



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel



كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية

N° Série :

Mémoire de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme de master 2

Filière : Télécommunications

Spécialité : Système des Télécommunications

THEME

Réduction des interférences dans les systèmes GNSS par un filtre sélectif adapté

Réalisé par :- Mlle. Dali Ikram

Soutenu le 30 / 06 /2019 Devant le jury composé de :

Dr. DJAMAI.Djmoui
Dr. KHEZZAR.Zaki
Dr. FRIHA.Souad

Président
Encadreur
Examinatrice

Université Abbes Laghrour-Khenchela
Université Abbes Laghrour-Khenchela
Université Abbes Laghrour-Khenchela

Promotion 2018/2019

اجهزة استقبال النظام العالمي للملاحة الساتيليتية (GNSS) معرضة لتهديدات التداخل غير المقصود الناتجة عن أنظمة معتمد المعروف ايضا باسم التشويش. على وجه الخصوص, يمكن الراديوية (RF) بهدف تعطيل واحد او (GNSS)المستقبل ان يعطل تشغيل (GNSS) على منطقة مستهدفة واسعة. توفر هذه الاطروحة طريقة لاكتشاف تداخل الترددات الراديوية في مستقبل (GNSS) من خلال استخدام تقنية ما قبل الارتباط القائمة على مجال التردد. طريقة تصفية الشق الديناميكية, يتم تنفيذها باستخدام درجة استجابة لا حصر لها من الدرجة الثانية (RII). عن التداخل هو المرحلة, حيث يقوم نموذج تكراري يسمى طريقة القدرة الدنيا بالكشف عن اشارات التداخل في, ومن ثم يتم الاعلان عن التداخل ويتم تخزين قيمة التردد الخاصة به اخيرا, الشق التخزين و يزيل جميع اشارات الضرر. **الكلمات المفتاحية:** اجهزة استقبال النظام العالمي للملاحة الساتيليتية (GNSS), الترددات الراديوية (RF), تداخل الترددات الراديوية.

Résumé

Les récepteurs GNSS (Global Navigation Satellite System) sont vulnérables aux menaces d'interférences non intentionnelles générées par d'autres systèmes de communication et d'interférences intentionnelles, également appelées brouillage. En particulier, la transmission intentionnelle d'interférences de radiofréquences (RF) dans le but de perturber une ou plusieurs des bandes de fréquences GNSS reçues peut perturber le fonctionnement des récepteurs GNSS sur une large zone cible. Cette thèse fournit une méthode pour détecter et atténuer les interférences de radiofréquence dans le récepteur GNSS en utilisant une technique de pré-corrélation basée sur le domaine de fréquence.

la méthode de filtrage dynamique de l'encoche, mise en œuvre avec une encoche à réponse impulsionnelle infinie (IIR) du second ordre. La détection des interférences est la première étape. Un modèle récursif appelé méthode de la puissance minimale détecte les signaux brouilleurs dans le signal d'entrée. Une interférence est déclarée et sa valeur de fréquence est stockée. Enfin, lorsque les interférences sont détectées, le filtre coupe-bande utilise la mémoire et supprime tous les signaux nuisibles.

Mots-clés: Les récepteurs GNSS (Global Navigation Satellite System), d'interférences non intentionnelles, radiofréquences (RF), réponse impulsionnelle infinie (RII), le filtre coupe-bande.

Abstract

Global Navigation Satellite System (GNSS) receivers are vulnerable to the threats of unintentional interference generated by other communication systems and intentional interference known also as jamming. In particular, the intentional transmission of Radio Frequency (RF) interference with the goal of disrupting one or more of the received GNSS frequency bands can disrupt the operation of GNSS receivers over a wide target area. This thesis provides a method of detect and mitigate the Radio Frequency Interference in the GNSS receiver by the use of pre-correlation technique based on the frequency domain .

Dynamic notch filtering method, implemented with a second order infinite impulse response (IIR) notch. The interference detection is the first stage, a recursive model called the minimum power method detects interfering signals in the input signal, hence an interference is declared and its frequency value is stored. Finally, when the interferences are detected, the notch filter uses the storage and removes all the harming signals.

Keywords : Global Navigation Satellite System (GNSS), Radio Frequency (RF) interference, notch filter, infinite impulse response (IIR)



Dédicace



Je dédie du fond du cœur ce modeste travail que j'ai accompli avec tant de passion à toutes les personnes qui m'ont soutenue durant ces instants.

A mon cher père pour l'éducation qu'il m'a prodiguée; avec tous les moyens et au prix de tous les sacrifices qu'il a consentis à mon égard, pour le sens du devoir qu'il m'a enseigné depuis mon enfance.

A la personne devant laquelle tous les mots de l'univers sont incapables d'exprimer mon amour et mon affection, à l'être qui m'est le plus cher, à ma douce mère que dieu lui apporte santé et longue vie.

A mon cher frère Aymen et mes sœurs Ikhlil et Amira pour leurs soutien moral.

A mes chères cousines Sabrina, hafidha et Asma

A mes plus proche amies surtout farida ,chaima, rima, mouna, souhaila et tous mes collègues de 1^{er} et 2^{ème} année master systèmes de télécommunications



Remerciements



Je tien tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui me donne la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.

En second lieu, je tien à remercier mon encadreur Monsieur (KHAZZAR.Z), pour ses conseils et suggestions avisés qui m'aider à mener à bien ce travail, et d'avoir rapporté à ce mémoire ses remarques et conseils.

Mes vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à ma recherche en acceptant d'examiner mon travail et de l'enrichir par leurs propositions.

Enfin, je tien également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

SOMMAIRE :

Introduction générale	01
Chapitre I : Principe d'un récepteur GNSS	
I.1.introduction	5
I.2. Fonctionnalité du récepteur GNSS	5
I.2.1 Principe des GNSS.....	6
1.2.2 Les principaux systèmes GNSS	7
1.2.3 Bandes de fréquences des systèmes GNSS	8
I.3 Les signaux GNSS	8
1.3.1 Structure générale d'un signal GNSS	8
1.3.2 Le signal GPS-C/A sur L1 : exemple de signaux GNSS	9
I.4 La transmission des signaux GNSS	10
1.4.1 Les traitements des signaux GNSS	12
I.4.2 1 Architecture d'un récepteur GPS	12
I.4.3 L'acquisition des signaux GNNS : signal GPS-C/A	14
I.4.4 La poursuite des signaux GNNS : signal GPS-C/A	18
I.4.5 Les boucles de poursuite de la porteuse : la PLL et la FLL.....	18
I.4.6 La boucle de poursuite du délai de code : la DLL	19
1.5 Conclusion	21
Chapitre II : Classification des sources d'interférence et analyse des effets sur le GNSS	
Récepteurs : Fabio Dovis, Luciano Musumeci, Béatrice Motella et Emanuela Falletti	
II.1 Introduction	23
II.2 Classification de la source interférente	23
II.2.1 Caractéristiques spectrales d'interférence	23
II.2.2 Interférence pulsée.....	25
II.3 Sources de brouillages potentiels.....	25
II.3.1 Signaux hors bande.....	25
II.3.1.1 Chaînes de télévision analogiques.....	25
II.3.1.2 Les Signaux DVB-T.....	26
II.3.1.3 VHF COM Harmoniques FM.....	27
II.3.1.4 Les appareils électroniques personnels.....	28
II.3.1.5 SATCOM.....	29
II.3.1.6 Harmoniques VOR et ILS.....	29
II.3.1.7 Service mobile par satellite (SMS).....	30
II.3.1.8 Interférence du téléphone mobile.....	30
II.3.2 Les signaux dans la bande.....	31
II.3.2.1 Systèmes de communication aéronautiques militaires / civils.....	31
II.3.2.2 Signaux ultra-large bande.....	32
II.3.3 Classification des brouilleurs.....	34
II.4 L'impact de la RFI sur les récepteurs GNSS.....	36
II.4.1 Impact sur le front-end.....	37
II.4.2 Incidence sur la phase d'acquisition.....	38
II.4.3 Impact sur la phase de suivi.....	43

Sommaire

II.4.4 Impact sur le rapport signal / bruit estimé.....	49
II.5 Conclusions.....	49

Chapitre III : Traitement numérique du signal classique Contre-mesures au brouillage dans GNSS

III.1.Introduction.....	51
III.2. Filtrage sélectif.....	51
III.2.1.Caractérisation du filtre coupe-bande (NF).....	51
III.3. Filtre adaptatif.....	54
III.4. Techniques d'adaptation.....	54
III.5.Conclusion.....	57

Chapitre IV : Simulation et Résultats

IV.1.Introduction.....	59
IV.2.Signal reçu.....	59
IV.3.Les caractéristiques d'interférences.....	61
IV.3.1 Interférence à onde continue unique (SCWI)	61
IV.3.2 Interférence à onde continue multiple.....	61
IV.4 Méthode d'évaluation.....	62
IV.4.1Rejection des interférences unique.....	63
IV.4.2 Rejection des interférences multiple.....	67
IV.5 Conclusion.....	69
Conclusion générale	70

Bibliographie

Annexe

Liste des tableaux

Tableau II.1 Classification du mode Opérationnel DME.....	33
Tableau II.2 Configuration des paramètres de boucle de suivi de récepteur GNSS	47
Tableau IV.1 Les paramètres de signal a la sortie de Front-end du simulateur.....	60
Tableau IV.3 la valeur de α_{max} dans le signal contamine et traité.....	65
Tableau IV.3 la valeur de α_{max} dans le signal contamine et traité.....	68

LISTE DES FIGURES

Figure I.1	Génération, propagation et traitement des signaux de navigation.....	6
Figure I.2	Bandes de fréquences des signaux GNSS.....	9
Figure I.3	Génération du signal GPS dans la bande de fréquence L1.....	10
Figure I.4	Synoptique d'un récepteur GNSS	12
Figure I.5	Exemple de fonction de corrélation d'un signal GPS.....	15
Figure I.6	– Principe de l'acquisition série quadrature) sont intégrés sur une période du code C/A, de période $T=1\text{ms}$	16
Figure I.7	Principe de l'acquisition fréquentielle.....	17
Figure I.8	Principe de l'acquisition parallèle.....	17
Figure I.9	Synoptique du système de poursuite.....	18
Figure I.10	Synoptique d'une PLL.....	20
Figure I.11	Evolution de la corrélation en fonction des codes Early, Prompt et Late.....	20
Figure I.12	Architecture générale d'une DLL.....	21
Figure II.1	brouillage harmonique potentiel des chaînes de télévision.....	26
Figure II.2	brouillage harmonique potentiel du canal COM VHF.....	28
Figure II.3	brouillage harmonique FM potentiel.....	29
Figure II.4	paire d'impulsions DME/TACAN en bande de base classique.....	32
Figure II.5	plan de fréquence DME/TACAN et JTIDS/MIDS.....	32
Figure II.6	exemples de brouilleurs GNSS multifréquences :brouilleur de bureau réglable (à gauche) et périphérique de lecture à quatre antenne (à droite).....	34
Figure II.7	exemple de signal de modulation transmis par un brouilleur portable : représentation temps-fréquence.....	36
Figure II.8	(a) PSD code GPS L1 C/A en absence d'interférence.(b) histogrammes des échantillons à la sortie de l'ADC en l'absence d'interférence	38
Figure II.8	(Suite) (c) GPS L1 C / A code PSD en présence de CWI. (ré) Histogrammes des échantillons à la sortie de l'ADC en présence de CWI.....	38
Figure II.9	Schéma équivalent d'un bloc d'acquisition GNSS.....	39
Figure(II.10)	Espace de recherche d'acquisition GPS L1 C / A dans (a) une zone sans interférence environnement et en présence de (b) -140 dBW en CWI dans bande.....	41
Figure(II.10)	(Suite) (c) CWI dans la bande -135 dBW et (d) CWI dans la bande-130 dBW.....	42
Figure(II.11)	Espace de recherche d'acquisition GPS L1 C / A dans (a) une zone sans interférence environnement et en présence de (b) -140 dBW NBI.....	43

Liste des Figures

Figure (II.11) (suite) (c) -135 dBW NBI et (d) -130 dBW NBI.....	43
Figure II.12 Comparaison des erreurs de suivi de code GPS L1 C / A: CELP et NELP.....	45
Figure II.13. Précision du code de suivi des signaux (a) BPSK (1) et (b) BOC (1,1) dans présence d'interférence NBI.....	46
Figure II.14 Performances de suivi GPS L1 C / A: corrélateurs début-prompt-tard dans la présence de CWI dans la bande (ab) -130 dBW et NBI de (b) -130 dBW.....	47
Figure II.15 Performances de suivi GPS L1 C / A: sortie du discriminateur du code dans la présence de (a) -130 dBW dans la bande CWI et (b) -130 dBW NBI.....	48
Figure II.16 Performance de suivi GPS L1 C / A: sortie du discriminateur de phase de la porteuse en présence de (a) -120 dBW dans la bande CWI et de -120 dBW NBI.....	48
Figure III.1: Filtre coupe-bande (NF) utilisant la mise en œuvre basée sur FFT superposée (OFFT).....	52
Figure III. 2 Schéma fonctionnel de la méthode de puissance minimale.....	56
Figure III. 3 Spectre du signal.....	56
Figure IV.1 Présentation d'un signal E5 avec les deux composantes E5a et E5b.....	59
Figure IV.2 le signale a la sortie de Front-end (E5a+bruit gaussien).....	60
Figure IV.3 Présentation d'un signal reçu avec une interférence unique.....	61
Figure IV.4 présentation d'un signal reçu avec plusieurs interférences.....	62
Figure IV.5 Présentation du signal d'entrée contaminate avec une interférence SCWI.....	63
Figure IV.6 L'unité de détection d'interférences.....	63
Figure IV.7 Représentation du PSD de la rejection d'interférence unique dans le signale reçu....	64
Figure IV.8 -a) présentation du signal reçu avec interférence unique dans le domaine temporel -b) Représentation du PSD de la rejection d'interférence unique dans le signale reçu dans le domaine temporel.....	65
Figure IV.9 -a) présente la fonction d'ambiguïté (acquisition) pour le signale E5a contaminait. -b) présente la fonction ambiguïté (acquisition) pour le signale E5a traité.....	65
Figure IV.10 Présentation d'auto corrélation du signal E5a à interférence unique avec rejection et sans rejection.....	66
Figure IV.11 Présentation de filtre sélectif RII adaptatif qui supprime l'interférence détecté.....	66
Figure IV.12 Présente le signal d'entrée utile contaminate avec plusieurs interférences SCWI.....	67
Figure IV.13 Présentation du PSD de la rejection de plusieurs interférences dans le signale reçu.....	67
Figure IV. 14-a) présente la fonction d'ambiguïté (acquisition) pour le signale E5a contaminait. -b) présente la fonction ambiguïté (acquisition) pour le signale E5a traité.....	68
Figure IV.15 Présentation d'auto corrélation du signal E5a avec rejection et sans rejection de plusieurs interférences.....	69

Abbreviations

Abréviations

ASIC	Application-Specific Integrated Circuit
ADC	analog-to-digital conversion
AltBOC	Alternative BOC modulation
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
BOC	Binary Offset Carrier
CDMA	Code Division Multiple Access
CPM	Continuous Phase Modulation
CW	Continuous-wave signal
DFT	Discrete Fourier Transform
DSP	Digital Signal Processor
DME	Equipement de mesure de distance.
DLL	Delay Lock Loop
DC	Duty cycle
DVB-C	Video Broadcasting–Cable
DVB-T	Digital Video Broadcasting–Terrestrial
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
FLL	Frequency Lock Loop.
Fd	Doppler frequency
GAGAN	Geo Augmented Navigation system.
GNSS	Le système mondial de navigation par satellite.
GPS	Le système de positionnement global
GLONASS	Le système de satellites de surveillance global.
HPA	High-Power Amplifier
I&D	Integrate-and-Dump
FI	Intermediate Frequency
IM3	Third-Order Inter-Modulation
IP3	Third-Order Intercept Point
IRNSS	Indian Regional Navigation Satellites System
ISRO	Indian Space Research Organisation
ILS	instrument landing system
IID	independent and identically distributed
JAXA	Japan Aerospace Exploration Agency
JCAB	Le bureau japonais de l'aviation civile.
LNA	Low Noise Amplifier
LOS	Ligne Of Sight
MSK	Minimum shift keying
MIDS	Le système de diffusion d'informations multifonctions.
MPEG-2	Moving Pictures Experts Group-2
NAVSTAR	NAVigation System by Timing and Ranging
NCO	Numerically Controlled Oscillator
NSGU	Navigation Signal Generation Unit

Abbreviations

NELP	noncoherent early-late processing
OLs	Les oscillateurs locaux
OFDM:	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OL	Oscillateur Local
PRN	Pseudo Random Noise
PSK	Phase-shift keying
PLL	Phase Lock Loop.
PED	Les appareils électroniques personnels.
PSD	La densité spectrale de puissance.
PW	Pulse width
PRF	Pulse repetition frequency
PEDs	Personal electronic devices
PPD	personal privacy device
PSD	power spectral density
PDF	probability density function
QZSS	Le système de satellites Quasi-Zenith.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RSB	Rapport signal à bruit.
RFI	Les interférences radioélectriques (RFI).
RIF	Réponse impulsionnelle finie
RII	Réponse impulsionnelle infinie
SBAS	Satellite-Based Augmentation System
SDR	Software Defined Radio
SNR	Signal-to-noise ratio
SR	Software Radio
TACAN	tactical air navigation
TCAS	Traffic Collision and Avoidance System
TOA	time-of-arrival
UIT	Union Internationale des Télécommunications
URSS	Union des républiques socialistes soviétiques
VOR	VHF omnidirectional range
WPAN	wireless personal area network
XSLC	Xichang Satellite Launch Center

Introduction générale

Introduction générale

Le système mondial de navigation par satellite (GNSS) fait généralement référence à divers systèmes mondiaux de navigation par satellite et à leurs systèmes complémentaires. Il peut fournir une position précise, la vitesse et l'heure (PVT) pour toute personne ou tout objet, à tout endroit et à tout moment. Le GNSS, en tant qu'infrastructure d'information spatiale importante, témoigne de la force nationale globale du pays. Les principaux pays et organisations du monde entier ont développé avec vigueur des systèmes de navigation par satellite présentant diverses caractéristiques, tels que le système de positionnement global (GPS) des États-Unis, le système de satellites de surveillance GLObal (GLONASS) de Russie, le système Galileo d'Europe (Galileo), le système de satellites BeiDou de Chine (BeiDou), le système régional indien de navigation par satellite (IRNSS) de l'Inde et le système de satellites Quasi-Zenith (QZSS) du Japon. Depuis 1996, les États-Unis ont lancé le projet de «modernisation du GPS». Ces dernières années, nous avons assisté au calendrier de lancement du satellite GPS le plus complet depuis 1993. Le premier GPS III devrait être lancé en 2018. La Chine a proposé un plan de développement en trois étapes pour le système Beidou. En 2012, le système régional de satellites de navigation par satellite Asie-Pacifique a été construit et mis en service (faisant de la Chine le troisième pays du monde à mettre en service un système GNSS); donc, la Chine a régulièrement progressé dans l'établissement d'un système mondial en lançant le premier satellite mondial GNSS en juillet 2017. À l'avenir, tous ces systèmes seront intégrés à un système mondial de systèmes de navigation par satellite, afin de fournir des données plus fiables des services précis pour les utilisateurs mondiaux.

