dans lequel la comparaison des PSD donne des informations sur l'état du signal reçu sans et avec l'opération d'atténuation des interférences.
- Une autre mesure utilisée dans de nombreux domaines tels que : les applications GNSS, le domaine biomédical, et autres. Ce critère est bien connu sous le nom de coefficient de corrélation et il indique le degré de similitude entre deux signaux (le signal récupéré et le signal propre origine). Il peut être décrit comme suit :

$$c = \frac{\sum_{i=1}^N (r - \bar{r})(\hat{r} - \bar{\hat{r}})}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (r - \bar{r})^2} \sqrt{\sum_{i=1}^N (\hat{r} - \bar{\hat{r}})^2}} \quad (\text{IV.1})$$

Où : r est le signal original et \hat{r} est le signal récupéré.

- La fonction d'ambiguïté $S(\tau, F_d)$, qui est une mesure d'évaluation importante indiquant l'efficacité de l'approche de réduction l'interférence, où τ est retard de code et F_d est la fréquence porteuse de Doppler. Il est à noter que l'interférence diminue l'amplitude de sortie de la corrélation et masque le pic du signal dans le bruit, donc augmente la probabilité de perte de visibilité du satellite.
- La mesure de rapport α_{max} d'acquisition. En effet, un satellite est visible lorsque le rapport α_{max} est supérieur à une valeur prédéfinie dans le récepteur. Où α_{max} représente le rapport entre le pic de corrélation le plus élevé P_1 et le deuxième pic de corrélation P_2 le plus élevé. Par conséquent, la probabilité de détection Pd augmente si le rapport a une valeur significative.

IV.2 La réduction l'interférence pulsée par la méthode suggérée

Dans cette simulation, on souhaite évaluer l'unité de suppression proposée sur le signal reçu. Nous allons fixer un seuil pour la détection de la présence d'une contamination en utilisant la variance d'un signal sain «sans interférence ». Une fois le seuil est fixe le bloc de détection peut déclencher le processus de caractérisation et de réduction. Dans la deuxième étape le signal d'entrée est décomposé en séries de fonctions de mode intrinsèque dépendant du temps (IMFs).

Le processus de décomposition des signaux d'entrée en IMFs qui est connu sous le nom de décomposition en mode empirique EMD est présenté dans la figure VI.4. On constate sur la figure 9 IMFs et 1 résidu. On observe sur la Figure VI.5 les 3 IMFs détaillé, On constate sur IMF 1 que il y a une similitude avec le signal d'entrée donc c'est l'IMF qui contient l'interférence avec une grande partie de l'information utile.

