



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



N° Série :.....

Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

THEME

**Détection et réduction des
interférences chirp en utilisant un
domaine transformé STFT et un
filtre IIR**

Réalisées par : -**HAMIDANE ACHOUAK**
- **MEBARKI KAMILIA**

Devant Le Jury :

Président:	Dr. BEDIAF Abdelaziz
Rapporteur:	Dr. KHEZZAR Zaki Aissam
Examineur:	Dr. HESSAD Mourad

Promotion 2021/2022



Remerciements

Ce travail est l'aboutissement d'un dur labeur et de beaucoup de sacrifices; nos remerciements vont d'abord au Créateur de l'univers qui nous a doté d'intelligence, et nous a maintenu en santé pour mener à bien cette année d'étude.

*Nous voudrions tout d'abord adresser toute notre gratitude au directeur de ce mémoire, Monsieur **KHEZZAR Zaki Aissam**, pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses conseils judicieux, qui ont contribué à alimenter ma réflexion.*

Nos vifs remerciements vont aux membres de jury d'avoir nous accepter de juger notre présent travail.

Enfin, je vous souhaite une bonne lecture.



Dédicaces

*A mes chers parents **AHCEN** et **NOURA**, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études.*

*A mes chères sœurs **BOUCHRA** et **AMEL** pour leurs encouragements permanents, et leur soutien moral, et mes amies qui m'ont apporté leurs supports moraux et leurs discussions animées tout au long de ma démarche.*

ACHOUAK



Dédicaces

A mes chers parents MAHYOU et ALIMA, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études.

A ma chère sœur HOUDA et frères NASSRO, AYMEN et AYOUB pour leurs encouragements permanents, et leur soutien moral, et mes amies qui m'ont apporté leurs supports morales et leurs discussions animées tout au long de ma démarche.

KAMILIA



Résumé

Résumé

Résumé La détection et l'atténuation des interférences dans les systèmes mondiaux de navigation par satellite (GNSS) sont des problèmes importants pour les applications militaires et civiles. Dans cet article, un nouvel algorithme temps-fréquence pour l'application GNSS est proposé. L'utilisation de filtres coupe-bande à réponse impulsionnelle infinie pour l'excision des interférences est introduite et des formules analytiques pour la détection des signaux perturbateurs sont dérivées. La méthode proposée est testée par des simulations et comparée aux algorithmes d'excision temps-fréquence rapportés dans la littérature, prouvant son efficacité pour l'élimination des interférences.

Abstract—Interference detection and mitigation in Global Navigation Satellite Systems (GNSS) are important issues for both military and civilian applications. In this paper, a novel time–frequency algorithm for GNSS application is proposed. The use of infinite impulse–response notch filters for the interference excision is introduced and analytical formulas for the detection of the disturbing signals are derived. The proposed method is tested by simulations and compared with time-frequency excision algorithms reported in literature, proving its effectiveness for interference removal.

المخلص - يعد اكتشاف التداخل والتخفيف من حدته في أنظمة الأقمار الصناعية للملاحة العالمية (GNSS) من القضايا المهمة لكل من التطبيقات العسكرية والمدنية. في هذا البحث تم اقتراح خوارزمية جديدة للتردد الزمني لتطبيق GNSS. تم تقديم استخدام مرشحات لا نهائية من الدرجة النبضية والاستجابة لاستئصال التداخل واشتقاق الصيغ التحليلية لكشف الإشارات المزعجة. تم اختبار الطريقة المقترحة عن طريق المحاكاة ومقارنتها بخوارزميات استئصال التردد الزمني المذكورة في الأدبيات، مما يثبت فعاليتها في إزالة التداخل.



Table de matière

Table de matière

Remerciements	I
Dédicaces.	II
Résumé	V
Table de matières	VII
Abréviations	X
Liste des tableaux	XIII
Liste des figures	XIV
Introduction générale	2
CHAPITRE I	
POSITIONNEMENT PAR SATELLITES GNSS	
Introduction	7
I.1 principe de fonctionnement	7
I.1.1 Les Segments	7
I.1.2 La position, la vitesse et le temps	9
I.2 les systèmes de GNSS	10
I.2.1 Système de positionnement global GPS	10
I.2.2 Système de navigation GLONASS	10
I.2.3 Système de navigation Galileo	11
I.2.4 Système de navigation Biedou	11
I.2.5 Le système QZSS	12
I.2.6 Système de navigation NavIC	12
I.3 les signaux des GNSS	12
I.3.1 Le composant signal du GNSS	12
I.3.2 Codes Gold	13
I.3.3 Les messages de navigation	14
I.3.4 Fréquences et modulations	15
I.4 les traitements des signaux GNSS	19
I.4.1 Architecture d'un récepteur GNSS	19
I.4.2 L'acquisition des signaux GNSS: signal GPS-C/A	22
I.4.3 La poursuite des signaux GNSS : signal GPS-C/A	25
I.5 définition des rapports signal a bruit pour un récepteur GNSS	27
I.5.1 Le rapport SNR	27
I.5.2 Le rapport C/N0	27
Conclusion	29
Bibliographie	30
CHAPITRE II	
CLASSIFICATION DES INTERFERENCES ET LEURS EFFETS SUR LE RECEPTEUR GNSS	
Introduction	32
II.1 classification de la source interférence	32
II.1.1 Caractéristiques spectrales d'interférence	32