Les applications GNSS sont presque omniprésentes et peuvent être appliquées dans presque toutes les situations imaginables, notamment la gestion et le transport aérien, maritime et terrestre, le réseau intelligent, les systèmes de télécommunication, le positionnement du téléphone mobile, les outils de transporteur intelligent, l'exploration et la cartographie, le suivi des infractions, le sauvetage d'urgence, contrôle des maladies, opérations de pêche, exploration pétrolière, agriculture de précision, ainsi que des applications militaires telles que le guidage et le ciblage précis des armes. Les GNSS sont intégrés à toutes les applications ci-dessus en tant que technologie furtive fonctionnant en arrière-plan. Il peut également prendre en charge de nombreuses infrastructures critiques étroitement liées aux opérations d'un pays et aux moyens d'existence de ses habitants, telles que les réseaux intelligents (service de synchronisation), les opérations bancaires (service de synchronisation), les systèmes de transport (services de localisation et de synchronisation) et systèmes de communication (services de localisation et de synchronisation).

Le GNSS est vulnérable parce qu'il est si précieux! Étant donné que les satellites GNSS sont généralement placés à une distance de 20 000 à 30 000 kilomètres de la Terre, leurs signaux

sont très faibles (on peut comparer à une ampoule de 50 W à une distance d'environ 20 000 kilomètres) et ils sont généralement à plus de 20 dB en dessous du niveau de bruit, ce qui signifie qu'ils sont très vulnérables à une variété d'interférences malveillantes et non intentionnelles. Les interférences non intentionnelles comprennent la scintillation ionosphérique, les interférences impulsions radioélectriques solaires, les interférences à trajets multiples, les interférences radioélectriques (RFI) et les interférences impulsionsnelles générées par les équipements DME (équipement de mesure de distance) et TACAN (système de navigation aérienne tactique) fonctionnant dans la bande de radioprotection aéronautique. Les interférences malveillantes incluent le brouillage et l'usurpation d'identité. Le brouillage peut rendre le récepteur déverrouillé, mais la surveillance et la suppression du brouillage sont plus faciles et des méthodes mieux établies sont disponibles, car de nombreuses techniques connexes peuvent être empruntées au champ radar. La falsification profite de la transparence ouverte et de la prévisibilité des signaux civils GNSS, et elle peut créer des signaux d'interférence très similaires aux signaux GNSS authentiques. Par conséquent, l'usurpation d'identité présente une dissimulation supérieure et peut avoir de plus grandes répercussions. La falsification peut générer des erreurs de synchronisation et de positionnement, voire même prendre le contrôle du récepteur cible, sans que l'utilisateur ne se rende compte de sa présence. En raison de l'existence de ces sources de brouillage, le GNSS ne peut pas fournir de services sûrs et fiables.

Dans le cadre de ce mémoire, notre objectif est d'éliminer les interférences dans un système GNSS. Donc notre problématique est : quelles sont les méthodes utilisées afin de supprimer ces interférences dans un signal GALILEO ?

Après avoir posé cette question, nous avançons l'hypothèse qu'on a plusieurs méthodes afin de régler ce problème. Pour ce faire, nous avons sélectionné la méthode du filtrage numérique.

Dans un premier temps, nous montrerons une généralité sur les systèmes GNSS. Puis, nous aborderons une classification des sources d'interférence et analyse des effets sur le GNSS Récepteurs, ensuite on a étudié le Traitement numérique du signal classique. Contre-mesures au brouillage dans GNSS et enfin, on a arrivé à résoudre notre problématique en utilisant la simulation sur MATLAB.

CHAPITRE I:

Principe d'un récepteur GNSS

II.1 Introduction

Un récepteur du système de navigation par satellite (GNSS) est vulnérable à plusieurs types d'interférences radioélectriques (RFI) en raison du fait qu'il doit extraire Informations de pseudo-intervalle en traitant le signal dans l'espace (SIS), qui est reçu à un signal très faible.

La puissance nominale reçue est de l'ordre de -160 dBW pour tous les GNSS, sans tenir compte des atténuations supplémentaires pouvant être en raison de l'environnement local.

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

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

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

II.2 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 intentionnelle (brouillage) ou non intentionnelle, Les premiers sont communs pour les scénarios militaires même si le brouillage d'applications civiles commence en raison de la disponibilité des dispositifs de brouillage sur le marché. De plus, un grand nombre de systèmes de communication présents dans notre vie quotidienne émettent un pouvoir qui pourrait interférer avec la bande L du GNSS, en raison d'émissions hors bande par ces systèmes électroniques.

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

II.2.1 Caractéristiques spectrales d'interférence

Une classification générale des signaux d'interférence est basée sur leur spectre caractéristique tel que la fréquence porteuse et la bande passante Bint, en ce qui concerne la porteuse du signal GNSS fGNSS et la bande passante occupée BGNSS, le brouillage hors bande concerne les signaux brouilleurs dont la porteuse :

- la fréquence est située près de la bande de fréquence GNSS ciblée ($f_{int} < f_{GNSS} - B_{GNSS}/2$ or $f_{int} > f_{GNSS} + B_{GNSS}/2$).
- L'interférence dans la bande fait référence aux signaux brouilleurs avec la fréquence porteuse dans la bande de fréquence GNSS ($f_{GNSS} - B_{GNSS} / 2 < f_{int} < f_{GNSS} + B_{GNSS} / 2$).

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

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

De plus, en général, les interférences peuvent avoir des fréquences variables caractéristiques, par exemple, les signaux de modulation d'impulsions en fréquence caractérisés par une variation linéaire en temps de la fréquence instantanée, apparaissant ainsi comme WBI. Ce type de signal d'interférence est généralement généré par les brouilleurs. De tels dispositifs sont capables de transmettre des signaux de forte puissance ,chirp_balayant plusieurs mégahertz en quelques microsecondes, obscurcissant ainsi la bonne réception du signal de chaque canal GNSS. En raison de leur disponibilité sur le Web, ce type de signal de brouillage intentionnel gagne de plus en plus d'attention dans les applications civiles.

CWI pourrait avoir un impact grave sur un récepteur GNSS, soit sur l'acquisition ou sur le processus de suivi, car le pouvoir d'interférence est dispersé sur tout l'espace de recherche par la corrélation avec le code local, ce qui compromet la précision de l'acquisition et affectant les autres blocs fonctionnels.

L'impact CWI et NBI dépend fortement de la valeur de la fréquence centrale de l'interférence dans la bande de fréquence. Cela est dû au quasi périodique nature des signaux GNSS. En fait, le spectre d'un signal GNSS a des composantes espacés de multiples de l'inverse de la période de code (par exemple, 1 kHz pour GPS Code C / A) avec une puissance différente allouée à chaque composant en fonction de la forme du spectre de code.

L'impact de CWI est plus important dans les cas où le CWI est associé à de tels composants [20].

II.2.2 Interférence pulsée

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

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

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

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

II.3 Sources d'interférence potentielles

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

II.3.1 Signaux hors bande

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

II.3.1.1 Chaînes de télévision analogiques

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

Dans ce cas, le signal d'interférence affecte l'antenne active LNA, causant la distorsion harmonique dans le même LNA entraînant une perte moyenne de 5 dB en C / N_0 [21].

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

II.3.1.2 Les Signaux DVB-T

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

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

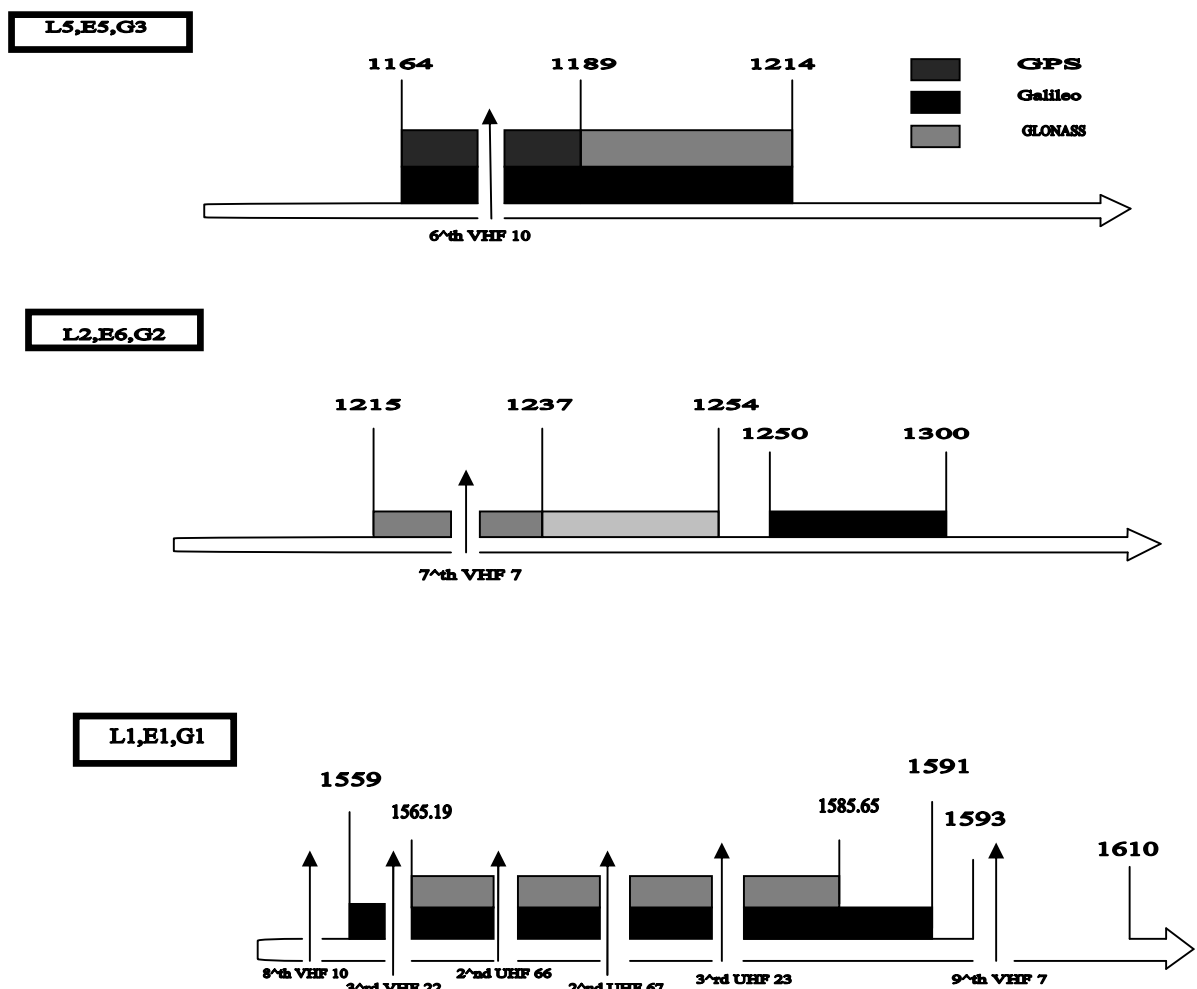


Figure II.1 brouillage harmonique potentiel des chaînes de télévision

Diffusion vidéo - Câble (DVB-C) pour la distribution des signaux de télévision à travers les réseaux de base. La famille DVB comprend également la norme pour la diffusion vidéo numérique

terrestre (DVB-T), pour la fourniture de services sans fil, La norme DVB-T est basée sur la norme image en mouvement Experts Group-2 (MPEG-2) standard pour la source de signal audio / vidéo

Le codage adopte une modulation multi-porteuse COFDM pour distribuer le flux de données total parmi un grand nombre de fréquences porteuses équidistantes et modulées à l'aide de QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 16-QAM non uniforme, ou MAQ 64 non uniforme.

Dans la zone de radiodiffusion européenne, les bandes de fréquences DVB-T sont les VHF III (174-230 MHz), UHF IV (470-862 MHz) et UHF V (582-862 MHz). Ces valeurs de fréquence ne représentent pas une menace directe pour le GNSS récepteurs, mais ils peuvent causer des problèmes si des harmoniques dues à des distorsions causées par le dysfonctionnement de certains appareils électroniques, tels que l'alimentations amplificateurs ,sont considérés comme un seul amplificateur endommagé dans l'amplification la chaîne pourrait provoquer un comportement non linéaire, introduisant des émissions parasites à la sortie RF qui, en raison du niveau de puissance élevée , pourrait représenter une menace réelle pour un récepteur GNSS à proximité.

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

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

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

Une analyse détaillée du potentiel de brouillage OFDM DVB-T en Europe où l'impact de la RFI [22] sur le signal utile GNSS est évalué au moyen du coefficient de séparation spectrale.

II.3.1.3 VHFCOM

D'autres systèmes de communication VHF peuvent être dangereux pour un GNSS récepteur [23].La bande VHF (118-137 MHz) contient 760 canaux espacés de 25 kHz, et il est couramment utilisé par les communications du contrôle de la circulation aérienne (ATC).

Les harmoniques sont considérées comme du NBI avec une largeur de bande d'environ 25 kHz. Les canaux VHF, centrés à 121,150, 121,175 et 121,200 MHz, avoir la 13^e harmonique dans la bande passante GPS, alors que les canaux centrés à 131,200, 131,250 et 131,300 MHz sont dangereux pour la santé. 12^eme harmonique. Figure II.2: Potentiel de communication VHF (VHFCOM) les harmoniques sont représentés.

II.3.1.4 Harmoniques FM

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

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

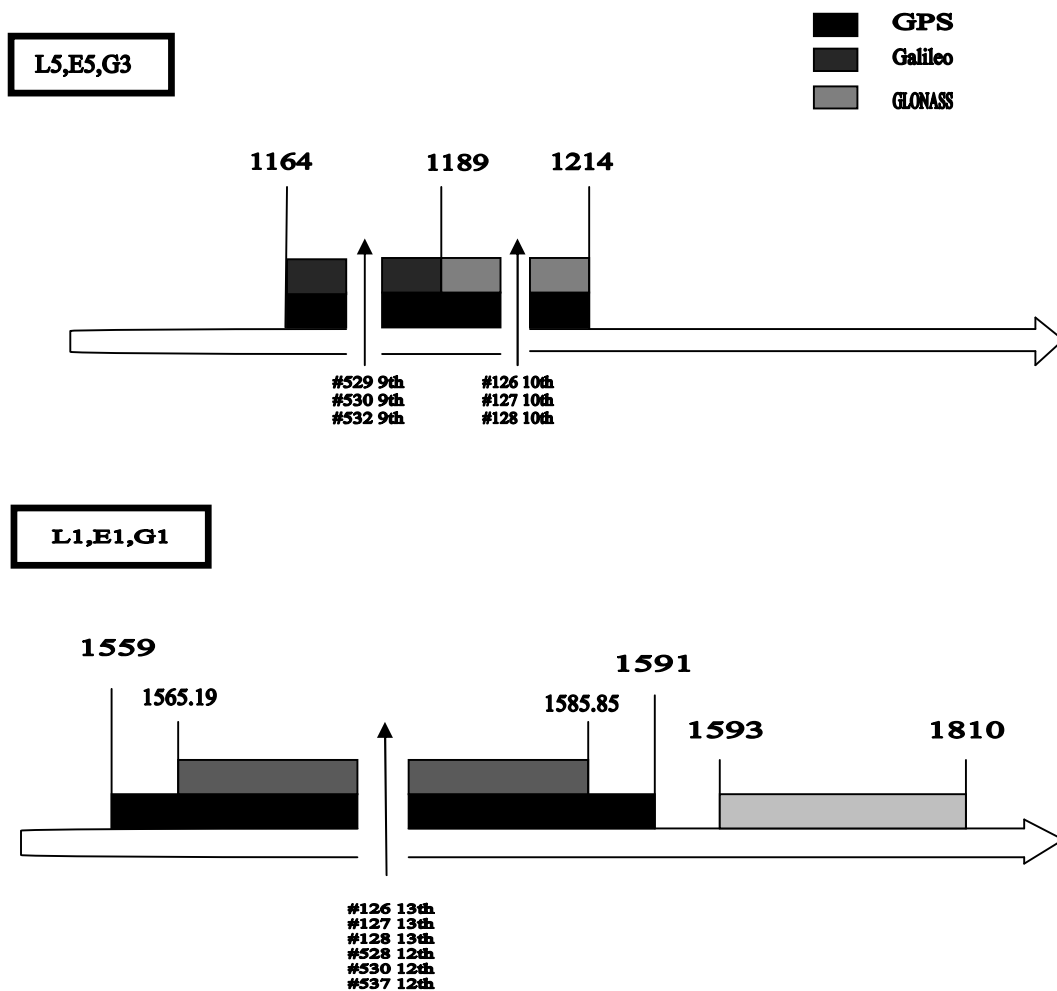


Figure II.2 brouillage harmonique potentiel du canal COM VHF

dans la figure II.3. Les canaux sont espacés de 150 kHz, tandis que le maximum de puissance transmise est de 50 dBW. Les harmoniques générées par les sources FM sont considérées comme WBI en ce qui concerne les signaux GNSS attribués dans les bandes L1 / E1.

II.3.1.5 Les appareils électroniques personnels

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

II.3.1.6 SATCOM

Les communications par satellite (SATCOM) fonctionnent dans les bandes de fréquences de 16 h 26 à 16 h 30.1660,5 MHz avec des canaux espacés de 0,75 MHz et une largeur de bande de 20 kHz.

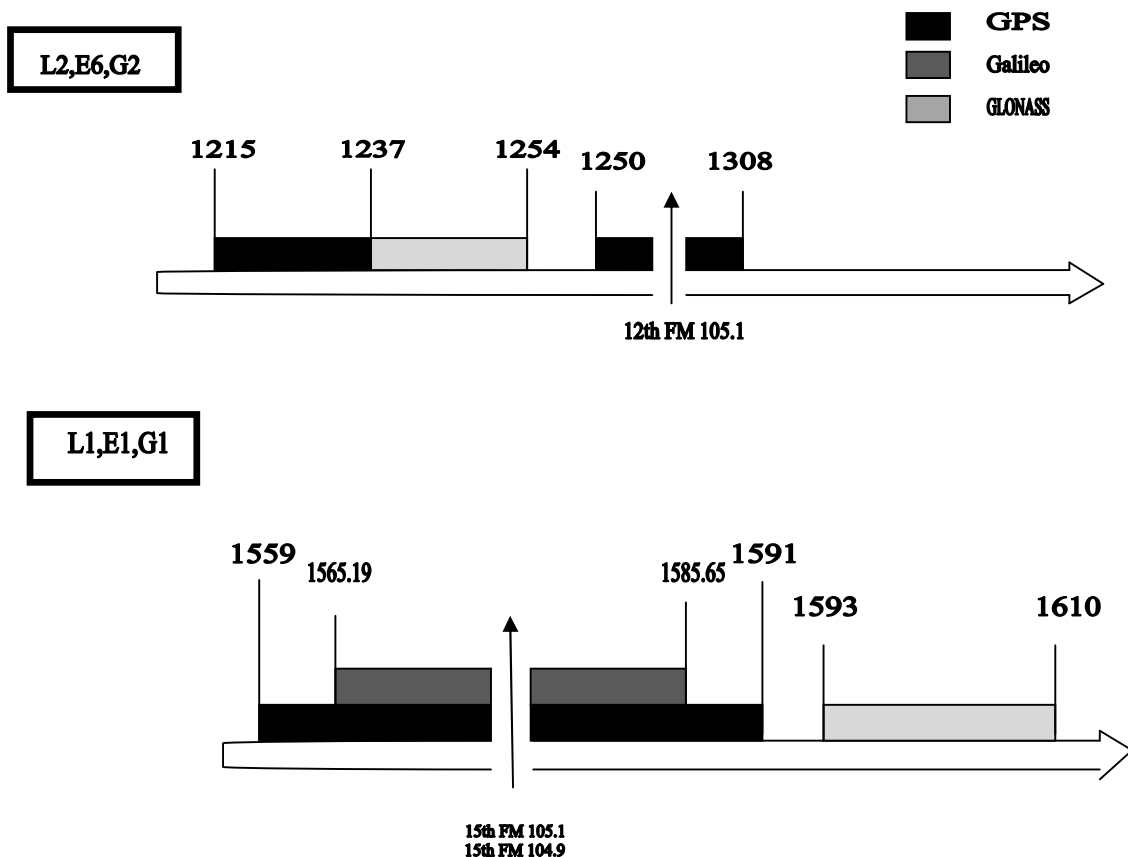


Figure II.3 brouillage harmonique FM potentiel

La transmission multi-porteuse dans un service SATCOM produit une intermodulation pouvant tomber dans la bande GNSS.