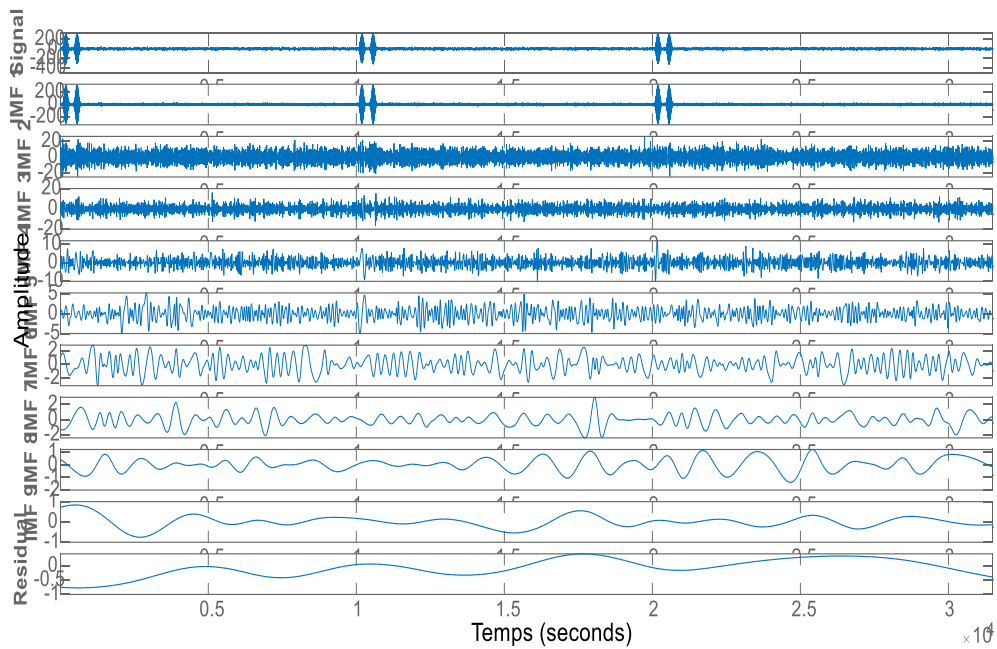


Fig.VI.4 Les IMFs et le résidu du signal d'entrée contaminé

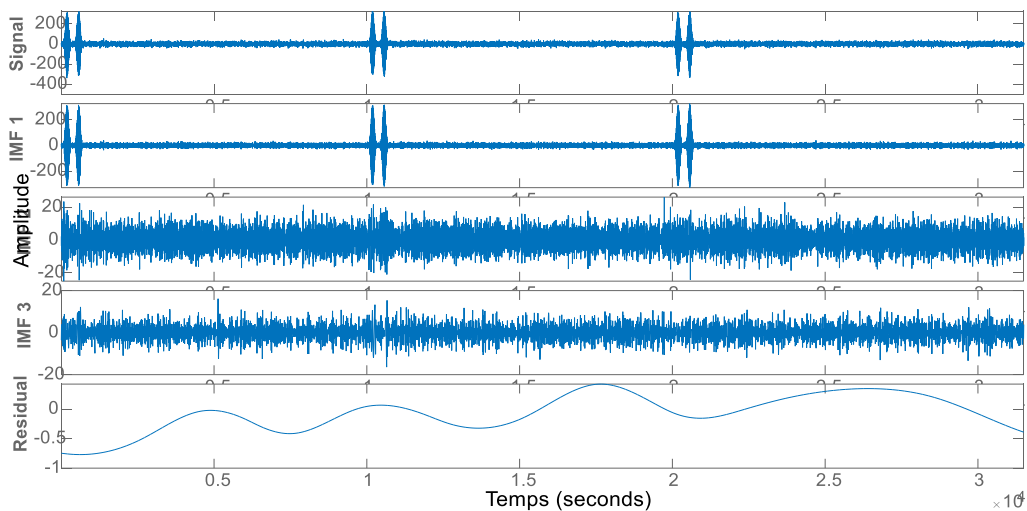


Fig.VI.5 Les 3 premières IMFs du signal d'entrée

La figure VI.6 montre un exemple de décomposition de signal en IMF et les résidus pour un d'interférence de type DME.

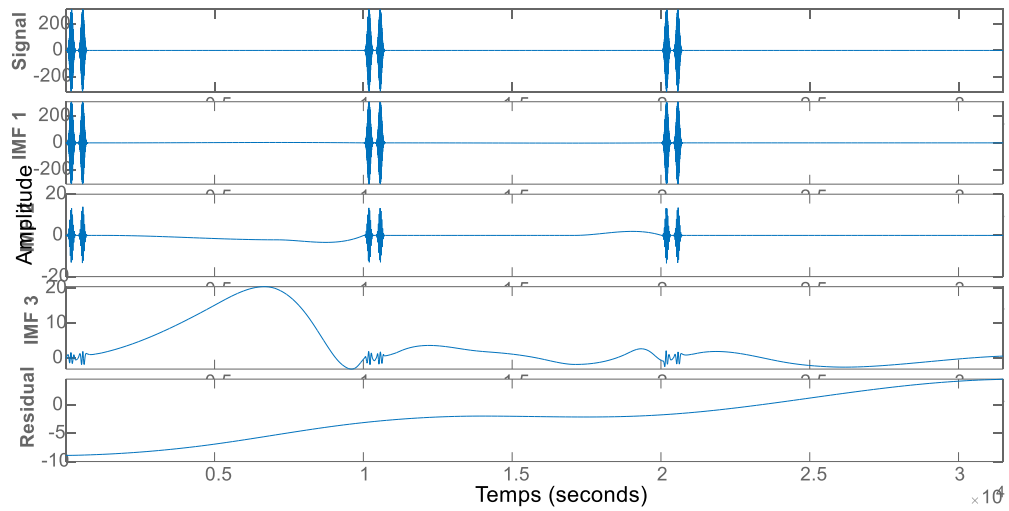


Fig.VI.6 Les 3 premières IMFs du signal d'interférence pulsée du type DME

Nous allons comparer les énergies des IMFs par rapport à l'énergie du signal d'entrée « contaminé » pour caractériser avec précision la position de l'interférence. On remarquera sur la figure VI.7 que la première IMF a une énergie importante « l'effet de l'interférence qui dépasse le signal utile avec 50db » alors une domination de l'interférence. Tandis que les autres IMFs contiennent uniquement une information utile.