II.1.2 Les interférences pulsées	33
II.2 les sources potentielles de d'interférence	34
II.2.1 Signaux d'interférences hors bande	34
II.2.2 Les signaux d'interférences dans la bande	35
II.2.3 Signaux interférences ultra-large bande	37
II.3 les brouilleurs	38
II.4 impact de la RFI sur les récepteurs GNSS	40
II.4.1 L'impact d'interférence sur La chaîne radiofréquence	40
II.4.2 L'impact sur la phase d'acquisition	41
II.4.3 Impact sur la phase de poursuite	44
II.4.4 Impacte sur le rapport Signal sur bruit Estimé	44
Conclusion	45
Bibliographies	46
CHAPITRE III	
DETECTION ET REDUCTION DES INTERFERENCES CHIRP EN UTILISANT UN DOMAINE TRANSFORME STFT ET UN FILTRE IIR	
Introduction	48
III.1 les stratégies de détection et d'atténuation des interférences	48
III.2 techniques de pré-corrélation pour la suppression des interférences	49
III.3 techniques de domaine transforme	50
III.4 la transformée de fourrier rapide (FFT).	51
III.13.1 La technique basée sur la transforme STFT	51
III.14 filtre coupe-bande (sotch filtre)	53
III.14.1. Filtre coupe-bande IIR complexe [10]	54
III.14.2 Filtre coupe-bande FIR complexe [10]	54
III.14.3 Algorithme proposé : filtre coupe-bande FIR adaptatif à phase linéaire [10]	55
III.15 un algorithme d'excision temps-fréquence	57
Conclusion	59
Bibliographies	60
CHAPITRE IV	
SIMULATION ET RESULTATATS	
Introduction	62
IV.1 Caractéristiques.des.signaux. Reçus	62
IV.1.1 Les mesures de performances de la méthode proposée	64
Conclusion	69
Bibliographie	70
Conclusion générale	72



Abréviations

Abréviations

- AR** : Auto Regressive
- ACF**: Auto Correlation Function
- ADC**: Analog-to-Digital Conversion
- AGC**: Automatic Gain Control
- Alt BOC**: Alternative BOC Modulation
- ARNS**: Aeronautical Radio Navigation Services
- AWGN**: Additive White Gaussian Noise
- BPSK**: Binary Phase-Shift Keying
- BOC**: Binary Offset Carrier
- CDMA**: Code Division Multiple Access
- C/A**: Coarse Acquisition (GPS Signal)
- CWI**: Continuous Wave Interference
- C/N**: Carrier-to-noise ratio
- C/N₀**: Carrier-to-receiver noise density ratio
- DCT**: Discrete Cosine Transform
- DCT-MTT**: Discrete Cosine Transform Mitigation Thres holding Technique
- DLL**: Delay Locked Loop
- DFT**: Discrete Fourier Transform
- DME**: Distant Measuring Equipment
- DSP**: Digital Signal Processor
- DSSS**: Direct Sequence Spread Spectrum
- DWT**: Discrete wavelet transforms
- ESA**: Agence Spatiale Européenne
- FDMA**: Frequency Division Multiple Access
- FFT**: Fast Fourier Transform
- FLL**: Frequency Lock Loop
- FM**: Frequency modulation
- GLONASS**: GLObalnaya Navigatinnaya Spoutinkovaya Sistema
- GNSS**: Global Navigation Satellite System

GPS: Global Positioning System
IF: Intermediate Frequency
ISR: interference to Signal Ratio
IIR: Infinite Impulse Response
LNA: Low Noise Amplifier
NBI: Narrow band interference
PSD Power Spectral Density
PSK Phase-shift keying
PRN Pseudo Random Noise
RFI: Radio Frequency Interference
SNR Signal-to-noise ratio
SPS Standard Positioning Service
TACAN Tactical Air Navigation system



*Liste des figures
Et des tableaux*

Liste de tableaux

CHAPITRE IV SIMULATION ET RESULTATATS	
Tab.VI.1: table 1 les paramètres de signal [1]	63