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

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

II.3.1.7 Service mobile par satellite (SMS)

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

II.3.1.8 Interférence du téléphone mobile

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

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

Cette valeur est obtenue en considérant une perte de trajet minimale de 38 dB. Le calcul de l'affaiblissement sur le trajet [24] après avoir généré des signaux à l'intérieur de l'avion. Les résultats montrent que toutes les valeurs considérées dépassent le niveau de sensibilité du système récepteur, mais dans le même temps sont sous la plus réaliste valeur obtenue à partir de la perte de trajet. Ainsi, les conclusions du document sont que les émissions de fréquences radio des téléphones testés n'interfère pas avec le système avionique examiné, parmi lequel le GPS.

II.3.2 Les signaux dans la bande

Certaines sources d'interférences diffusent des signaux dont la fréquence de la porteuse sont attribuées dans les bandes GNSS, et génèrent ainsi des interférences dans la bande. discute de la manière dont les interférences inter systèmes et intra systèmes doivent être prises en compte une source principale de perturbations dans la bande cependant le niveau acceptable des interférences est défini lors de la phase de conception des systèmes et, jusqu'à présent, le niveau acceptable a été le résultat de négociations internationales, discussions, et accords (considérons, par exemple, l'accord d'interopérabilité GPS / Galileo).

Dans cette section, l'accent est mis sur les systèmes terrestres non GNSS. Une courte description des systèmes les plus pertinents émettant du pouvoir dans un ou plusieurs des bandes GNSS sont fournies dans les sous-sections suivantes :

II.3.2.1 Systèmes de communication aéronautiques militaires / civils

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

Les systèmes DME / TACAN consistent en un interrogateur aéroporté et un transpondeur au sol qui émet des signaux pulsés de haute puissance qui constituent une menace pour les récepteurs GNSS, DME et TACAN fournissent des mesures de distance de l'aéronef par rapport à une station de référence au sol. Le TACAN est un système militaire qui fournit des mesures de distance et d'azimut. Le DME / Le système TACAN fonctionne dans la bande de fréquences de 960 à 1215 MHz [12] en quatre modes différents: X, Y, W et Z, même si seule la masse DME / TACAN.

Le mode X du transpondeur occupe la bande de fréquence 1151–1215 MHz qui avec le signal GNSS E5a / L5 et E5b (voir Figure II.4 et Tableau II.1).

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

$$y_{pulse}(t) = e^{-\frac{\alpha}{2}r^2} + e^{-\frac{\alpha}{2}(t-\Delta t)^2} \tag{II.1}$$

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

La fréquence maximale de répétition des impulsions (PRF) pour le DME et les systèmes TACAN ont respectivement 2700 et 3600 ppp. JTID / MIDS sont des systèmes de communication numériques à spectre étalé destinés l'échange de données entre plates-formes militaires. Ils opèrent entre 969 et 1206 MHz brouillant les bandes E5a / E5b, comme il est indiqué dans la Figure II.5.

II.3.2.2 Signaux ultra-large bande

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

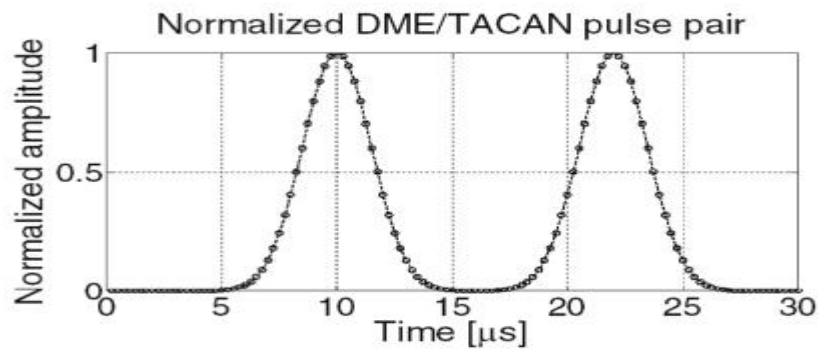


Figure II.4 paire d'impulsions DME/TACAN en bande de base classique

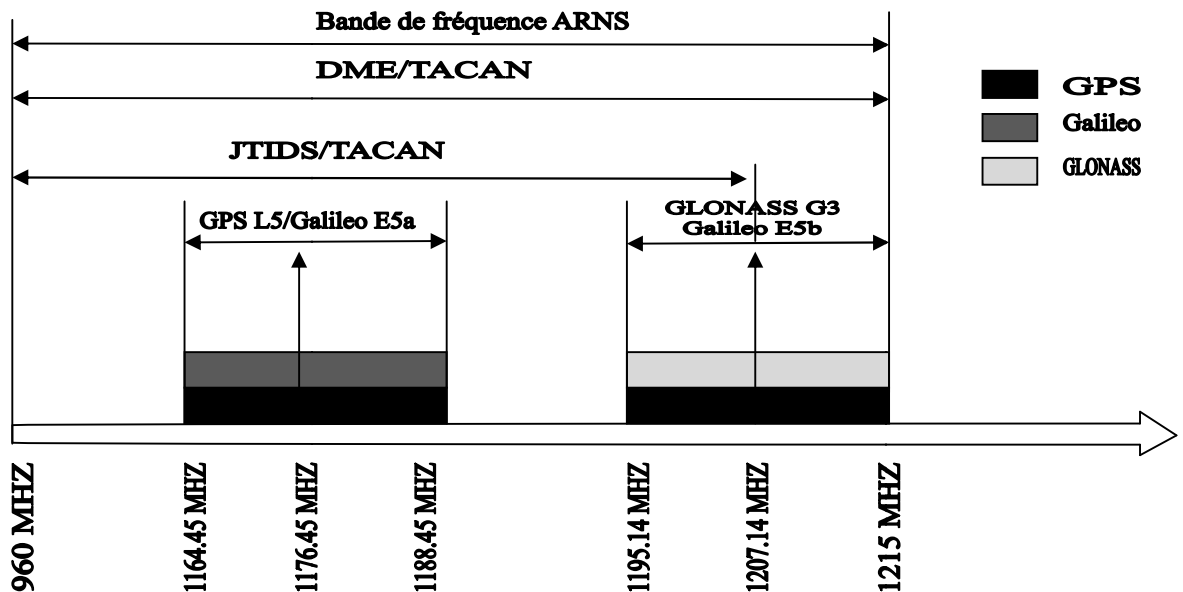


Figure II.5 plan de fréquence DME/TACAN et JTIDS/MIDS

Channel Mode	Operating Mode	Pulse Pair Spacing (μs)		Time Delay (μs)	
		Interrogation	Reply	First Pulse Timing	Second Pulse Timing
X	DME/N	12	12	50	50
	DME/P IA M	12	12	50	—
	DME/P FA M	18	12	56	—
Y	DME/N	36	30	56	50
	DME/P IA M	36	30	56	—
	DME/P FA M	42	30	62	—
W	DME/N	—	—	—	—
	DME/P IA M	24	24	50	—
	DME/P FA M	30	24	56	—
Z	DME/N	—	—	—	—
	DME/P IA M	21	15	56	—
	DME/P FA M	27	15	62	—

Tableau II.1 Classification du mode Opérationnel DME

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

Les systèmes de modulation de données souvent utilisés dans les systèmes UWB sont à impulsions modulation de position (PPM) et modulation d'amplitude de pouls (PAM).

Le signal UWB est généré en utilisant des impulsions inférieures à la nanoseconde qui propagent le signal d'énergie sur une large bande de fréquence. 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 GNSS dont la puissance du signal est très inférieure au bruit de

fond. Plusieurs études ont conclu que les signaux UWB peuvent dégrader les performances du récepteur GPS.

D'autres études démontrent par simulation et dans un environnement personnel sans fil l'étude [25] de cas du réseau local (WPAN), que l'effet de brouillage UWB peut être réduit en choisissant les paramètres de modulation appropriés.

II.3.3 Classification des brouilleurs

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

Le brouillage intentionnel est une menace bien connue dans les applications militaires, mais il est également considéré comme une préoccupation croissante dans l'environnement civil,



Figure II.6 exemples de brouilleurs GNSS multifréquences: brouilleur du bureau réglable (à gauche) et périphérique de lecture à quatre antennes (à droite).

mais le fait que des incidents réels causés par des PPV se soient déjà produits (considérer l'incident à l'aéroport de Newark dans le New Jersey).

Il convient de rappeler que dans de nombreux pays (par exemple, les États-Unis ou plusieurs Pays européens), il est illégal de vendre ou d'utiliser des brouilleurs. Malgré cela, il est

peut être interdit de posséder ou d'acheter un brouilleur, facilement réalisable à travers plusieurs sites Web, même pour un coût de quelques dizaines de dollars [26].

Ensuite, nous résumons les principales classifications de brouilleurs proposées [27] dans la littérature et discuter de leurs principales caractéristiques.

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

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

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

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

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

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

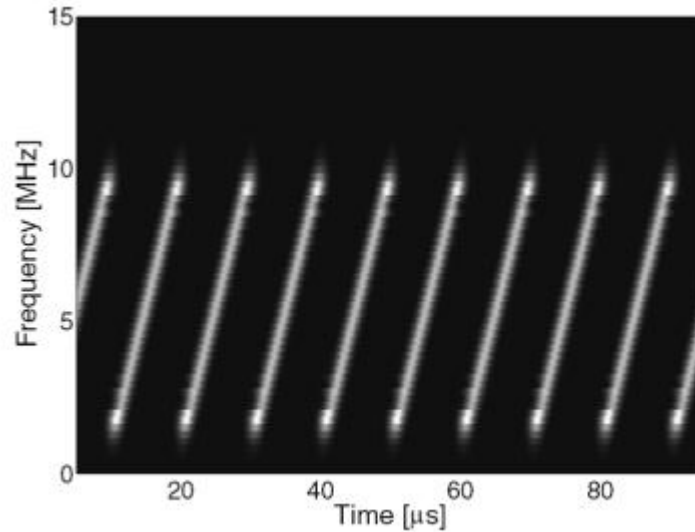


Figure II.7 exemple du signal de modulation transmis par un brouilleur portable : représentation temps-fréquence.

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

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

Ces valeurs de puissance intermédiaires s'avèrent être les plus dangereuses cas, car parfois ils ne peuvent pas être détectés mais ils conduisent à une détérioration de la performance de positionnement. Pour l'utilisateur d'un récepteur GNSS, la pertinence de l'effet d'une forte RFI est évidente. Si le destinataire est incapable pour suivre des satellites, il ne peut pas calculer sa position. Lorsque le destinataire est capable de suivre les satellites, mais le signal est affecté par RFI, l'erreur sur la pseudo-plage et les mesures sont augmentées.

La précision de la solution de positionnement dépend, entre autres, sur la qualité des mesures de pseudo-intervalles et / ou la mesures de phase. En conséquence, lorsque RFI dégrade le pseudo range et des mesures de phase ou induit des glissements de cycle sur les mesures de phase, la précision de la solution de positionnement diminuera.

Dans les sections suivantes, les effets sur les différentes étapes du récepteur sont discutés.

II.4.1 Impact sur le front-end

L'entrée du récepteur est le premier étage du récepteur affecté par la présence d'une source interférente. Le front-end filtre le signal entrant dans la bande passante d'intérêt, en la démodulant à la fréquence intermédiaire choisie avant d'effectuer la conversion analogique-numérique (ADC).

Il faut tenir compte de la présence à l'avant du gain réglable contrôle (AGC) entre la partie analogique du frontal et le CAN. L'amplificateur à gain variable ajuste la puissance du signal entrant pour optimiser la dynamique du signal pour l'ADC afin de minimiser les pertes de quantification.

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

Lorsque la bande GNSS est sans interférence, ce qui devrait être la norme en raison des restrictions sur les émissions dans la bande et à proximité, le gain d'AGC dépend presque exclusivement sur le bruit thermique, puisque la puissance du signal GNSS reçu au niveau inférieur à celui du plancher de bruit thermique. Le rôle principal de l'AGC est de:

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.

Les statistiques pour les échantillons à la sortie de l'ADC dans le cas d'une interférence de bande GNSS libre, indiquée à la figure II.8 (a), sont normalement comme indiqué à la figure II.8 (b).

En cas de brouillage dans la bande, l'AGC pressera le signal entrant. signal afin de correspondre à la dynamique maximale de l'ADC, causant ainsi une réduction de l'amplitude du signal utile, qui peut être perdu. C'est typique de ce qui peut arriver en présence d'une sorte de WBI; peut être répartis sur une largeur de bande supérieure à la bande passante du filtre frontal considéré comme un bruit supplémentaire sur la bande passante d'intérêt. De plus, en présence de NBI ou de CWI, les statistiques des numériques signaux à la sortie de l'ADC sont également affectées. Cela peut être vu dans la figure II.8 (d), où les niveaux de quantification des limites deviennent plus probables que les autres. Dans ce cas, l'AGC est toujours capable de compresser le signal d'entrée pour éviter une saturation plus forte, cependant, les étapes suivantes du récepteur auront traité une contribution GNSS quantifiée uniquement aux niveaux inférieurs.

En présence d'interférences plus fortes, même les autres composants du front-end (filtre et amplificateurs) peuvent être amenés à travailler en dehors de leur valeur nominale régions, générant des effets non linéaires ou des phénomènes de coupures (dont l'amplitude du

signal dépasse la capacité du matériel à les traiter). À la fois, cas des harmoniques parasites sont générés et mélangés avec le signal utile le front lui-même.

II.4.2 Incidence sur la phase d'acquisition

Si le brouillage n'entraîne pas une saturation complète de l'AGC / ADC, l'acquisition du module est toujours en mesure de remplir sa tâche en traitant le signal brouillé estimer la phase du code et le décalage Doppler par rapport au code local.

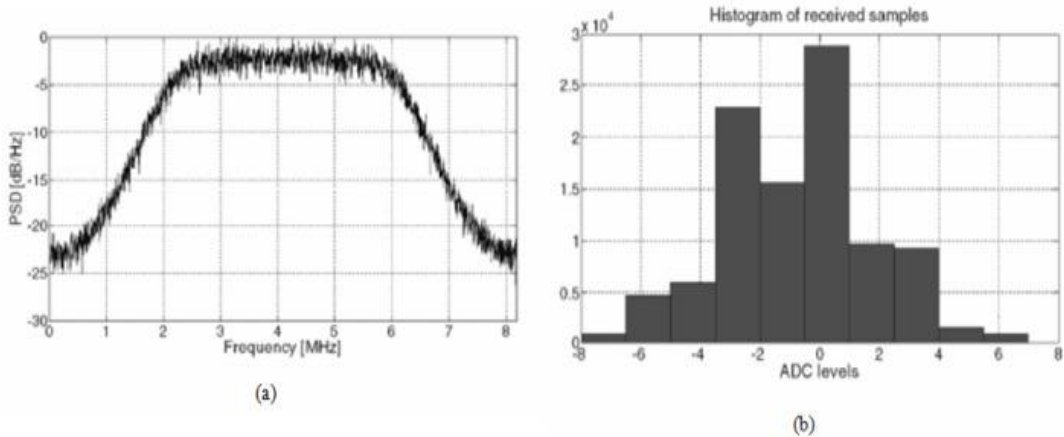


Figure II.8 (a) PSD code GPS L1 C/A en absence d'interférence.(b) histogrammes des échantillons à la sortie de l'ADC en l'absence d'interférence

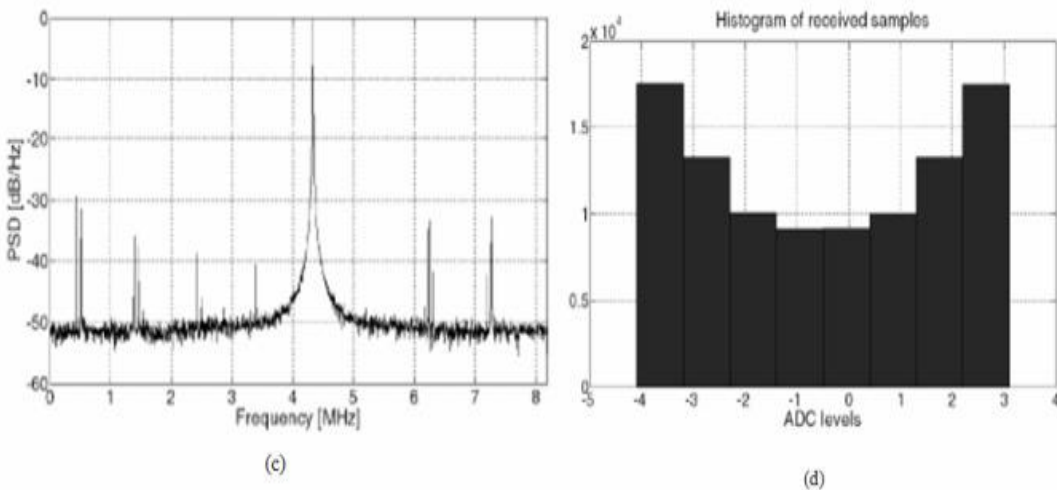


Figure II.8 (Suite) (c) GPS L1 C / A code PSD en présence de CWI. (ré) Histogrammes des échantillons à la sortie de l'ADC en présence de CWI.

La corrélation avec le code local peut être vue comme une opération d'étalement suivie par un filtre.