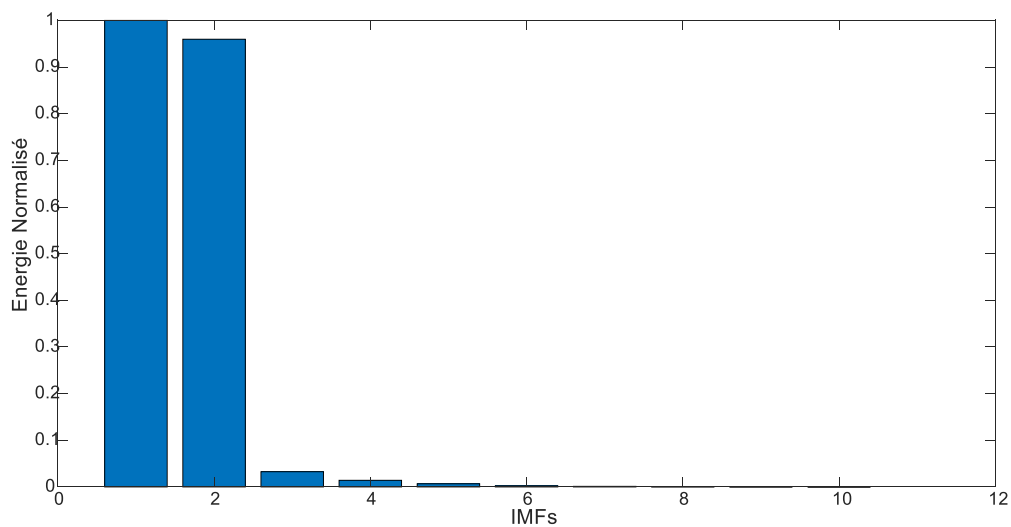


Fig.VI.7 Les énergies du signal d'entrée et IMFs de la décomposition en EMD

On remarque également que, l'IMFs a supprimé contient une partie importante du signal de navigation. Le seuillage par la méthode de Donoho dans le domaine DWT de l'IMF1 puis une soustraction de signal récupéré « signal de l'interférence ». Puisque le signal utile est comporte un bruit gaussien a seuil, une soustraction de signal récupère par l'opération de seuillage a partir de IMF1 produit un signal sain utile, Comme le montre La figure VI.8.

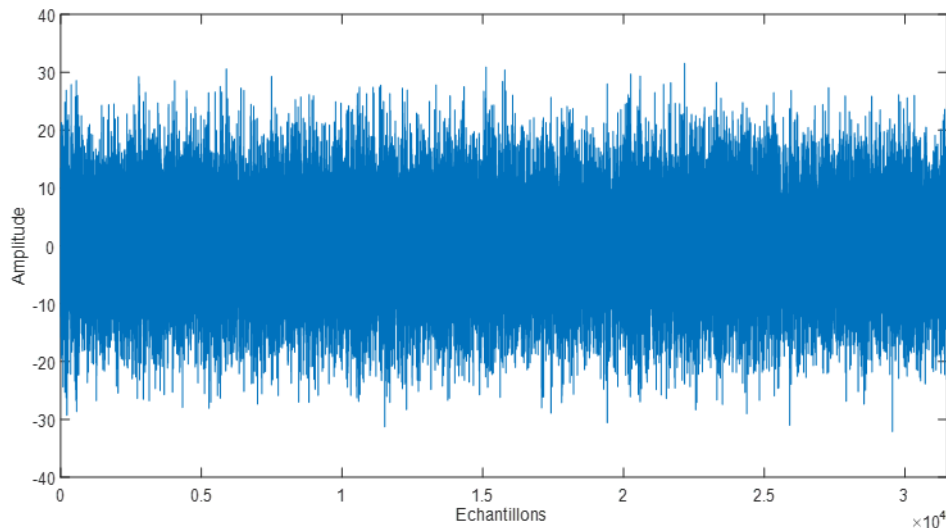


Fig.VI.8 Signal sain récupéré à partir de l'IMF1 par le seuillage de Donoho dans le domaine DWT