Liste des figures

CHAPITRE I	
POSITIONNEMENT PAR SATELLITES GNSS	
FIG.I.1 Segments du système GNSS	7
FIG.I.2 Générateur du code C/A [1]	14
FIG.I.3 Structure des signaux GPS L1C/A [1]	15
FIG.I.4 BSD des BPSK-R(N) [7]	16
FIG.I.5 Modulation BPSK et BOC(1,1) [7]	18
FIG.I.6 PSD d'une modulation BOC(10,5) [8]	19
FIG.I.7 Schéma fonctionnel d'un récepteur GNSS	20
FIG.I.8 Exemple de fonction de corrélation d'un signal GPS	23
FIG.I.9 Principe de l'acquisition série	24
FIG.I.10 Principe de l'acquisition parallèle	25
FIG.I.11 Schéma fonctionnel d'une boucle de poursuite du code et de la porteuse	26
FIG.I.12 Evolution de la corrélation en fonction des codes avance, en phase et retard	27
CHAPITRE II	
CLASSIFICATION DES INTERFERENCES ET LEURS EFFETS SUR LE RECEPTEUR GNSS	
FIG.II.1 Interférence potentiel d'une harmonique des chaînes TV [1]	34
FIG.II.2 Interférence potentielle d'une harmonique FM [1]	35
FIG.II.3 Attribution des fréquences ARNS	36
FIG.II.4 L'interférence pulsée, les paire de la pulse DME(A), la forme de signal pulsé	37
FIG.II.5 Brouilleurs civils	38
FIG.II.6 Présentation temps-fréquence d'un signal de type chirp	39
FIG.II.7 Exemple du signal de modulation transmis par un brouilleur portable	40
FIG.II.8 Les effets des interférences sur le traitement du récepteur [11]	41
FIG.II.9 PSD de signal GPS L1 C/A en l'absence d'interférence (a), histogrammes des échantillons a la sortie de l'ADC en l'absence d'interférence (b), PSD dans le cas de présence d'interférence (c), la sortie de l'ADC dans le cas de présence d'interférence (d)	42
FIG.II.10 Amplitude de corrélation d'acquisition pour GPS L1 C/A, absence d'interférence CWI (a), interférence CWI avec ISR=20dB(b), interférence CWI avec ISR=35dB (c), interférence CWI avec ISR=50dB(d)	43
FIG.II.11 La visibilité des satellites en fonction de différents ISR	44
FIG.II.12 L'estimation de rapport porteuse sur bruit CNR pour une interférence NBI [1]	45

CHAPITRE III	
DETECTION ET REDUCTION DES INTERFERENCES CHIRP EN UTILISANT UN DOMAINE TRANSFORME STFT ET UN FILTRE IIR	
FIG.III.1 Schéma conceptuel des blocs de traitement de l'interférence dans les récepteurs	49
FIG.III.2 L'unité de la suppression des interférences (pré-corrélation) [1]	49
FIG.III.3 Schéma de blocs de l'approche base sur le filtrage temps-fréquence	51
FIG.III.4 Spectrogramme d'un signal E5A contaminate par une MCWI avec une fenêtre de 2000 échantillons	53
FIG.III.5 Réponses en amplitude et en phase des filtres coupe-bande complexes IIR et FIR à phase linéaire pour deux facteurs de contraction des pôles différents et $N = 300$	56
FIG.III.6 Schéma fonctionnel de l'algorithme d'excision TF composé de trois blocs	57
FIG.III.7 Fonctions de transfert des différents filtres d'excision [11]	59
CHAPITRE IV	
SIMULATION ET RESULTATS	
FIG.IV.1 Représentation des 5000 échantillons de signal GPS L1 "domaine temporel"	62
FIG.IV.2 Le spectre de signal de GPS L1 C/A	63
FIG.IV.3 Le PSD de signal E5AI+bruit	63
FIG.IV.4 Le signal GPS L1 C/A affecté par une interférence de brouilleur « interférence chirp »	65
FIG.IV.5 La densité spectrale de puissance PSD de signal GPS C/A contaminate	65
FIG.IV.6 Fonctions d'ambiguïté pour un signal contaminate	66
FIG.IV.7 Satellites en visibilité en présence de bouillage (3 uniquement)	66
FIG.IV.8 Poursuite de zéro de filtre sélectif IIR	67
FIG.IV.9 Spectrogramme de signal récupéré	68
FIG.IV.10 Fonctions d'ambiguïté pour un signal contaminate (signal chirp) signal récupéré	68
FIG.IV.11 Satellite en visibilité après la récupération par la méthode proposée	69