Une dérivation exhaustive de l'impact de CWI sur l'acquisition d'un récepteur GNSS est fournie en présence de CWI, l'expression du signal à l'entrée du bloc de traitement en bande de base d'un récepteur GNSS [28] est :

$$y_{IF}[n] = \sqrt{2Cc[n - \tau_0] \cos(2\pi(f_{IF} + f_{D,0})T_s n + \varphi_0)} + A_{int} \cos(2\pi F_{int} T_s n + \theta_{int}) + \eta[n] \tag{II.2}$$

Le premier membre de la somme est le signal GNSS utile reçu; Non, F_{int} et θ_{int} sont respectivement l'amplitude, la fréquence porteuse et la valeur de phase aléatoire uniformément répartie dans l'intervalle $[-\pi; \pi]$ du CWI supposé être une sinusoïde pure; et $\eta[n]$ est la composante de bruit gaussienne sous l'hypothèse du théorème d'échantillonnage de Nyquist, peut être supposée un classique processus aléatoire discret indépendant et identiquement distribué (IID). Selon le schéma équivalent d'un bloc d'acquisition GNSS décrit à la figure(II.9), le signal en (II.2) est d'abord multiplié par un complexe exponentiel et puis multiplié et intégré par rapport au code local choisi en fonction d'une hypothèse de fréquence Doppler f_D et de retard de code τ , fournissant ainsi les composants complexes suivants d'ambiguïté croisée:

$$S_t(\tau, f_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_1[n]c[n - \tau] = r_1[\tau] * b_c[\tau]$$

$$S_q(\tau, f_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_q[n]c[n - \tau] = r_q[\tau] * b_c[\tau] \tag{II.3}$$

Où b_c est le filtre équivalent représentant l'opération de multiplication et l'intégration par rapport au code local, et N est le nombre de valeurs cohérentes échantillons intégrés. Enfin le CAF est obtenu sous forme de module complexe

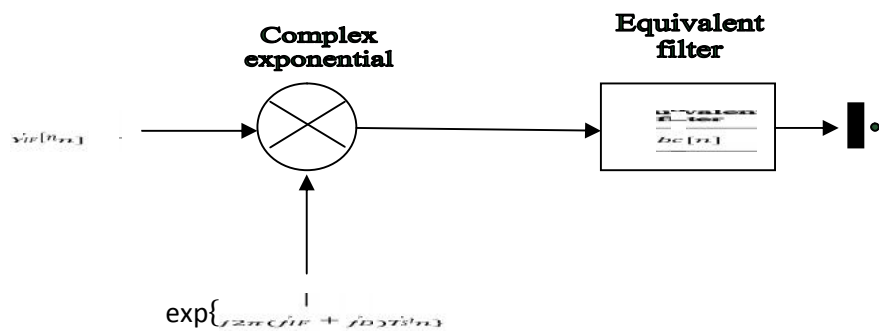


Figure II.9 Schéma équivalent d'un bloc d'acquisition GNSS.

$$S(\tau, f_D) = \sqrt{S_1(\tau, f_D)^2 + S_q(\tau, f_D)^2} \tag{II.4}$$

Lorsque le délai de code et le décalage Doppler sont correctement récupérés, la contribution du signal est donnée par :

$$S_y \approx \sqrt{C/2} \cdot \exp\{j\varphi_0\} \quad (\text{II.5})$$

la contribution de CWI aux FAC est composée de deux exponentielles complexes à différentes fréquences générées par la multiplication du CWI avec le complexe exponentiel:

$$I_D[n] = \frac{A_{int}}{2} \exp\left\{j2\pi\left(F_{int} + (F_{IF} + F_{D,0})\right)T_i n + j\theta_{int}\right\} \\ + \frac{A_{int}}{2} \exp\left\{-j2\pi\left(F_{int} - (F_{IF} + F_{D,0})\right)T_s n - j\theta_{int}\right\} \quad (\text{II.6})$$

Ainsi, ces deux composants sont envoyés au filtre équivalent $b_c[n]$ dont la sortie est

$$S_{int} = \frac{A_{int}}{2} \exp\left\{j2\pi\left(F_{int} + (f_{IF} + f_{D,0})\right)T_s + j\theta_{int} + j\theta_1\right\} \\ + k_2 \frac{A_{int}}{2} \exp\left\{-j2\pi\left(F_{int} - (f_{IF} + f_{D,0})\right)T_s \tau_0 - j\theta_{int} + j\theta_2\right\} \quad (\text{II.7})$$

Où

$$k_1^2 = |H_c(\pm F_{int} + f_{IF} + f_{D,0})|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |H_c(f)|^2 \delta(f - (\pm F_{int} + f_{IF} + f_{D,0})) df \\ = \int_{-\infty}^{\infty} G_s(f) G_i(f) df \quad (\text{II.8})$$

Avec $G_s(f) = |H_c(f + f_{IF} + f_{D,0})|^2$, $G_i = \delta(f \pm F_{int})$ et $\delta(\cdot)$ est le delta Dirac. Ainsi, k_1^2 et k_2^2 ne sont que des coefficients de séparation spectrale selon (II.8). En ce qui concerne la contribution au bruit, la multiplication avec le complexe exponentielle divise la puissance de bruit sur les deux branches d'acquisition (en phase et en quadrature). La variance totale du processus de sortie est donnée par :

$$\sigma_{out}^2 = \frac{1}{N} \sigma_{IF}^2 = \frac{1}{N} N_0 \beta_r \quad (\text{II.9})$$

Où $N_0/2$ est la densité spectrale de puissance (PSD) du bruit IF et β_r est la bande passante

du filtre IF. Ainsi, la contribution du bruit au CAF peut être supposée d'avoir une distribution gaussienne avec moyenne nulle et variance pour la phase est composante en quadrature égale à $\sigma_{out}^2/2 (S_W - N_c(0, \frac{\sigma_{out}^2}{2} I_2))$ avec I_2 étant une matrice d'identité 2×2).

En conclusion, en présence de CWI et en supposant une récupération parfaite fréquence Doppler et délai de code du signal GNSS reçu, le CAF devient la distribution de riz suivante:

$$S(\tau, f_D) | \varphi_0, \theta_{int} = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{x^2 + \alpha^2}{2\alpha^2}\right\} I_0\left(\frac{x\alpha}{\alpha^2}\right), x > 0 \quad (\text{II.10})$$

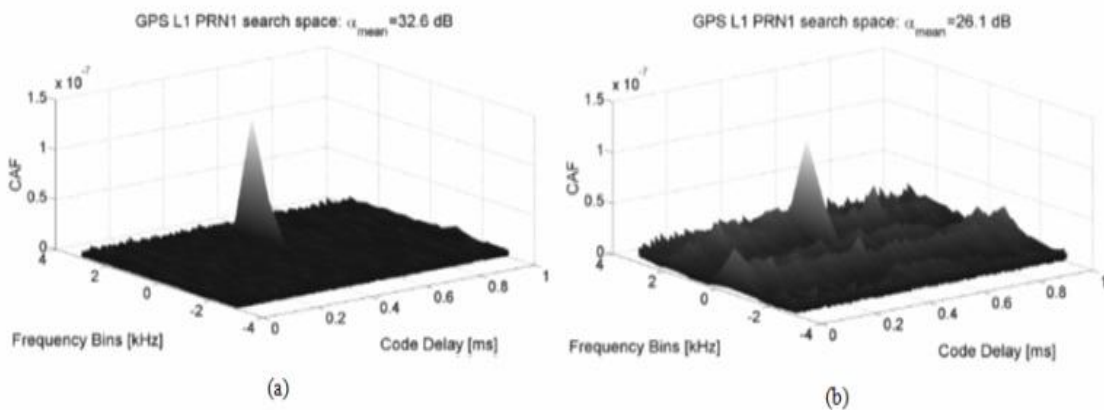
Où $\alpha^2 = |S_y + S_{int}|^2$, $\sigma^2 = \sigma_{out}^2/2$ et I_0 est la fonction de Bessel modifiée du premier type et d'ordre zéro. Ainsi, il est possible de dériver une probabilité de détection conditionnée avec la connaissance de départ de φ_0 et θ_{int} comme L'équation (II.11) suppose une connaissance précise de la phase initiale du GNSS signal et les interférences, qui sont en général inconnues.

$$P_d \left(\beta/\varphi_0, \theta_{int} \right) = \int_{\beta}^{\infty} \frac{x}{\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{x^2 + \alpha^2}{2\alpha^2} \right\} I_0 \left(\frac{x\alpha}{\alpha^2} \right) dx = \varrho \left(\frac{\alpha}{\sigma}; \frac{\beta}{\sigma} \right) \quad (II.11)$$

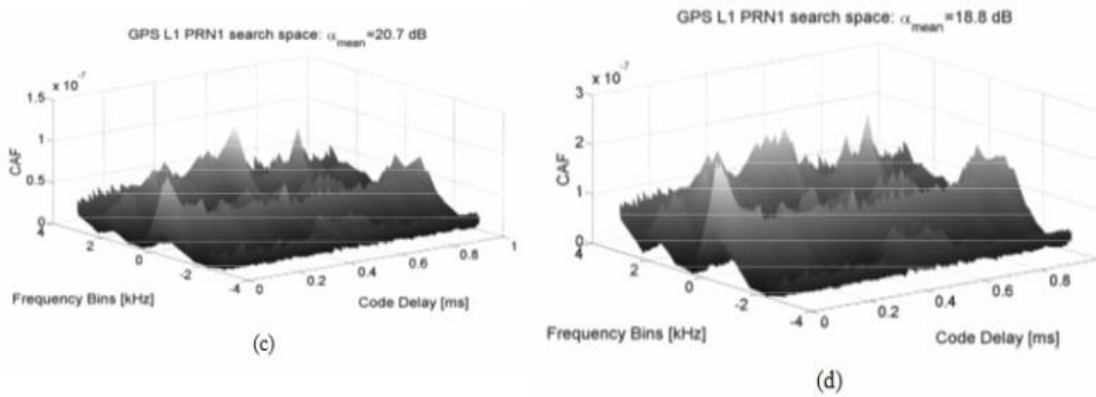
En fait, l'impact du CWI sur l'espace de recherche change en fonction de ces paramètres. Ainsi, la probabilité de détection globale doit être calculée par la suppression de l'hypothèse de la connaissance initiale de φ_0 et θ_{int} , et calculer la moyenne par rapport à la fonction de densité de probabilité (PDF) de ces deux variables aléatoires variables. Plus de détails sur la performance des acquisitions en présence de CWI [28] .

La figure (II.10) illustre l'espace de recherche d'acquisition pour différents niveaux de puissance bouilleuse d'un CWI comprise entre -140 et -130 dBW par rapport au cas sans brouillage. Les espaces de recherche représentés dans la figure (II.10). Pour les quatre scénarios sont réalisés en utilisant 1 ms de temps d'intégration cohérente et trois non cohérents accumulations, et la séparation pointe-bruit-plancher définie comme

$$\alpha_{mean} = \frac{R_P}{M_c} \quad (II.12)$$



Figure(II.10) Espace de recherche d'acquisition GPS L1 C / A dans (a) une zone sans interférence environnement et (b) en présence de CWI dans la bande -140 dBW

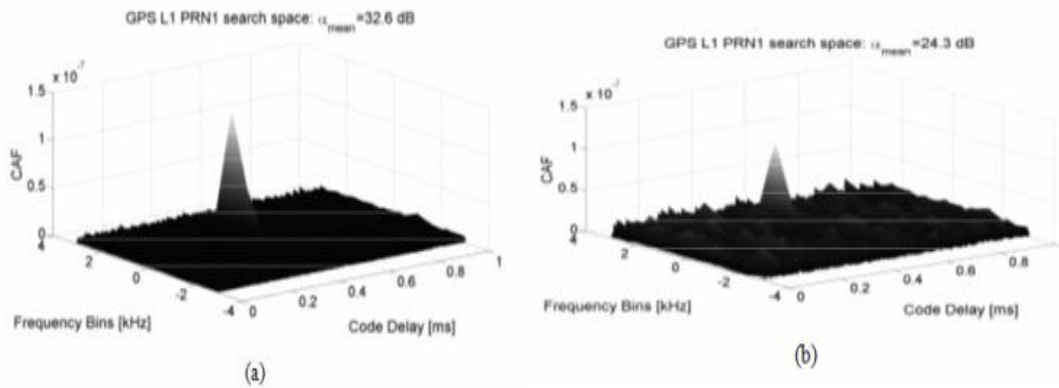


Figure(II.10) (Suite) (c) CWI dans la bande -135 dBW et (d) CWI dans la bande -130 dBW.

La valeur de α_{mean} décroît à mesure que le brouillage de la puissance augmente, ainsi la probabilité d'une fausse alarme. En outre, avec la puissance croissante du CWI, un effet de modulation de l'espace de recherche sol dans la dimension du domaine Doppler peut être observé. Un tel effet est principalement déterminé par les nouvelles composantes harmoniques générées par la multiplication entre le transporteur généré localement et le CWI reçu. Un tel l'effet dépend également de la manière dont le signal brouilleur et le signal GNSS utile sont combinés à l'entrée du bloc d'acquisition, ce qui dépend à son tour sur les variables aléatoires φ_0 et θ_{int} . En présence de WBI, un effet différent est observé dans l'acquisition espace de recherche. Considérant une propagation du bruit blanc gaussien à bande limitée partout dans les composants de signal filtrés utiles GNSS, l'effet sur le CAF l'enveloppe est une augmentation du bruit de fond de

$$\frac{1}{N} N_0 \beta_R \text{ à } \frac{1}{N} (N_0 + I_0) \beta_r, \text{ avec } I_0/2 \text{ étant la densité PSD du bruit additionnel limité en bande en}$$

FI. Ainsi, l'effet sur l'espace de recherche d'acquisition est représenté par une augmentation du bruit de l'espace de recherche, comme illustré dans la figure (II.11).



Figure(II.11) Espace de recherche d’acquisition GPS L1 C / A dans (a) une zone sans interférence environnement et (b) en présence de -140 dBW NBI.

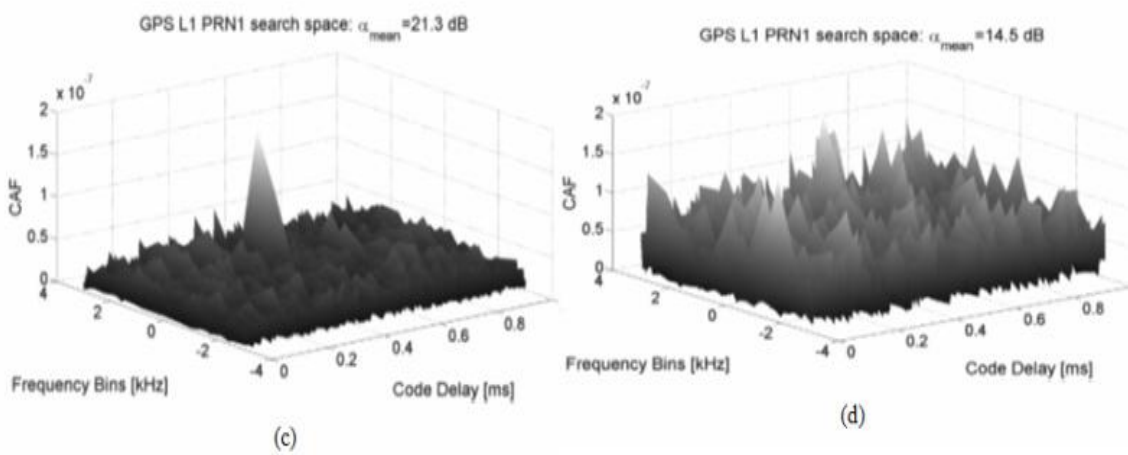


Figure (II.11) (suite) (c) –135 dBW NBI et (d) –130 dBW NBI.

La présence du bruit additif limité par la bande provoque une augmentation uniforme du plancher de bruit dans l'espace de recherche qui pourrait masquer le pic de corrélation correct et ainsi tromper le processus d’acquisition, comme dans le cas illustré dans la figure (II.11) (d). Une étude approfondie des effets de plusieurs types de brouillage sur les probabilités d'acquisition [29].

II.4.3 Impact sur la phase de suivi

L’impact d’interférence sur la phase de suivi a une conséquence directe sur la qualité de pseudo-plage mesurée. La présence de nuisibles interférant des signaux produisent non seulement une augmentation de la variance de l'estimation de l'heure d'arrivée fournie par le discriminateur mais provoquent également une modification de la forme de la courbe en S du discriminateur de code, créant ainsi dans certains cas un biais dans les mesures. Une méthode pour

évaluer le biais sur la fonction de discriminateur causée par la présence de CWI et de bande étroite [30].

La performance des boucles de poursuite en présence d'interférence a été largement étudiée dans la littérature en termes de racine (RMS) erreur de suivi de code. La boucle de suivi de code est chargée de fournir une amende estimation de l'heure d'arrivée τ du signal GNSS reçu; ainsi, la variance du signal à la sortie du corrélateur de boucle de code affecte directement la qualité des mesures de pseudo-intervalle. la variance de l'estimation TOA lissée σ_s^2 , fourni par la boucle de suivi de code, est dérivé en fonction de l'estimation du TOA non lissée. σ_u^2 , qui vient couramment à partir de la sortie du discriminateur, comme

$$\sigma_u^2 \cong \sigma_u^2 2B_L T (1 - 0.5B_L T) \tag{II.13}$$

Où B_L est la largeur de bande équivalente d'un côté de la boucle de poursuite et T est le temps d'intégration employé. L'équation (II.13) peut être approchée comme suit: $\sigma_u^2 \cong \sigma_u^2 2B_L T$ pour les petites valeurs de $B_L T$.

Une dérivation très détaillée de σ_u^2 pour le traitement cohérent précoce-tardif (CELP) et traitement non cohérent précoce-tardif (NELP) en présence des interférences à bande étroite et à large bande. Dans la présence d'un discriminateur cohérent précoce-tardif, la variance du code erreur de suivi est :

$$\sigma_{s,CLEP}^2 = \frac{B_L(1-0.5B_L T) \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_w(f) G_s(f) \sin^2(\pi f \Delta) df}{(2\pi)^2 C \left(\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f G_s(f) \sin(\pi f \Delta) df \right)^2} \tag{II.14}$$

Où :

β_r = la largeur de bande du filtre frontal des deux côtés;

Δ = espacement début-tard (en unité de secondes);

$G_s(f)$ = densité spectrale de puissance du signal GNSS normalisée à la puissance unitaire sur la bande passante infinie $\int_{-\infty}^{\infty} G_I(f) df = 1$;

C = puissance de la porteuse du signal GNSS reçu ;

$G_w(f) = N_0 + C_I G_I(f)$ = bruit spectral de puissance de brouillage densité, N_0 étant le spectre de puissance du bruit plat densité sur la largeur de bande frontale du récepteur, C_I la puissance de porteuse d'interférence sur une largeur de bande infinie, et G_I la densité spectrale de puissance d'interférence normalisée tel que $\int_{-\infty}^{\infty} G_I(f) df = 1$.

La division du bruit et de la composante d'interférence, (II.14) peut être réécrite

$$\sigma_{s,CELP}^2 = \frac{B_L(1 - 0.5B_L T) \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_s(f) \sin^2(\pi f \Delta) df}{(2\pi)^2 \frac{C}{N_0} \left(\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f G_s(f) \sin(\pi f \Delta) df \right)^2} + \frac{B_L(1 - 0.5B_L T) \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_I(f) G_s(f) \sin^2(\pi f \Delta) df}{(2\pi)^2 \frac{C}{C_I} \left(\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f G_s(f) \sin(\pi f \Delta) df \right)^2} \quad (II.15)$$

Selon la dérivation théorique proposée pour les non-cohérentes traitement précoce-tardif [31], la variance de l'erreur de suivi de code devient :

$$\sigma_{s,NELP}^2 = \sigma_{s,CELP}^2 \left[1 + \frac{\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_s(f) \cos^2(\pi f \Delta) df}{T \frac{C}{N_0} \left(\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_s(f) \cos(\pi f \Delta) df \right)^2} + \frac{\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_I(f) G_s \cos^2(\pi f \Delta) df}{T \frac{C}{C_I} \left(\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_s(f) \cos(\pi f \Delta) df \right)^2} \right] \quad (II.16)$$

La figure II.12 montre une comparaison entre le RMS CELP et NELP Erreur de suivi du code GPS L1 C / A en présence d'un additif filtré Bruit gaussien autour de la fréquence intermédiaire et avec une largeur de bande de 200 kHz, en fonction du rapport de brouillage sur signal de puissance CI / C.

Comme prévu, une augmentation de la puissance de brouillage entraîne une augmentation dans la précision de suivi de code. De plus, notez que pour des valeurs faibles de CI / C, CELP et NELP présentent des performances similaires, alors que pour des valeurs élevées de CI / C,

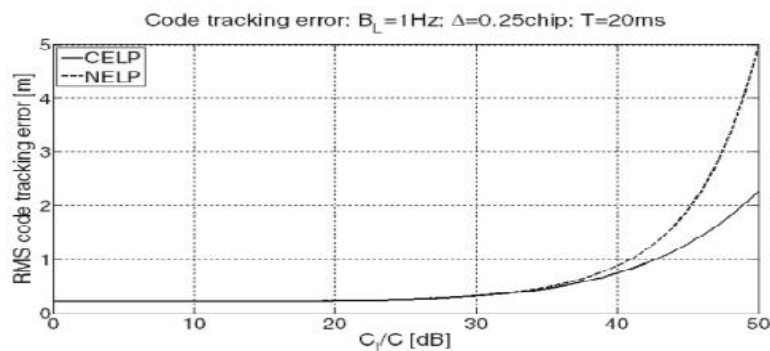


Figure II.12 Comparaison des erreurs de suivi de code GPS L1 C / A: CELP et NELP.