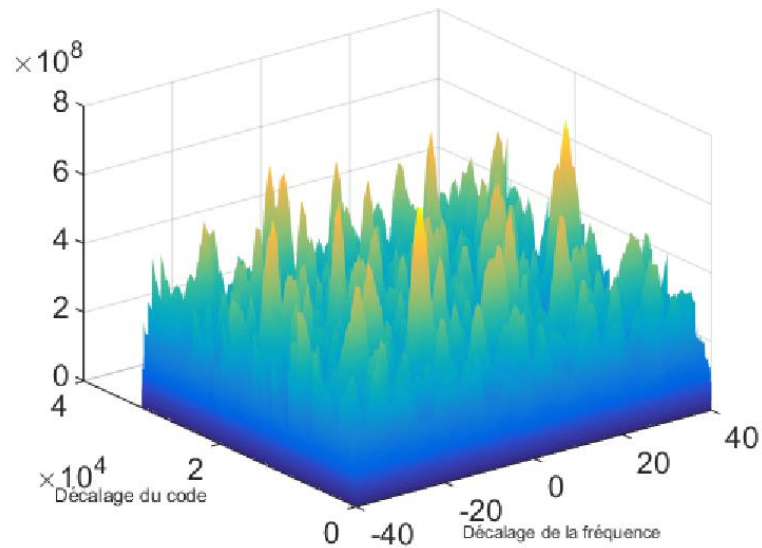
Pour plus d'illustration, la figure IV-9, montre l'impact de l'approche d'atténuation suggérée sur la mesure de la fonction d'ambiguïté. Il est apparent la figure IV-9 (a) que la fonction d'ambiguïté obtenue à partir du signal contaminé ne montre pas de pics de corrélation dominants ou secondaires ce qui même, par conséquent, à une mauvaise estimation des paramètres d'acquisition en présence de de l'interférence pulsée de type DME (50dB). Tandis que, la figure IV-9 (b) montre le pic de corrélation lorsque le bloc d'atténuation des interférences est activé.

Le rapport (α_{max}) mesure le pic de corrélation au pic suivant à partir de la fonction d'ambiguïté il est utilisé comme critère d'évaluation des performances d'acquisition. Un plus important α_{max} représente de meilleures performances d'acquisition, par conséquent, meilleures performances de suppression des interférences.

La valeur α_{max} mesuré égale à 1.70 « le seuil pour une acquisition d'un satellite en visibilité égale à 1 », donc l'acquisition du satellite est assure après le bloc de suppression des interférences.

D'autre part un coefficient de corrélation 0.84 montre l'efficacité de la méthode suggérée.

(a)



(b)

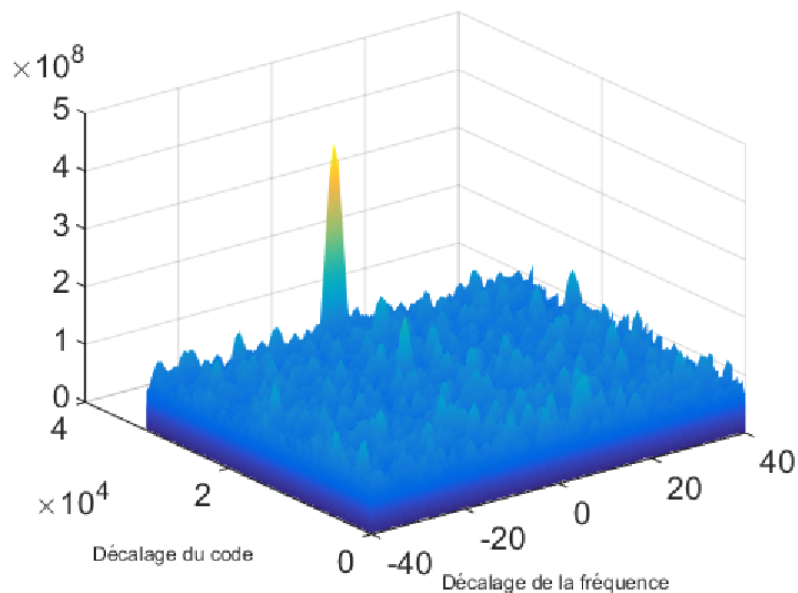
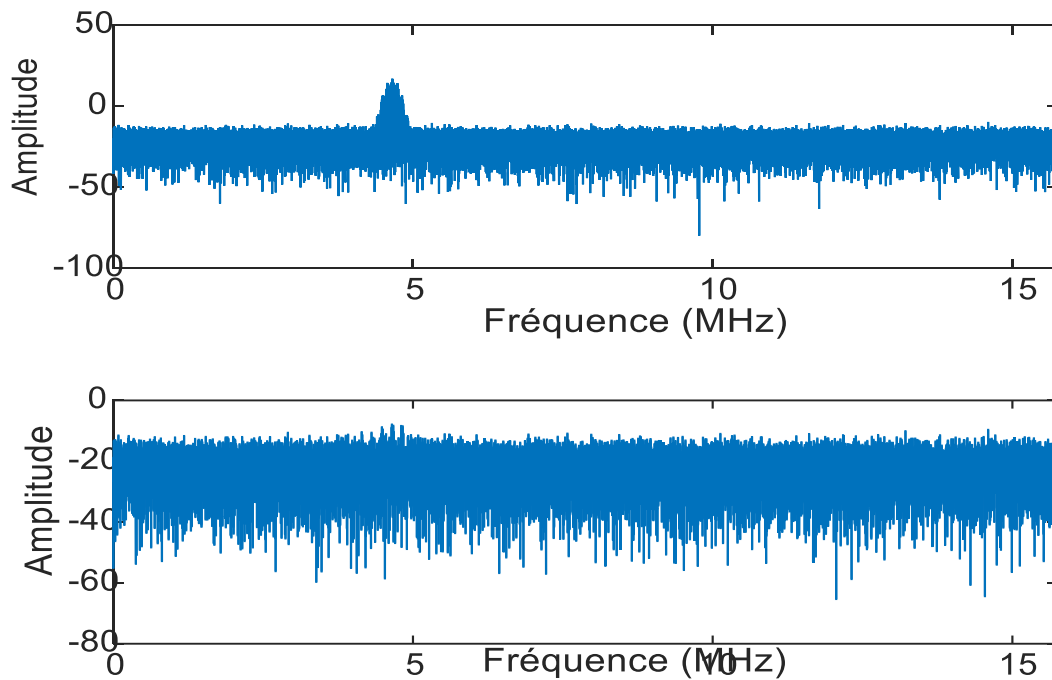