Les performances de suivi du code NELP sont pires que celles du suivi de code CELP. Ceci est principalement dû au fait que, pour les valeurs de puissance brouilleuse élevées, est donc de faibles rapports signal sur bruit et brouillage (SNIR), l'effet de la «perte au carré» est prédominante.

Selon le modèle de (II.16), une analyse de l'impact des filtres caractéristiques le bruit blanc gaussien sur la précision de suivi du code sont fournies pour les modulations BPSK (1) et BOC (1,1) de la figure II.13. Pour les deux codes d'analyses d'erreur de suivi, une largeur de bande frontale ν égale à 4,092 MHz et une fréquence d'échantillonnage FS égale à 16,36 MHz est considérée. En outre, un rapport de densité de porteuse sur bruit nominal C / N_0 égal à 47 décibels par hertz (dB-Hz) est supposé ainsi qu'un brouillage fixe pour un rapport de puissance du signal C_I / C égal à 40 dB.

Les figures II.13 (a) et (b) montrent respectivement l'exactitude du code de suivi de Signaux BPSK (1) et BOC (1,1) selon (II.16) en présence de filtres d'interférence blanche gaussienne avec une largeur de bande allant de 50 kHz à 4,092 MHz centré sur la fréquence intermédiaire. Dans les deux figures, notez que l'erreur de suivi du code est dégradée pour un espacement plus large plus tôt que plus tard. Valeurs inférieures d'espacement sont moins sensibles à l'augmentation de la largeur de bande d'interférence. Dans le cas de la précision du code de suivi BPSK (1), l'erreur est plus grande pour une interférence d'une bande passante proche du taux de copeaux, alors que pour la modulation BOC (1,1), une largeur de bande d'interférence environ deux fois plus large que le taux de déchipetage conduit à l'erreur de suivi de code la plus élevée. Une analyse plus détaillée sur la bande limitée de l'interférence blanche.

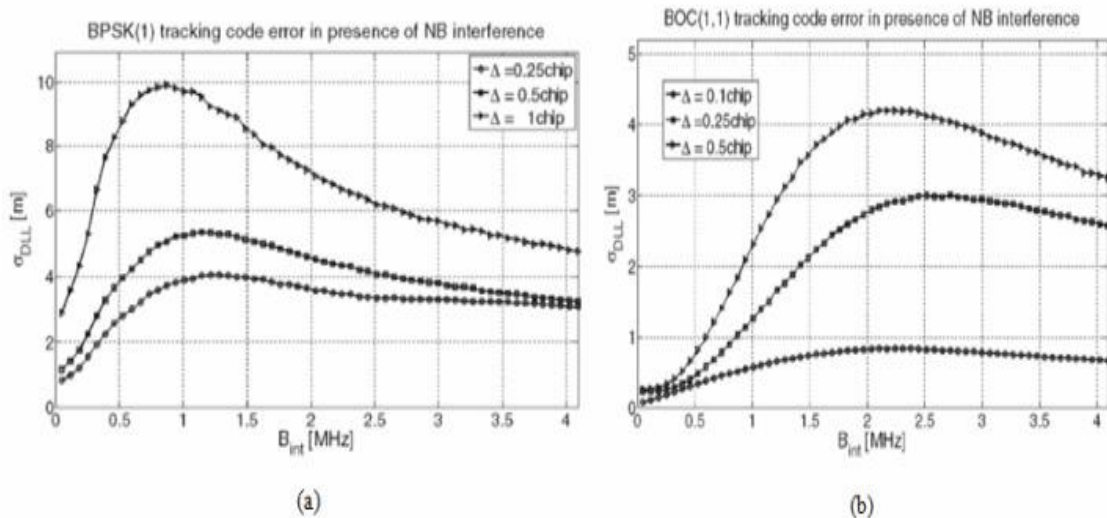


Figure II.13. Précision du code de suivi des signaux (a) BPSK (1) et (b) BOC (1,1) dans la présence d'interférence NBI.

Comme exemple de l'effet des interférences sur la phase de suivi, la figure II.14 décrit les résultats des corrélateurs précoces-tardifs. En présence de CWI dans la bande et de NBI, le brouillage est injecté 9,3 s après le début de la phase de suivi où le récepteur est correctement verrouillé sur le récepteur Signal GNSS. Le tableau II.2 récapitule la configuration des paramètres de suivi adoptés dans le récepteur GNSS pour un tel exemple.

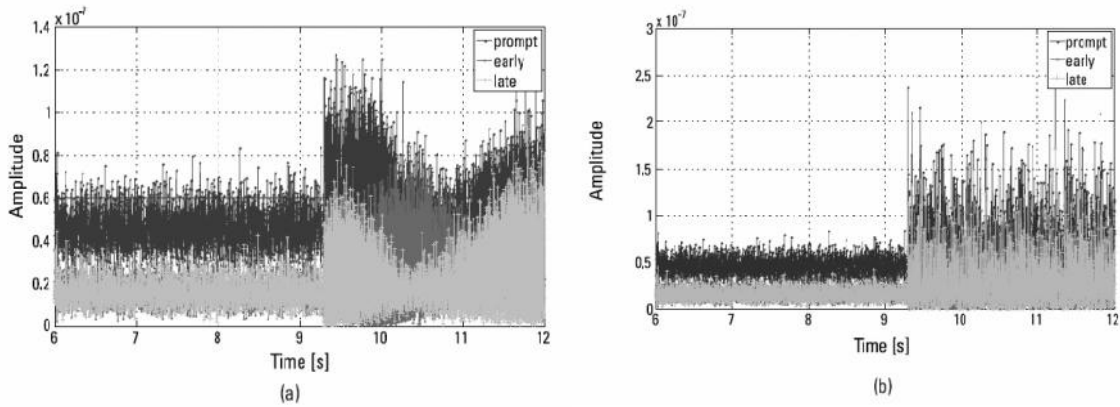


Figure II.14 Performances de suivi GPS L1 C / A: corrélateurs début-prompt-tard dans la présence de CWI dans la bande (ab) -130 dBW et NBI de (b) -130 dBW.

Temps d'intégration de la protection	PLL $\frac{B_n}{B_n}$	DLL $\frac{B_n}{B_n}$	Spacing
1 ms	10Hz	2Hz	0.9chip

Tableau II.2 Configuration des paramètres de boucle de suivi de récepteur GNSS.

La présence d'un CWI, décalé de 200 kHz par rapport au signal GNSS fréquence intermédiaire (en correspondance avec un spectre de code C / A ligne), non seulement augmente le bruit aux sorties du corrélateur mais conduit à des harmoniques comportements des sorties du corrélateur précoce, rapide et tardif.

La présence de NBI augmente la variance des résultats des corrélateurs et cela a une conséquence directe sur l'augmentation de l'erreur de pseudo-intervalle. L'effet de l'augmentation de la mesure de pseudo-plage en présence de CWI et Le NBI est prouvé par la tendance des sorties de discriminateur illustrée à la figure II.15.

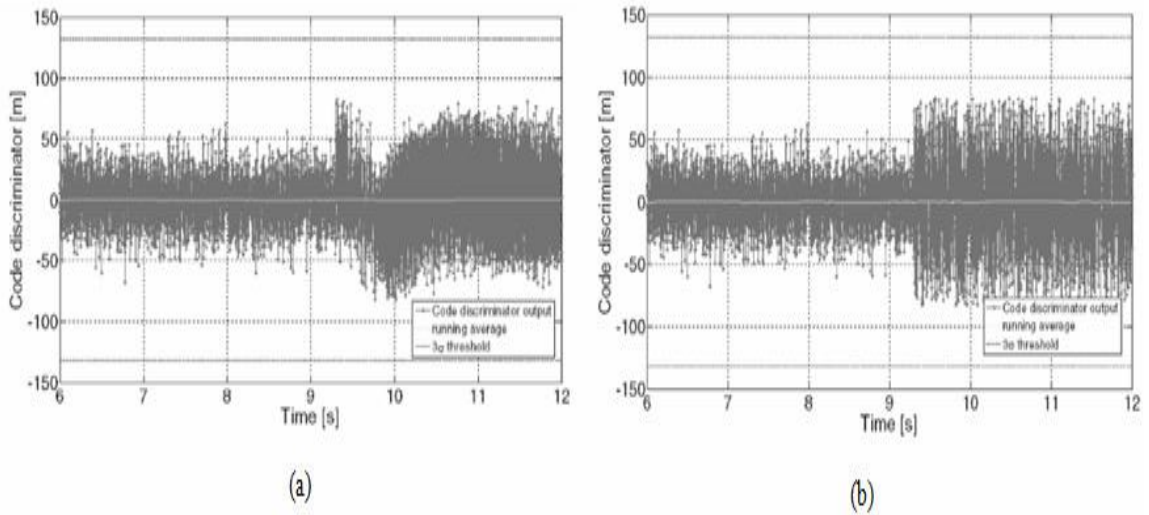


Figure II.15 Performances de suivi GPS L1 C / A: sortie du discriminateur de code dans la présence de (a) -130 dBW dans la bande CWI et (b) -130 dBW NBI.

Le bruit sur les mesures de phase du récepteur GNSS est augmenté ainsi que. Les figures II.16 (a) et (b) montrent respectivement l'effet différent sur la sortie du discriminateur de la phase de porteuse provoquée par la présence de CWI dans la bande et NBI limité par la bande. La présence de bruit additif limité par la bande conduit à une augmentation globale de la variance de sortie du discriminateur de phase de la porteuse sur le seuil 3σ qui, pour un discriminateur d'arc tangente PLL à deux quadrants, est 45° [voir la figure II.16 (b)]. En présence d'un fort CWI, un saut soudain de la sortie du discriminateur de phase est détecté dès que le CWI est injecté comme indiqué dans la figure II.16 (a).

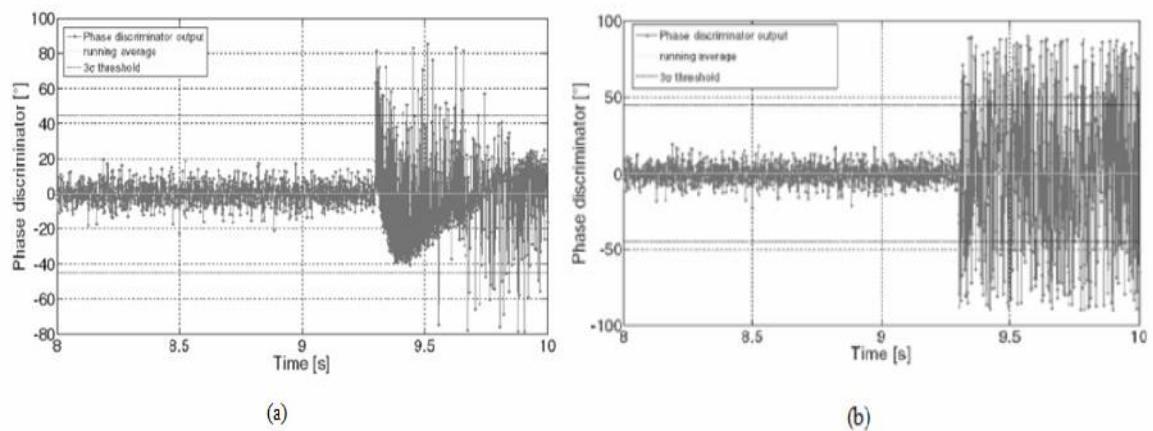


Figure II.16 Performance de suivi GPS L1 C / A: sortie du discriminateur de phase de la porteuse en présence de (a) -120 dBW dans la bande CWI et de -120 dBW NBI.

II.4.4 Impact sur le rapport signal / bruit estimé

Les interférences affectent le rapport signal sur bruit estimé (C / N_0 en décibels par hertz (dB-Hz)), comme indiqué dans la figure II.17, où la tendance du rapport C / N_0 est indiquée pour CWI dans la partie (a) et NBI dans la partie (b) pour différents niveaux de puissance de brouillage. Notez que s'en tenir à la définition de C / N_0 comme étant le rapport entre la puissance et la densité spectrale de puissance due au bruit thermique à l'entrée de récepteur, la présence d'interférences ne doit pas changer la valeur, car le bruit thermique n'augmente pas. Cependant, la valeur C / N_0 fournie par les récepteurs GNSS sont estimés à partir des sorties du corrélateur à l'étape de suivi. Pour cette raison, l'estimation est affectée par la présence du bruit supplémentaire (non thermique) généré par le brouillage. La variation de C / N_0 peut également être utilisé comme observable pour des interférences (ou d'autres menaces) détection.

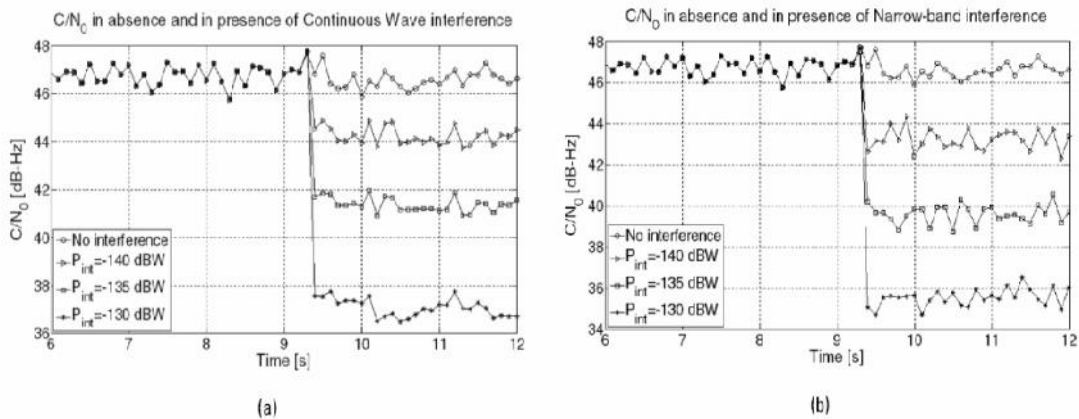


Figure II.17 Estimation du rapport de densité de porteuse à bruit en présence de (a) CWI et de (b) NBI.

II.5 Conclusions

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

CHAPITRE III :
**Traitement numérique du signal
classique Contre-mesures au
brouillage dans GNSS**

III.1.Introduction

En électronique, un filtre numérique est un élément qui effectue un filtrage à l'aide d'une succession d'opérations mathématiques sur un signal discret. C'est-à-dire qu'il modifie le contenu spectral du signal d'entrée en atténuant ou éliminant certaines composantes spectrales indésirées. Les filtres numériques sont réalisés soit par des circuits intégrés dédiés, des processeurs programmables (FPGA, microprocesseur, DSP, microcontrôleur, etc.), soit par logiciel dans un ordinateur. Donc, un filtre numérique est une combinaison linéaire d'échantillons. Le filtrage et l'analyse spectrale sont des techniques de base dans le traitement numérique du signal.

Les filtres numériques sont généralement réalisés par des processeurs, ils sont décrits à l'aide de langages de programmation.

Quelques domaines d'application du filtrage (liste non-exhaustive): (Communications : téléphone, radio, télévision, ...etc. Musique , Radar , Reconnaissance de Parole , Traitement d'image (ex : satellite, médicale, inspection industrielle) , Vision par ordinateur).

Il existe deux sortes de filtres numériques : RIF et RII ;(on utilise ces techniques dans ce chapitre pour résoudre les problèmes des interférences dans un signal GNSS)

III.2. Filtrage sélectif (notch filtre)

Un filtre est défini par son gabarit. Cela représente les fréquences que le filtre va laisser passer et les fréquences qu'il va atténuer (éliminer). Plus cette atténuation est forte, plus le filtre est sélectif

III.2.1.Caractérisation du filtre coupe-bande (NF)

Un filtre coupe-bande (NF) est un filtre qui laisse passer toutes les fréquences sauf celles d'un arrêt.

Une bande de réjection centrée sur une fréquence centrale. De sa définition, une FN est caractérisée par deux paramètres [32]:

- 1- la bande passante (B-3dB);
- 2- la fréquence centrale (FC).

Une NF idéale devrait avoir une bande passante égale à zéro et la magnitude de la bande passante doit être égale à un et sa fonction de transfert est alors:

$$H_N(z) = \begin{cases} 0, & f = f_c \\ 1, & \text{autres} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

On peut démontrer que la largeur de bande de réjection est étroite et que le temps transitoire est long (dans le cas idéal, la largeur de bande est égale à zéro et cela signifie que le transitoire est infini). Donc, il est nécessaire de parvenir à un compromis, car une largeur de bande plus grande implique également une dégradation plus importante du signal utile, mais le transitoire est plus court et vice-versa.

Il existe différentes implémentations pour un filtre coupe-bande, mais elles peuvent être regroupées en trois classes principales:

- 1- A base de FFT ;
- 2- Implémentations de réponse impulsionnelle finie (FIR);
- 3- Implémentations de réponse impulsionnelle infinie (IIR) ;

Dans ce chapitre, une FN appartenant à la troisième classe (IIR) sera utilisée, donc les deux premières classes seront brièvement décrites et plus de détails peuvent être trouvés dans les références.

Deux implémentations différentes basées sur la FFT sont analysées:

- 1- FFT chevauché (OFFT), qui utilise deux FFT pondérées fonctionnant en parallèle, comme on peut le voir sur la figure III.1.

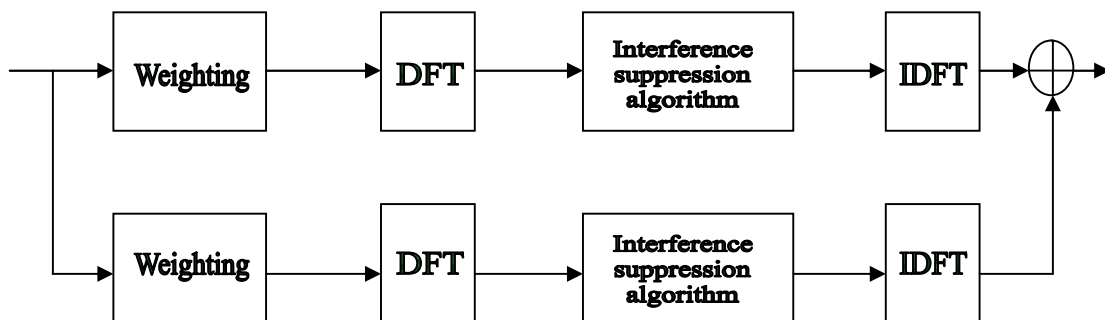


Figure III.1: Filtre coupe-bande (NF) utilisant la mise en œuvre basée sur FFT superposée (OFFT).

- 2- Suppression des interférences de la banque de filtres (FB), qui est une extension du filtre OFFT. Pour ce faire, la longueur de la FFT est étendue à l'aide d'étapes de filtrage avant et après les conversions d'un domaine temporel à un domaine fréquentiel et inversement.

Le principe de fonctionnement est le même pour les deux techniques basées sur la FFT. L'excision de l'interférence est effectuée en mettant à zéro les intervalles de fréquence qui

dépassent un certain seuil. Les intervalles restant en dessous du seuil sont inchangés. Le seuil est défini par l'algorithme de suppression et il est généralement proportionnel au bruit moyen en absence d'interférence. La différence entre les deux algorithmes est due au fait que le second type (suppression d'interférence FB) présente une complexité d'implémentation inférieure avec le même niveau de performance, mais son temps de réponse est faible par rapport à la technique OFFT.