Fig.VI.9 La fonction d'ambiguïté du signal Galileo E5a en présence d'une interférence pulsé (ISR = 50 dB et 3000 pps), (a) Sans unité de suppression d'interférence, (b) Avec l'unité de suppression d'interférence proposée

Pour une évaluation des performances plus convaincante, les PSD des signaux contaminés et récupérés sont présentés à la figure IV-12. Il est clair que l'application de la

stratégie pour l'atténuation d'une interférence de type DMA sur le signal E5a Galileo, améliore de manière significative la qualité du signal récupéré.



CONCLUSION

Dans ce chapitre, la méthode de réduction de l'interférence pulsée de type DME basé sur la décomposition EMD en association avec la méthode de seuillage dans le domaine des ondelettes DWT pour l'atténuation des interférences NBI a été présentée. Le mécanisme de suppression est déclenché par un détecteur très efficace basé sur la surveillance spectrale.

Les résultats simulations obtenus nous permettent de montré l'efficacité de la méthode suggérée contre les interférences, avec une préservation des composants utile.

Bibliographie

- [1] D. Alonso de Diego, N.G. Ferrara, J. Nurmi , E. S. Lohan et G. Hein, "Interference mitigation in the E5a Galileo band using an open-source simulator," *Inside GNSS*, Jul/Aug 2016 : pp. 55-63, 2016.
- [2] Z.A. Khezzar, *Traitement des signaux GNSS*, thèse de doctorat, Université de batna, 2021.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les récepteurs GNSS conventionnels sont assez fragiles aux impacts de diverses interférences intentionnelles et non intentionnelles en raison de l'extrême faiblesse des signaux puisque la distance entre le satellite et le récepteur est très grande.

L'effet des signaux d'interférences sur les différentes étapes de traitement effectué par un récepteur GPS a été étudié et il a été présenté que le récepteur GNSS peut facilement être bloqué et perturbé par ces signaux. Une classification des différentes sources interférences a été fournie et les différents types d'interférence ont été donnés. À cet effet, les interférences à bande étroites et les interférences à onde continue ont été considérées car elles sont largement répandues.

Le principal avantage d'une technique DSP de pré-corrélation est de séparer la fonctionnalité de suppression des interférences de celle du récepteur GNSS. Par conséquent, la structure interne du récepteur ne nécessite aucune modification et ne nécessite aucun coût supplémentaire pour une révision du récepteur.

Il a été démontré que l'application de la méthode proposée présente une nette amélioration des performances de l'acquisition des signaux GNSS en termes de α_{\max} estimé, coefficient de corrélation et PSDs du signal contaminé et récupéré.

Nous avons proposé une nouvelle méthode pour l'atténuation des interférences NBI dans un domaine transformé EMD « temps-fréquence ». Une technique de détection et de réduction des interférences GNSS par l'application de l'analyse spectrale pour la détection de la présence des interférences dans le signal reçu, en suite une application de la Décomposition Modale Empirique (EMD) et le seuillage universel « Donoho » dans le domaine des ondelettes pour caractérisation et la suppression des interférences.