La deuxième classe de filtres (implémentation de FIR) présente l'avantage de ne pas présenter de problèmes de stabilité, mais ils sont compliqués à réaliser car, pour une excision à bande très étroite, ils nécessitent un grand nombre de prises, ce qui signifie un grand nombre d'ajouts et de multiplications. Également pour ce type de filtres, il existe différentes implémentations:

I. Filtre transversal adaptatif (ATF) : Les prises de ce filtre sont évaluées à l'aide d'un algorithme, et il est peut être démontré que, même si ce filtre a un temps de réponse très bas (en raison du nombre de prises), il a une très bonne performance l'interférence n'est pas présente (elle introduit moins de pertes que, par exemple, l'algorithme basé sur la FFT).

2. Le filtre coupe-bande FIR à phase linéaire (LPFN) : comme son nom l'indique, est capable de fournir une phase linéaire sur la bande passante afin de laisser inchangés les composants situés en dehors de la bande passante de réjection. Trois approches différentes de la PNL sont analysées:

- a) La série de Fourier fenêtrée;
- b) l'échantillonnage de fréquence;
- c) La meilleure PNL

Les performances de ces filtres sont comparées et il a été trouvé que le meilleur est le LPFN optimal, mais le plus simple en termes de réalisation est la série de Fourier fenêtrée.

La dernière classe de FN est basée sur la mise en œuvre de la réponse RII (Infinité Impulse Réponse) et ici, il existe différentes approches pour les réaliser, mais elles peuvent être divisées comme suit:

- 1- Filtre coupe-bande en réseau R II ;
- 2- Filtre coupe-bande RII du second ordre bilinéaire;
- 3- Pôles et zéros non limités RII Filtre coupe-bande ;

La forme générale d'un filtre coupe-bande RII est donnée par :

$$H_N(z) = A \frac{1 - 2\cos\omega z^{-1} + z^{-2}}{\left(1 + \tan\left(\frac{B}{2}\right)\right) - 2\cos\omega z^{-1} + \left(1 + \tan\left(\frac{B}{2}\right)\right)z^{-2}} \quad (\text{III.2})$$

Où:

- A est le facteur d'amplitude, qui devrait généralement être égal à un, mais parfois c'est différent et cela provoque des distorsions du signal.
- $\omega = 2\pi f$ est la fréquence d'encoche.
- B est la largeur de bande de réjection de -3 dB.

Tous les types de (RII NF) énumérés ci-dessus peuvent être exprimés sous la forme indiquée dans l'équation.

En règle générale, le filtre coupe-bande RII est préféré aux autres implémentations, car il a un ordre inférieur à celui de la version à égalité de niveau FIR et utilise moins de multiplicateurs pour sa réalisation.

III.3 Filtre adaptatif

Le FDAF est un algorithme de détection et d'atténuation des interférences basé sur l'estimation des caractéristiques spectrales des échantillons Du signal entrants à la sortie de l'ADC. L'estimation spectrale est obtenue au moyen de la transformation de Fourier rapide (FFT) sur un nombre prédéfini d'échantillons N (fenêtre d'observation).

Les deux premières méthodes de filtrage utilisées dans notre recherche éliminent les CWI en utilisant un filtre coupe-bande à réponse impulsionnelle infini [12]. Il est un filtre de second ordre et son transfert de domaine Z La fonction $H_N(z)$ est représenté par l'équation suivante:

$$H_N(z) = \frac{1+\alpha}{2} \cdot \frac{1+2\beta z^{-1}+z^{-2}}{1-\beta(1+\alpha)z^{-1}\alpha z^{-2}} \quad (\text{III.4})$$

$$\alpha = \frac{1-\tan(\beta/2)}{1+\tan(\beta/2)} \quad \beta = \cos(\omega_N) \cdot \omega_N \in [0, \pi] \quad (\text{III.5})$$

Où ω_N est la fréquence de l'encoche angulaire, définie par $\omega_N = 2\pi f_c$, f_c étant la fréquence centrale de la bande atténuante du filtre. Paramètre β contrôle la largeur de la bande passante -3 dB est fixée à $\beta = 0,989$ pour une atténuation minimale de l'utile signal de navigation. Le paramètre α accorde la centrale fréquence du filtre coupe-bande.

Le schéma fonctionnel de la figure III.1 illustre le comportement du premier procédé de filtrage, appelé procédé d'alimentation minimale. Ceci est une méthode de domaine

temporel, qui utilise une quantité relativement faible de calcul ressources et pas de transformations de Fourier. La technique de détection employée par cette méthode, représentée par les blocs à marges du couleur rouge dans le diagramme est basée sur une boucle qui s'exécute tant que les CWI sont détectés. La détection se déroule de la manière suivante:

- La fréquence centrale du filtre est déplacée sur tout le spectre du signal d'entrée en donnant à des valeurs successives couvrant l'intervalle (0,1);
- Pour chaque valeur de ω , la même séquence en bande de base du signal d'entrée est filtrée par le filtre coupe-bande et permet ainsi d'obtenir de nombreux signaux de sortie;
- La puissance moyenne des signaux de sortie est calculée et stockée, en obtenant un tracé similaire à celui présenté dans La figure III.3; comme on peut le voir dans l'exemple illustré dans la figure III.3, la puissance moyenne est essentiellement constante sur les valeurs de ω , à l'exception de plusieurs minimums locaux clairs; ils sont causés par les CWI, car la puissance du signal de sortie diminue visiblement lorsque la fréquence centrale du filtre coïncide avec la fréquence du CWI et que la puissance du CWI (présentée aux autres valeurs de ω) est éliminée de la puissance de sortie;
- Le minimum absolu de la puissance de sortie situé est correspond à une valeur spécifique de ω et de la fréquence centrale du filtre ;si cette puissance minimale est inférieure à un seuil dépendant de la puissance moyenne globale du signal de sortie, la détection d'un CWI déclarée est située à la fréquence mentionnée précédemment; les auteurs ont choisi le facteur de proportionnalité fixe entre la puissance moyenne et le seuil après de nombreux essais, afin d'obtenir les meilleurs résultats; ce CWI est éliminé du signal d'entrée par le filtre coupe-bande et la boucle de détection redémarre pour rechercher d'autres CWI; la phase de détection se termine lorsqu'il n'y a plus de CWI détectée.

Le filtrage effectif a eu lieu après la détection. Le filtre coupe-bande est appliqué séquentiellement au signal d'entrée, en utilisant les fréquences centrales trouvées et stockées lors de la détection. Après ce filtrage est de plus, le spectre du signal CBOC ne présente plus d'informations CWI, comme on peut le voir dans l'exemple présenté dans la Figure III.4. Dans la partie supérieure de cette figure, trois CWI ont été ajoutées au signal CBOC (le nombre des impulsions de Dirac sont doubles dans la figure en raison de la symétrie entre les fréquences négatives et positives). Après le les étapes de détection et de filtrage sont terminées, le spectre du signal est libre d'interférences, comme il est indiqué dans la moitié inférieure de la figure.

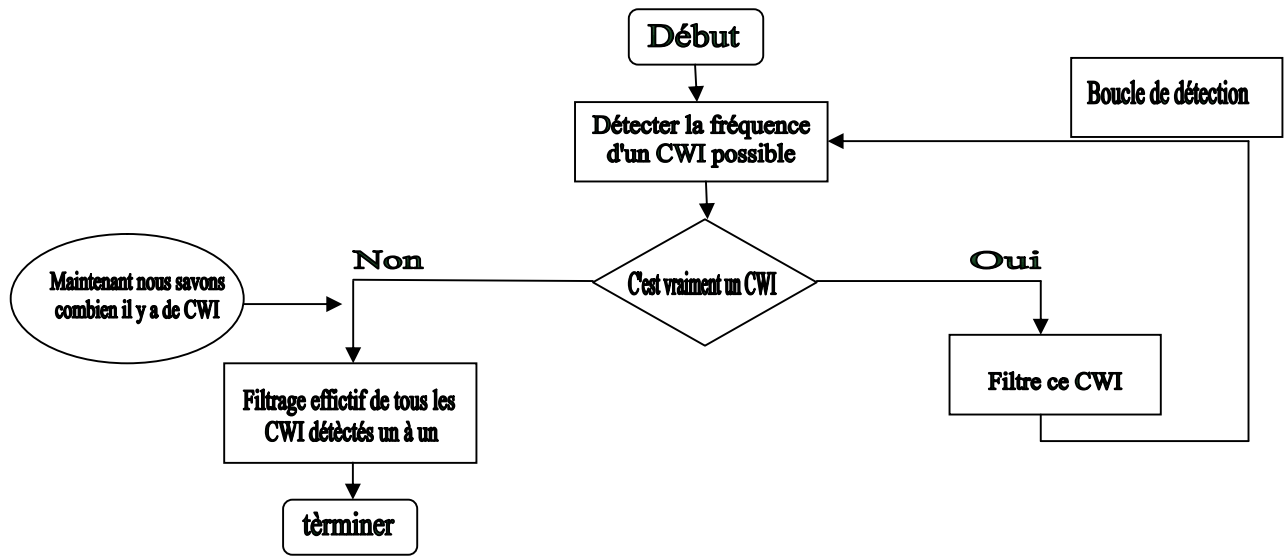


Figure III. 2 Schéma fonctionnel de la méthode de puissance minimale

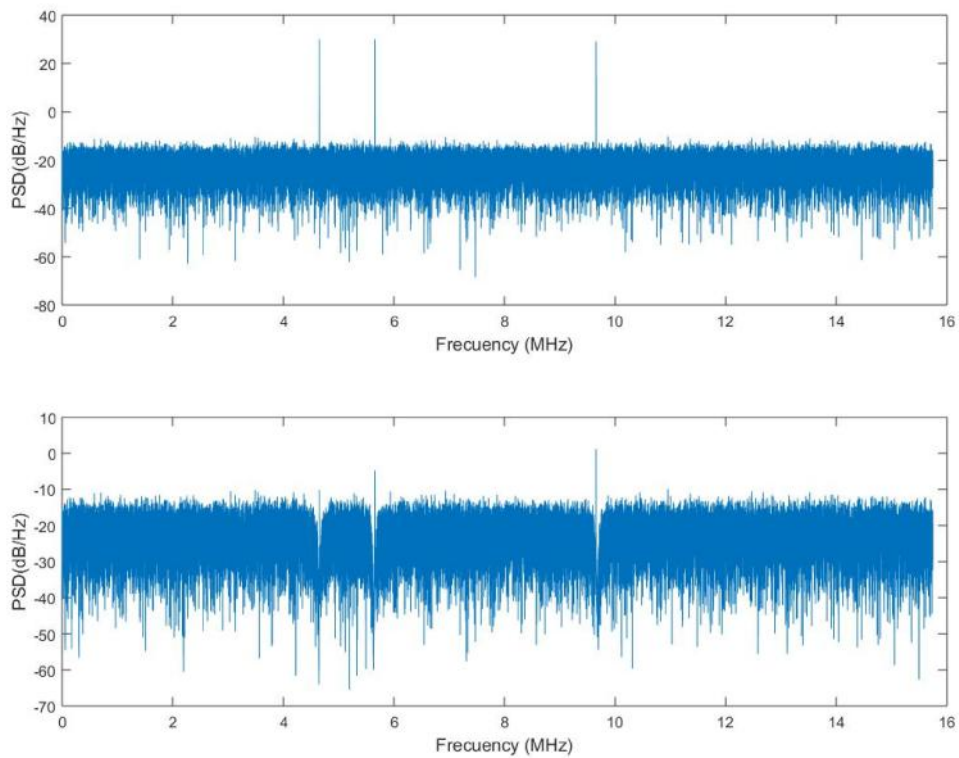


Figure III. 3 Spectre du signal

III.5.Conclusion

Le filtre coupe-bande RII est préféré aux autres implémentations, car il a un ordre inférieur à celui de la version à égalité de niveau FIR et utilise moins de multiplicateurs pour sa réalisation. Pour cette raison ils sont utilisés dans le domaine de rejection des interférences dans les system GNSS avec différentes technique d'adaptation tell que le LMS et RLS.

Dans notre application on propose une technique d'adaptation de fréquence de coupure de filtre que base sur un algorithme appelé : Méthode de la puissance minimum. Puis les fréquences enregistrées sont annulées un par un.

CHAPITRE IV :

Simulation et Résultats

IV.1.Introduction

Étant donné que les signaux de radiodiffusion des satellites du système de positionnement global (GPS) parcourent une longue distance, les signaux reçus sont atténués en dessous du niveau de bruit thermique. Ces signaux faibles sont gravement sujets aux interférences intentionnelles ou non intentionnelles de sources sonores hostiles ou amicales. Nous étudions la capacité de prédicteur pour le rejet d'interférences à bande étroite. Ensuite, un ANF basé sur R II est mis en cascade avec certains de ces réseaux, et il sera démontré que les performances antibrouillage Galileo sont améliorées. La section suivante décrit le système, les modèles de signaux reçus et les interférences étudiées. Nous proposons la structure de prédicteur; détails sur sa méthode d'apprentissage et son estimation algorithmique sont couverts ensuite. Les simulations et les résultats sont rapportés. Nous mentionnons également les trois paramètres d'évaluation de la performance et fournissons enfin des conclusions.

IV.2.Signal reçu

Dans notre application nous avons choisi le system Galileo E5 qui est un signal à spectre étalé à séquence directe (DS-SS) avec accès multiple par division du code (CDMA). Le signal E5 avec la fréquence centrale 1191,795 MHz, qui comporte deux composantes :E5a (1176,45MHz) et E5b (1207.14MHz). Ces signaux Galileo utilisent une modulation Alternante BOC (AltBOC) . La modulation BOC alternative repose sur la modulation standard BOC (Binary Offset Carrier) dans laquelle le signal est multiplié par une sous- porteuse binaire et une porteuse harmonique figure IV.1 :

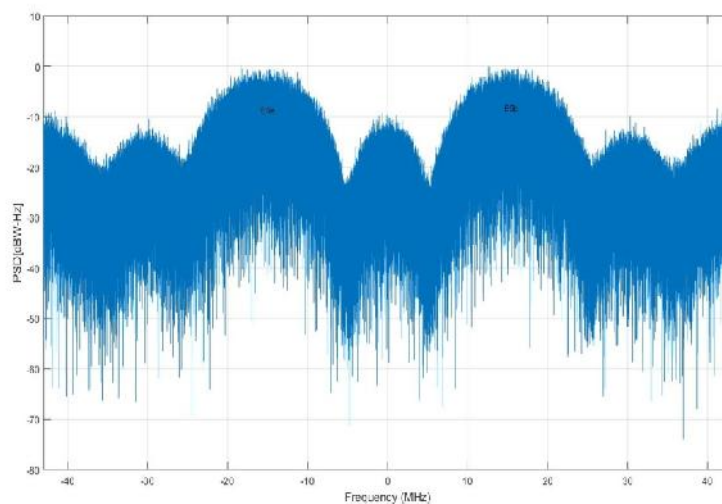


Figure IV.1 Présentation d'un signal E5 avec les deux composantes E5a et E5b

Le signal reçu $R(t)$ peut être représenté par :

$$R(t) = s(t) + j(t) + n(t) \quad (\text{IV.1})$$

Où : $n(t)$ est un bruit gaussien blanc additif avec variance σ^2 et $I(t)$ est la source du brouillage à bande étroite avec une bande passante beaucoup plus petite que la bande passante Galileo (2,046 MHz). Ces signaux peuvent être intentionnels ou involontaire.

Le signal RF reçu est filtré par passe-bande, amplifié, et converti en fréquence intermédiaire. Il est également échantillonné dans le convertisseur analogique-numérique (ADC) du récepteur et les observations sont montrés à l'échantillon k .

Les paramètres de signal a la sortie de Front-end du simulateur présenté dans le tableau suivante :

Paramètre	valeur
Signal	GalileoE5a
Fréquence d'échantillonnage F_s	31.500 Mhz
La fréquence intermédiaire f_{IF}	4.655Mhz
L'intégration cohérente	1ms
CNR	-22 dB

Tableau IV.1 Les paramètres de signal a la sortie de Front-end du simulateur

le PSD de signal reçu et le bruit gaussien a la sortie de front-end (sans interférence) est présente dans la figure IV.2 :

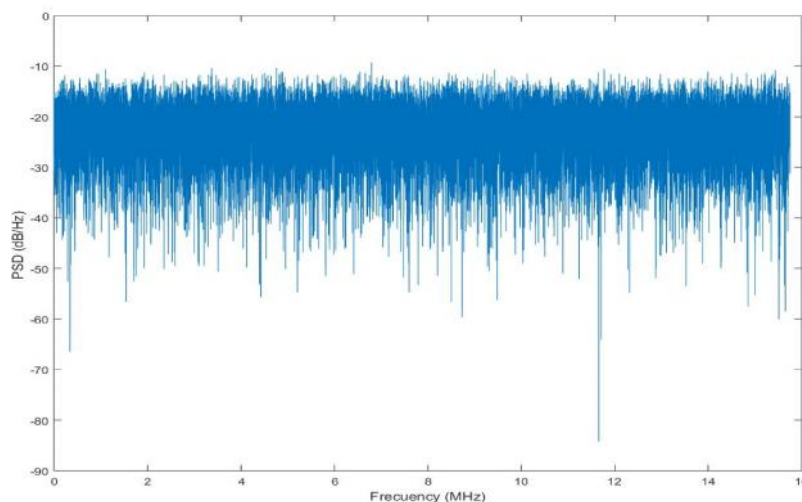


Figure IV.2 le signale a la sortie de Front-end (E5a+bruit gaussien)

IV.3. Les caractéristiques d'interférences

L'une des sources du brouillage les plus insidieuses est le CWI, qui peut facilement perturber les performances de CAN récepteur Galileo et paralyser le navigation, alors que le signal Galileo est disparue sous le bruit gaussien parce que notre signale est faible par rapport au bruit mais ils sont dé-corrélés. De plus, CWI est facile à créer et à organiser. Il y'a deux formes d'interférences CWI :

IV.3.1 Interférence à onde continue unique (SCWI)

$$I_{scwi} = I \cos[(\omega_{L1} \pm \omega_{\Delta})t + \theta] \quad (IV.2)$$

Où J indique l'amplitude ω_{Δ} et sa fréquence de décalage par rapport à la fréquence centrale du signal Galileo, et h désigne la phase aléatoire et se distribue uniformément sur l'intervalle $[0, 2\pi)$, Comme il est présenté dans la Figure IV.3 :

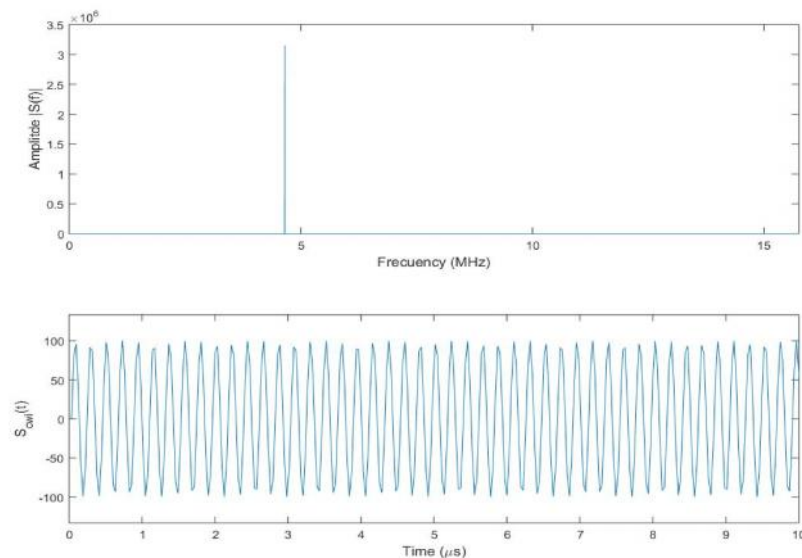


Figure IV.3 Présentation du signal interférence SCWI

IV.3.2 Interférence à onde continue multiple (MCWI):

$$I_{scwi} = \sum_{i=1}^I I_i \cos [(\omega_{L1} \pm \omega_{\Delta_i})t + \theta_i] \quad (IV.3)$$

Où I, ω_{Δ} et θ_i représentent respectivement l'amplitude, le décalage de fréquence et la phase aléatoire de la $i^{ème}$ tonalité, et I le nombre de tonalités. Comme il est présenté dans la Figure IV.4 :

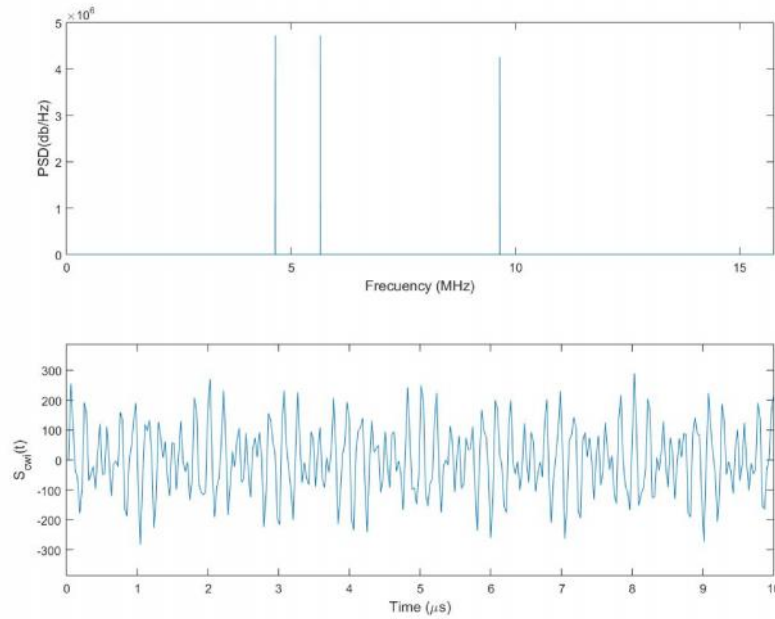


Figure IV.4 présentation d'un signal reçu avec plusieurs interférences

IV.4 Méthode d'évaluation

Comme il est mentionné ci-dessus, les signaux Galileo sont classés dans les spectres étalés difficiles à suivre, tandis que les interférences à bande étroite peuvent être suivies puis éliminées. Il est donc important d'éliminer les interférences et de surmonter ce problème, par la méthode qui est sur les filtres sélectif RII adaptif, présente précédemment dans le chapitre III. Par conséquent, la sortie du block de rejection est:

$$R(t) \approx s(k) + n(k) \quad (\text{IV.4})$$

Pour évaluer les performances de la méthode il y a plusieurs paramètres choisis :

- La densité spectrale (PSD) du signal de sortie a partir de block de rejection.
- La fonction d'ambigüité d'acquisition $S(\tau, Fd)$ qui représente la détection de satellite en visibilité. Ou, τ et le décalage doppler de code et Fd est le décalage doppler de la fréquence.
- Le rapport d'acquisition $\alpha_{max} = R_1 / R_2$, qui représente la valeur de seuil de la détection du satellite en visibilité. Il est retiré a partir de la fonction d'ambigüité. Ou, R_1 est premier pic de corrélation et le R_2 présente la deuxième pic de la fonction de corrélation.
- La fonction d'auto corrélation. Qui est la corrélation du signal de satellite visible avec le code correspondant décalé.

IV.4.1 Rejection des interférences unique

Dans ce cas le signal E5a est contaminé avec une interférence unique c.-à-d. une seule sinusoïde, Le SCWI utilisé est un signal purement sinusoïdal situé dans le lobe principal du signal Galileo exactement dans la fréquence porteuse de E5a c a d la même fréquence $f_{IF} = 4.566\text{MHz}$.

Le rapport entre la puissance d'interférence apparue au signal utile $ISR = 10 \log I/S$

Où

I : puissance de l'interférence, S : la puissance du signal utile.

La figure IV.5 présente le signal d'entrée utile contaminé avec une interférence SCWI d'une valeur $ISR = 40\text{ dB}$.

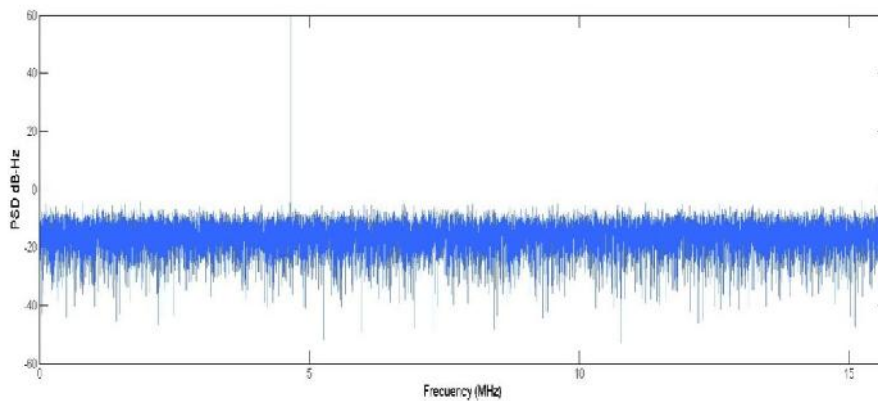


Figure IV.5 Présentation du signal d'entrée contaminé avec une interférence SCWI

L'unité de suppression des interférences CWI avec l'algorithme de détection et rejection (présenté précédemment dans le chapitre III) est une composante de contre-mesure qui consiste à éliminer l'effet d'interférences. Cette unité est située avant le bloc d'acquisition (pré-corrélation technique) pour annuler l'effet avant l'acquisition et de poursuite sans changer les paramètres du signal d'entrée. L'effet de la détection est crucial sur l'efficacité de rejection d'interférence. L'unité est présentée dans la figure IV.6

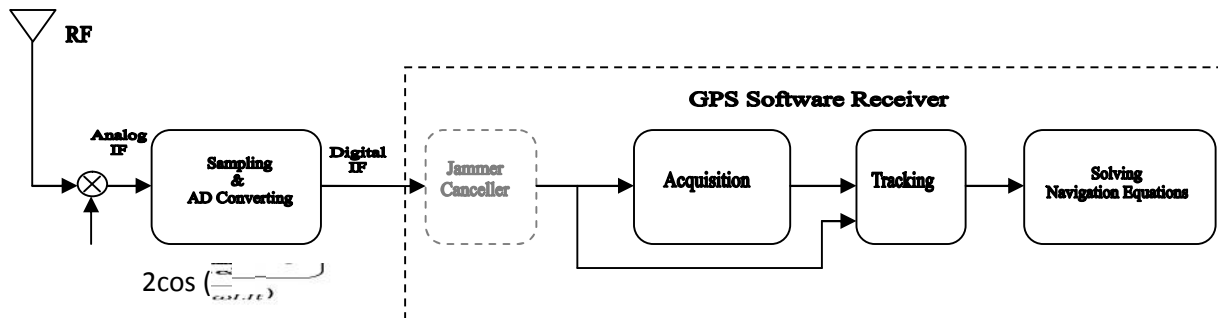


Figure IV.6 L'unité de détection d'interférences

Comme il est vu dans la Figure IV. 7 le PSD La densité spectrale de puissance (PSD) du signal reçu, contaminée et récupérée. On constat que l'effet d'interférence est diminué par apport au signal contaminateur.

La même chose pour la présentation temporelle. la domination de signal d'inférence est diminuée aussi. la Figure IV. 8 temporelle. L'interférence aveugle l'acquisition du satellite. Le pic de corrélation noie dans le bruit.

La Figure IV.9.a présente la fonction d'ambiguïté (acquisition) pour un satellite contaminait, ou le pic est cache dans le bruit, malgré il est en visibilité. Après le traitement on constat que le pic est apparaitre.

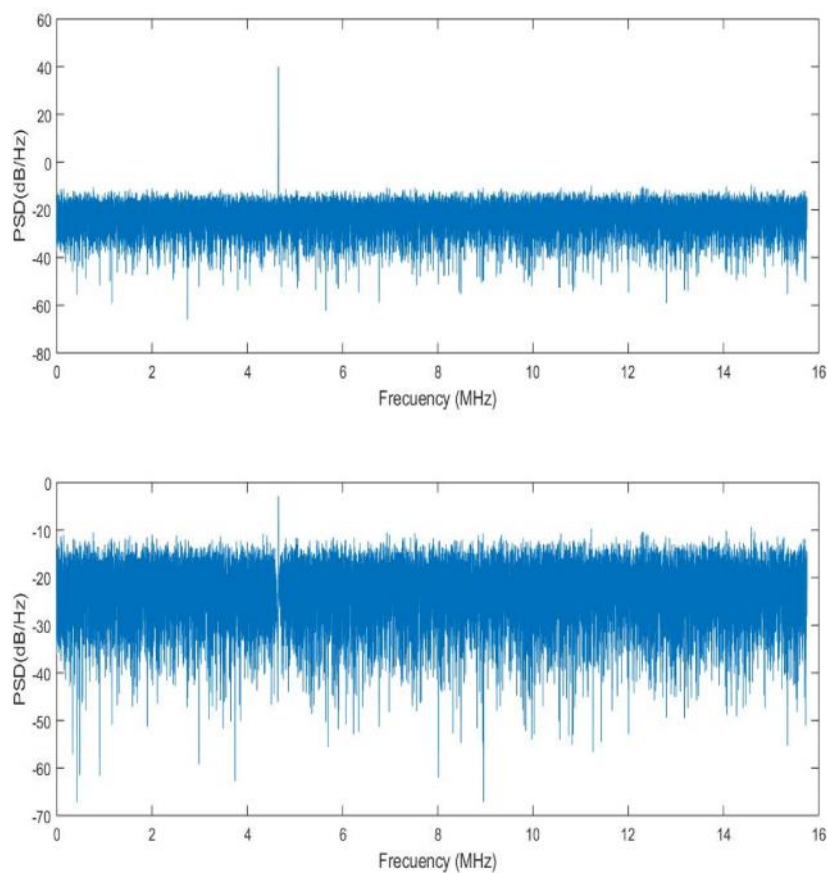


Figure IV.7 Représentation du PSD de la rejection d'interférence unique dans le signale reçu

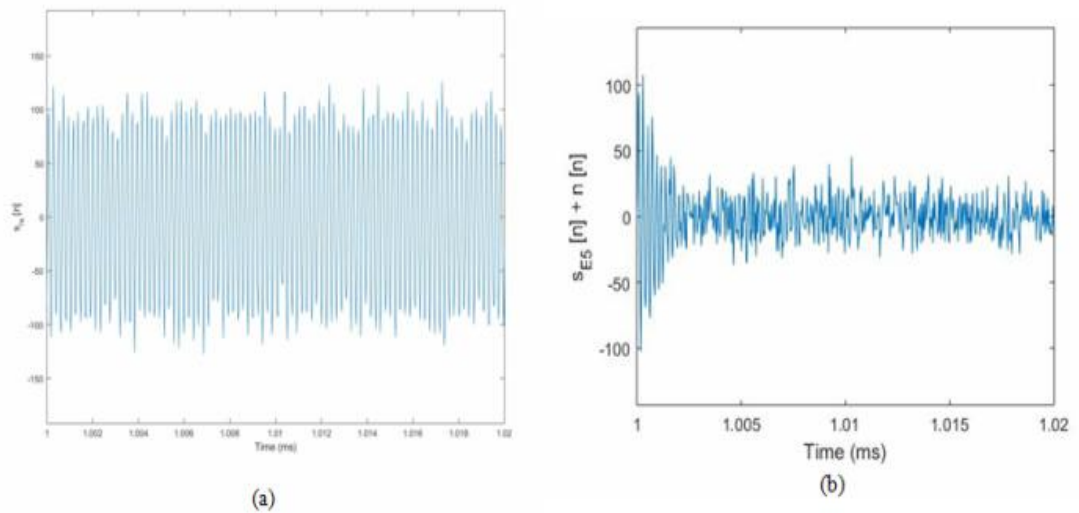


Figure IV.8 -a) présentation du signal reçu avec interférence unique dans le domaine temporel
 -b) Représentation de la rejection d’interférence unique dans le signal reçu dans le domaine temporel

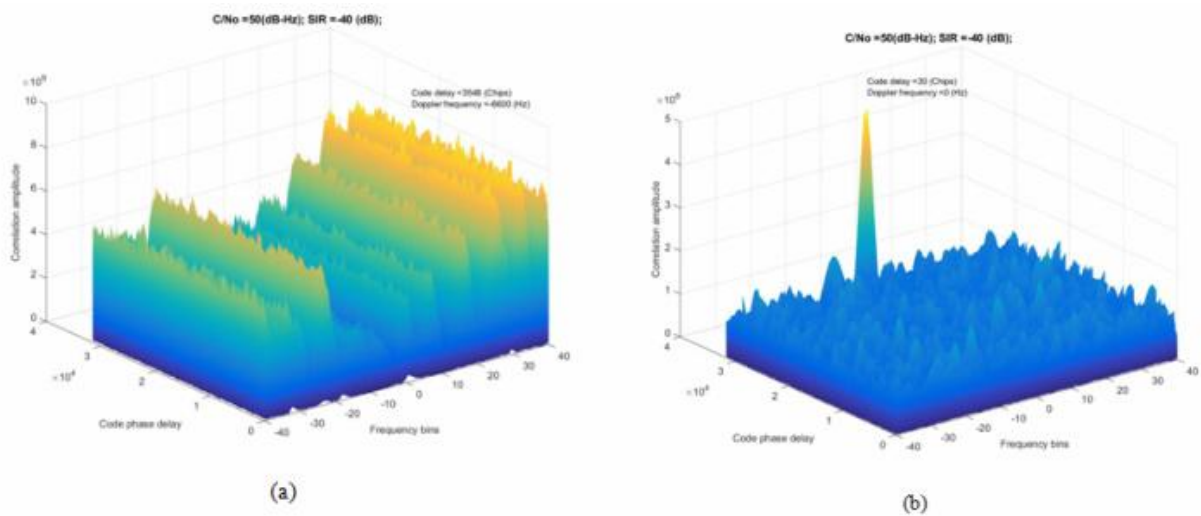


Figure IV.9 -a) présente la fonction d’ambiguïté (acquisition) pour le signale E5a contaminait.
 -b) présente la fonction ambiguïté (acquisition) pour le signale E5a traité.

Il est obtenu à partir de la fonction d’acquisition (ambiguïté) comme il est présenté dans le tableau IV.2

	Signal contamaine	Signal traité	Signal reçu
α_{max}	0.01	1.7	1.8

Tableau IV.2 la valeur de α_{max} dans le signal contamaine et traité

* α_{max} =0.01 c.-à-d. la rejection des interférences est faible et le satellite est invisible.

* $\alpha_{max}=1.7$ c.-à-d. la rejection des interférences est super et le signal reçu est traité alors le satellite est acquise avec une puissance presque égale cette de signal reçu.

La fonction d'auto corrélation est une méthode pour mesurer la projection du code sur le signal reçu. Présenté dans la figure IV.10.montre la corrélation.

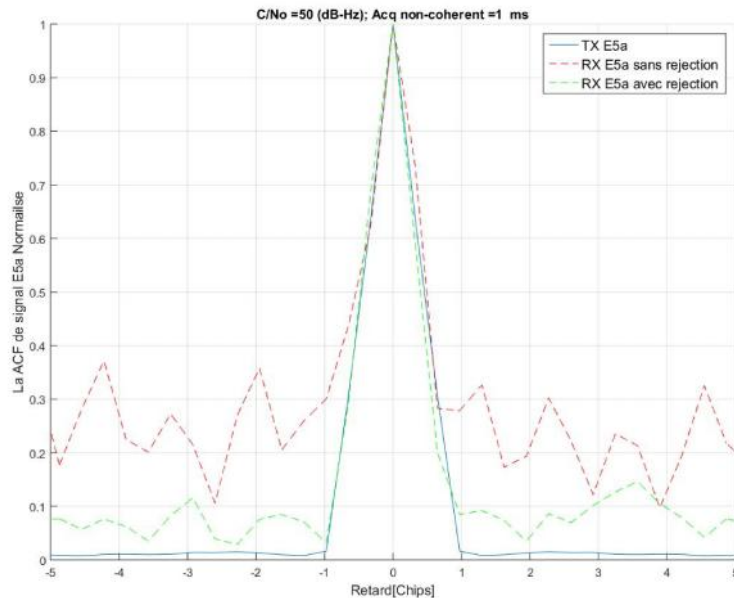


Figure IV.10 Présentation d'auto corrélation du signal E5a à interférence unique avec rejection et sans rejection

Dans la figure IV.10 le signal reçu avec la couleur verte est presque corrélé complètement avec le signal E5a c.-à-d. la rejection d'interférence est presque total.

Le spectre de filtre sélectif RII adaptatif qui supprime l'interférence détecté est présenté dans la figure IV.11

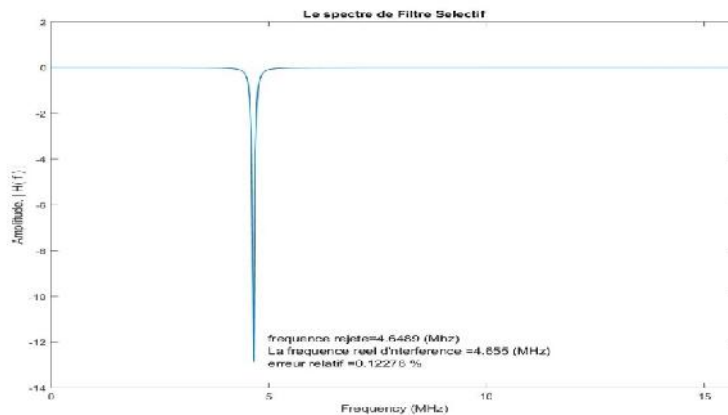


Figure IV.11 Présentation de filtre sélectif RII adaptatif qui supprime l'interférence détecté

IV.4.2 Rejection des interférences multiple

Dans ce cas le signal E5a est contaminé avec plusieurs interférence c.-à-d plusieurs sinusoïdes qui contamaine la fréquence intermédiaire et autres fréquences avant et après cette fréquence .dans ce cas la dégradation de signal reçu est plus grave. Alors le traitement aussi est délicat parce que le signal est dommage dans plusieurs parties.

La figure IV. Présente le signal d'entrée utile contamaine avec plusieurs interférence SCWI d'une valeur $ISR=40\text{ dB}$.

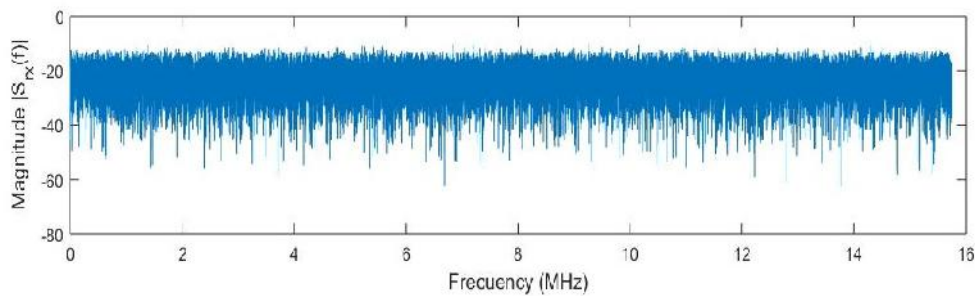


Figure IV.12 Présente le signal d'entrée utile contamaine avec plusieurs interférences SCWI

Comme il est vu dans la Figure IV.13 le PSD La densité spectrale de puissance (PSD) du signal reçu, contaminée et récupérée. On constat que l'effet d'interférences est diminué par apport au signal contamaine.

La même chose pour la présentation temporaire.la domination de signal d'inférences est diminuée aussi. la Figure IV. 14 temporaire.

L'interférence aveugle l'acquisition du satellite. Les pics des corrélations noient dans le bruit.

La Figure IV.15.a présente la fonction d'ambiguïté (acquisition) pour un satellite contaminait, ou les pics est cachant dans le bruit, malgré il est en visibilité. Apres le traitement on constat que les pics sont apparaitront.

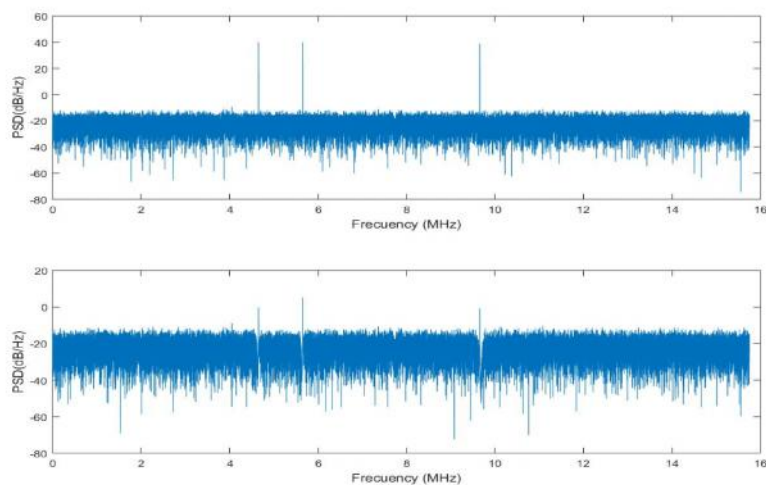


Figure IV.13 Présentation du PSD de la rejection de plusieurs interférences dans le signale reçu

Le deuxième ensemble de données est composé du signal Galileo réel enregistré qui est contaminé par un signal du brouillage réel. Ce signal est créé par un générateur du signal RF. La Figure IV.14 montre la densité PSD du signal Galileo et les résultats d'acquisition du récepteur en présence d'un vrai MCWI. Il illustre également les résultats de PSD et d'acquisition du signal récupéré.

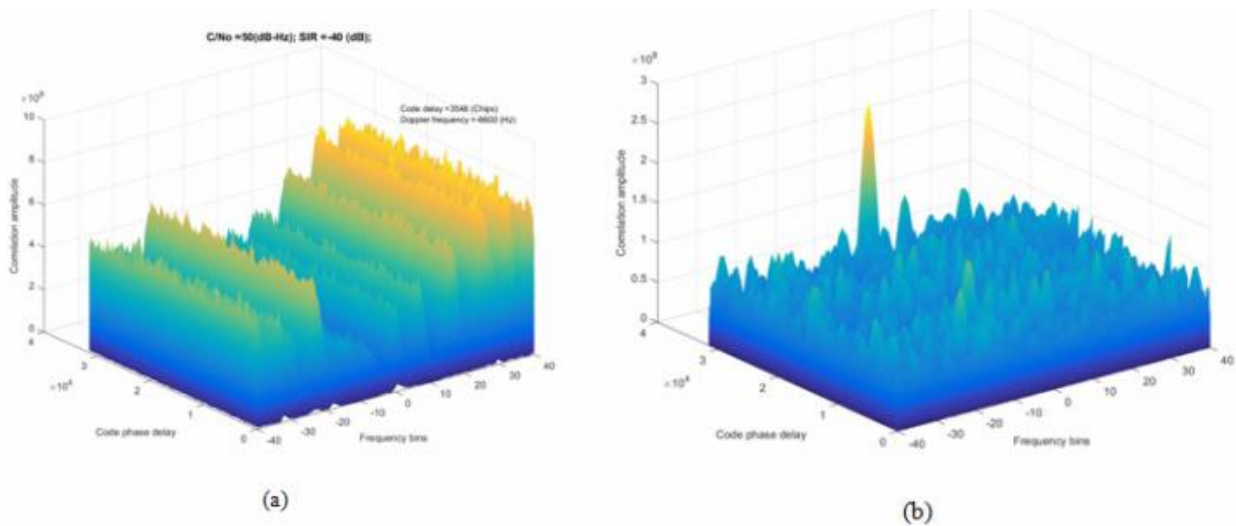


Figure IV. 14-a) présente la fonction d'ambiguïté (acquisition) pour le signale E5a contaminait.
 -b) présente la fonction ambiguïté (acquisition) pour le signale E5a traité

Il est obtenu à partir de la fonction d'acquisition (ambiguïté) comme il est présenté dans le tableau IV.3

	Signal contamaine	Signal traité	Signal reçu
α_{max}	0.01	1.7	1.8

Tableau IV.3 la valeur de α_{max} dans le signal contamaine et traité

* α_{max} =0.01 c.-à-d. la rejection des interférences est faible et les satellites sont invisible.

* α_{max} =1.7 c.-à-d. la rejection des interférences est super et le signal reçu est traité alors les satellites sont acquissent avec une puissance presque égale cette de signal reçu.

La fonction d'auto corrélation est une méthode pour mesurer la projection du code sur le signal reçu. Présenté dans la figure IV. 15. montre la corrélation.

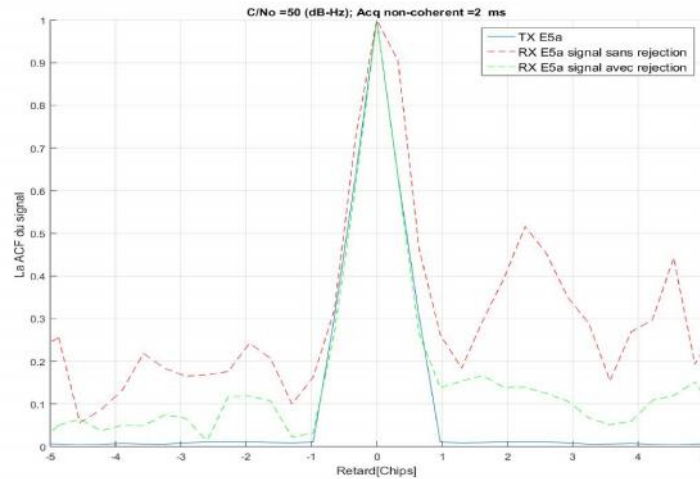


Figure IV.15 Présentation d'auto corrélation du signal E5a avec rejection et sans rejection de plusieurs interférences

Dans la figure IV.15 ; le signal reçu avec la couleur verte est presque corrélé complètement avec le signal E5a c- à-d la rejection d'interférence est presque total.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a fait notre étude en se basant sur le signal Galileo E5a qui est un signal à spectre étalé à séquence directe (DS-SS) avec accès multiples divisions du code (CDMA) qui a un problème d'interférences CWI. Pour démontrer la résolution de ce problème et éliminé les effets d'interférences on a détecté d'abord la fréquence d'interférence puis on l'a supprimé, on a proposé un filtre adaptatif RII. Pour évaluer les performances de la méthode des filtres RII on a choisi les paramètres suivants : La densité spectrale (PSD) du signal de sortie, La fonction d'ambigüité d'acquisition $S(\tau, Fd)$, Le rapport d'acquisition $\alpha_{max} = R_1 / R_2$, La fonction d'auto corrélation. Dans la première étape on a travaillé sur la suppression des interférences unique et dans la 2^{ème} étape on a travaillé sur la suppression de plusieurs interférences et les résultats sont obtenus par la simulation MATLAB. donc la suppression des interférences est nécessaire pour la visibilité des satellites et notre méthode utilisée est réussite parce que la suppression des interférences est presque totale.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'évolution des services de positionnement et le déploiement des systèmes GNSS entrants prévus pour les prochaines années (BeiDou et Galileo) soulèvent la nécessité de redynamiser la robustesse des communications par satellite. Ainsi, différentes études de recherche sont actuellement en cours dans le monde universitaire et dans le monde des industries.

L'objectif de ce mémoire était l'évaluation du filtrage sélectif (Notch filtering) sur les applications GNSS. Dans ce qui suit, les résultats obtenus sont résumés et quelques conclusions sont tirées.

D'abord on a commencé par le principe de fonctionnement du récepteur GNSS. Les différentes fonctions du front-end avant le traitement du signal est la première phase. Pour que le récepteur puisse extraire les délais du code et de phase du signal reçu par le Front-end, il doit générer une réplique locale du signal reçu, alors ; l'acquisition consiste à chercher le maximum de corrélation entre le signal reçu et le signal synthétique local. Les méthodes standards d'acquisition sont les suivantes : l'acquisition temporelle dite aussi algorithme de recherche série et l'acquisition parallèle. Lorsque le signal est acquis l'étape de poursuite commence pour but de suivi la fréquence et code de chaque satellite en visibilité.

Un récepteur du système de navigation par satellite (GNSS) est vulnérable à plusieurs types d'interférences radioélectriques (RFI). Ses interférences peuvent paralysées le fonctionnement des différentes parties du récepteur. Alors une contremesure est nécessaire pour atténue l'effet des interférences. Les méthodes de rejection basent sur le traitement numérique du signal (DSP) donne des bons résultats et gardent la qualité du signal.

La méthode de rejection par le filtre sélectif dynamique (Dynamic notch filtering method) est une technique qui est utilisé pour détecté et rejeté les interférences. la méthode localise les fréquences des interférences par la méthode puissance minimum (minimum power méthode). Les fréquences déterminées sont stockées dans une mémoire. Dans la deuxième phase un filtre sélectif relecteur type RII de deuxième ordre pour réduire l'effet des interférence sur le signal utile. Les simulation obtenus montre l'efficacité de ce type de traitement contre les interférence unique(SCWI) et multiple (MCWI).

Bibliographies

- [2] A. Bilich, P. Axelrad et K. Larson. « Scientific utility of the signal-to-noise ratio (SNR) reported by geodetic GPS receivers ». Dans *Proceedings of the 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation ION GNSS*, 2007.
- [4] B. Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger et E. Wasle. *GNSS-Global Navigation Satellite*
- [1] Bastide, F., et al., “GPS L5 and Galileo E5a/E5b Signal-To-Noise Density Ratio Degradation Due to DME/TACAN Signals: Simulations and Theoretical Derivation,” *Proc 2004 National Technical Meeting of the Institute of Navigation, San Diego, CA, January 2004*, pp. 1049–1062.
- [9] Borio, D., “GNSS Acquisition in the Presence of Continuous Wave Interference,” *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 46, No. 1, 2010, pp. 46–60.
- [5] Borio, D., L. Camoriano, and L. Lo Presti, “Two Pole and Multi Pole Notch Filters: A Computationally Effective Solution for GNSS Interference Detection and Mitigation,” *IEEE Systems J.*, Vol. 2, No. 1, 2008, pp. 38–47.
- [8] Borio, D., S. Savasta, and L. Lo Presti, “On the DVB-T Coexistence with Galileo and GPS Systems,” *Proc. 3rd ESA Workshop on Satellite Navigation User Equipment Technologies (NAVITEC 2006)*, ESA/ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, December 2006.
- [12] BOUKRAN, Abdrrahim, *Estimation du rapport signal a bruit d'un signal GPS par Filtrage non Linéaire*, mémoire de doctorat sous la direction de SERGE Raboul, université de Littorale cote d'apale, 2015.
- [14] Buck, T., and G. Sellick, “GPS RF Interference via a TV Video Signal,” *Proc. 10th Int. Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 1997)*, Kansas City, MO, September 1997, pp. 1497–1501. CA, June 26–28, 2000, pp. 399–408.
- [6] Dimos, G., T. Upadhyay, and T. Jenkins, “Low Cost Solution to Narrowband GPS Interference Problem,” *Proc. NAECON*, 1995.
- [3] DOVIS, F., *GNSS Interference Threats and Countermeasures*, ARTECH HOUSE, USA, 2015.
- [10] E. Falletti, M. Pini et L. Lo Presti. « Are carrier-to-noise algorithms equivalent in all situations ? ». *Inside GNSS*, p. 20–27, 2010.
- [16] E. Falletti, M. Pini et L. Lo Presti. « Low complexity carrier-to-noise ratio estimators for gnss digital receivers ». *IEEE Transactions On Aerospace And Electronic Systems*, vol. 47, n°1, p. 420–437, 2011. E/ION, p. 369–376, 2008.
- [20] F. Gardner. *Phase lock Techniques*. 3rd Edition, Wiley & Sons, 2005.
- [18] F. van Diggelen. *A-GPS : AssistedGPS, GNSS, and SBAS*. *GNSS Technology and Applications Series*, ArtechHouse, 2009.

Bibliographies

- [23] Gao, G. X., "DME/TACAN Interference and Its Mitigation in L5/E5 Bands," *Proc. 20th Int. Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2007)*, Fort Worth, TX, September 25–28, 2007, pp. 1191–1200.
- [22] Hegarty, C., et al., "Suppression of Pulsed Interference Through Blanking," *Proc. 56th Annual Meeting of the Institute of Navigation and of the IAIN World Congress*, San Diego, <http://www.lemondeinformatique.fr/actualites/lire-beidou-le-systeme-gps-chinois-desormais-operationnel-47190.html>
- [31] IURIE, Ilie, *Recepteur hybride GPS/Galileo : Simulation et analyse de robustesse avec le filtre FADP, mémoire, sous la direction de RENEJS, L'école de technologie supérieure, Montréal, 2004.*
- [7] J. Leclère, C. Botteron et P. A. Farine. « Acquisition of modern GNSS signals using a modified parallel code-phase search architecture ». *Signal Processing*, vol. 95, p. 177–191, 2014.
- [13] J. W. Betz. « Effect of Narrowband Interference on GPS Code Tracking Accuracy ». Dans *Proceedings of the ION National Technical Meeting*, p. 716–723, 2000.
- [15] K. Borre, D. Akos, N. Bertelsen, P. Rinder et S. Jensen. *A Software-defined GPS and Galileo Receiver. Single-frequency Approach*. Birkhäuser, Boston, 2007.
- [11] K. S. Zigangirov. *Theory Of Code Division Multiple Access Communication*. John Wiley & Sons, 2004.
- [25] Kaplan, E. D., and C. Hegarty, *Understanding GPS: Principles and Applications*, Norwood, MA: Artech House, 2005.
- [28] Kraus, T., R. Bauernfeind, and B. Eissfeller, "Survey of In-Car Jammers—Analysis and Modeling of the RF Signals and IF Samples (Suitable for Active Signal Cancellation)," *Proc 24th Int. Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2011)*, Portland, OR, September 2011, pp. 430–435.
- [30] Landry, R. J., and A. Renard, "Analysis of Potential Interference Sources and Assessment of Present Solutions for GPS/GNSS Receivers," paper presented 4th Saint-Petersburg on INS, May 26–28, 1997.
- [24] M. Fantino, G. Marucco, P. Mulassano et M. Pini. « Performance analysis of MBOC, AltBOC and BOC modulations in terms of multipath effects on the carrier tracking loop within GNSS receivers ». Dans *Position, Location and Navigation Symposium*,
- [29] M. J. Dunn. « IS-GPS-200G : NAVSTAR GPS Space segment/navigation user interfaces ». *Rapport Technique, Global Positioning Systems Directorate*, 2013.
- [33] M. S. Grewal, L. R. Weill et A. P. Andrews. *Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration*. Wiley-Interscience, 2007.

Bibliographies

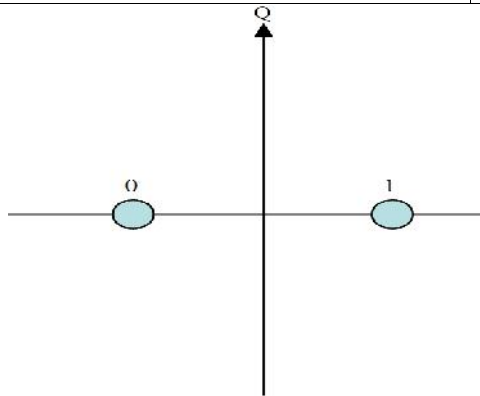
- [26] Morton, Y. T., et al., "A Software Approach to Access Ultra-Wide Band Interference on GPS Receivers," *Proc. Position Location and Navigation Symposium (PLANS 2004)*, pp. 551–557, April 26–29, 2004. doi:10.1109/PLANS.2004.1309041
- [32] Motella, B., M. Pini, and F. Dovi, "Investigation on the Effect of Strong Out-of-Band Signals on Global Navigation Satellite Systems Receivers," *GPS Solutions*, Vol. 12, No. 2, March 2008, pp. 77–86.
- [21] N. I. Ziedan. *GNSS Receivers for Weak Signals*. Artech House, Inc, 2006.
- [27] P. Duhamel et M. Vetterli. « Fast Fourier transforms : a tutorial review and a state of the art ». *Signal Processing*, vol. 19 issue 4, p. 259–299, 1990.
- [17] Parkinson, B. W., and J. J. Spilker, *Global Positioning System: Theory and Applications*, Washington, DC: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996.
- [19] R. Winit. *Four-constellation GNSS Reliability and the Estimation of Inter-system Time-offsets for Improved Performance in Challenging Signal Environments*. Thèse de Doctorat, CALGARY, ALBERTA, 2013.
- [27] S. Leblal, « Beidou, le système GPS chinois désormais opérationnel ». 2011, *Systems GPS, GLONASS, Galileo, and more*. Springer, 2008.

La modulation BPSK

-est la forme la plus simple du PSK.
Elle utilise deux phases qui sont séparées de 180° ; on l'appelle également 2-PSK.
- on ne peut moduler qu'un seul bit par symbole ; (voir le schéma),

Le taux d'erreur binaire du BPSK peut être calculé ainsi :

Les données binaires sont souvent convoluées avec les signaux suivants :



Exemple de diagramme de constellation pour BPSK.

$$f_b = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$$

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \text{ pour le "1"}$$

$$s_0(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi)$$

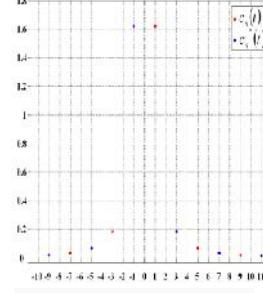
$$= -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t)$$

pour le "0"

Où f_c est la fréquence de la porteuse

Donc le signal peut être représenté par une unique fonction de base :

$$\phi(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t)$$

Modulation AltBOC				
<p>est très similaire sur le plan conceptuel à la modulation BOC. AltBOC fournit une isolation spectrale élevée entre les deux lobes principaux supérieurs et les deux lobes principaux inférieurs (en considérant les phases I et Q). Le signal AltBOC peut être formé de deux (signaux de données uniquement) ou de quatre codes (données et pilote).</p>	<p>Si nous n'avons que deux codes, le signal est composé uniquement de données et peut être exprimé comme suit:</p>	<p>il s'agit de la version binaire de la fonction exponentielle complexe et peut être définie comme suit</p>	<p>serait le cas si nous multiplions avec la fonction exponentielle:</p>	<p>on peut reconnaître que le spectre, en effet le carré des coefficients de Fourier $\ ck\ _2$, est normalisé pour s'intégrer à 2 W de puissance.</p>
	$s_{AltBOC}(t) = C_L C_S(t) + j C_U C_S(t)$ <p>où $C_S(t) = C_r(t) + j C_i(t)$ est la sous-porteuse complexe</p>	$C_S(t) = \text{sign}[\cos(2\pi f_s t)] + j \text{sign}[\sin(2\pi f_s t)]$ <p>où C_L et C_U sont respectivement les codes inférieur et supérieur</p>	$e^{j2\pi f_s t} = \cos(2\pi f_s t) + j \sin(2\pi f_s t)$	 <p align="center">Spectre $\ ck\ _2$ [W] de la sous-porteuse complexe.</p>