Introduction générale

Introduction GÉNÉRALE

La position, la vitesse et le temps (PVT) fournis par les systèmes mondiaux de navigation par satellite (GNSS) ont désormais un impact sur la plupart des aspects de la vie humaine. De nos jours, la plupart des téléphones mobiles ainsi que des véhicules sont équipés de systèmes de positionnement et de navigation utilisant le GPS. De plus, d'innombrables systèmes d'horodatage et de synchronisation reposent principalement sur le GPS. Diverses applications civiles telles que la navigation véhiculaire et personnelle, les réseaux de distribution d'électricité, les réseaux de communication numériques, les systèmes de navigation et d'atterrissage des aéronefs, les transports maritimes et terrestres, les services de police et de sauvetage, le suivi des délinquants dangereux, le suivi de la faune, les systèmes de surveillance des navires (VMS), les services basés sur la localisation, les transactions boursières, l'industrie de la location de voitures et bien d'autres s'appuient également sur les signaux GPS. En conséquence, un tel système omniprésent devient une cible de plus en plus attrayante pour les perturbations illicites par les terroristes et les pirates.

Les utilisateurs à la surface de la Terre reçoivent des signaux GNSS avec un très faible rapport signal sur le bruit (SNR) de pré-corrélation, ce qui les rend très sensibles aux RFI. Par exemple, le niveau de puissance reçu pour le signal de code Coarse/Acquisition (C/A) L1 du système de positionnement global (GPS) est de -158,5 dB, ce qui est bien en dessous du plancher de bruit thermique d'un récepteur GPS. Il est bien connu que les signaux GNSS peuvent être facilement soumis à des interférences provenant de sources qui transmettent une très faible puissance dans leurs bandes de fréquences respectives. Les interférences peuvent soit détériorer les performances du récepteur, soit empêché complètement le service GNSS en fonction de leurs caractéristiques spectrales et de puissance.

Les signaux d'interférence affectant les récepteurs GNSS peuvent être classés comme intentionnels ou non-intentionnels. Les interférences intentionnelles comprennent le brouillage et différents niveaux d'usurpation d'identité. Le brouillage fait référence à la transmission intentionnelle d'énergie RF dans la bande des signaux GNSS afin de bloquer la fonctionnalité du récepteur [1].

Afin de protéger ces services de navigation, il est nécessaire de détecter, de caractériser et d'atténuer les sources d'interférence de manière efficace et fiable. La mise en œuvre d'algorithmes de suppression des interférences dans les récepteurs fournirait un niveau supérieur d'intégrité et de continuité.

Il existe plusieurs méthodes de lutte contre les interférences proposées dans la littérature. Une unité de suppression des interférences (ISU) est un système de contre-mesure des

interférences qui se compose de sections de détection, de caractérisation et d'atténuation des interférences. L'ISU peut généralement être divisée en deux catégories, à savoir les techniques de pré-dés étalement et de post-dés étalement. Les méthodes de pré-dés étalement sont appliquées avant l'étape de corrélation tandis que les méthodes de post-étalement sont mises en œuvre après l'opération de corrélation dans le récepteur (c'est-à-dire après l'un ou l'autre des blocs de solution d'acquisition, de suivi ou de navigation). Dans cette recherche, une ISU de pré-dés étalement est proposée. Le principal avantage des techniques de pré-dés étalement est qu'elles ne nécessitent aucune modification de la structure du récepteur. De plus, les méthodes de pré-dés étalement fournissent une meilleure estimation du brouilleur que les post-dés étalement puisqu'elles ont accès aux signaux d'entrée bruts [2].

Dans cette thèse, nous présentons une nouvelle technique de pré-corrélation pour la réduction des interférences dans un domaine temps échelle. L'approche proposée fournit une nouvelle technique de détection et de réduction des interférences GNSS par l'application de la décomposition par paquets d'ondelettes WPD pour la détection et la réduction des interférences pulsées dans le signal reçu.

D'abord une transformation WPD de niveau L'a été appliquée sur le signal reçu qui contaminait par des interférences pulsées de type DME, en suit, Dans le domaine transformé, un seuil approprié est sélectionné, pour mettre à zéro tous les coefficients supérieurs au seuil, enfin une transformation de paquet d'ondelettes inverse est utilisé pour obtenir la forme d'onde du domaine temporel du signal après suppression des interférences.

Le mémoire est organisé en quatre chapitres, commencé d'une introduction générale et clôturé par conclusion générale...

Dans cette thèse, nous présentons une nouvelle technique de pré-corrélation pour la détection et la suppression des interférences des brouilleurs civiles. L'unité de suppression permet de détecté la fréquence instantané des interférences dans un domaine transformé temps fréquence puis la réduction de l'interférence des brouilleurs des récepteur GNSS utilisant un filtre sélectif de type IIR.

Premièrement, la détection et la caractérisation de fréquence des interférences Sont déterminées un par estimateur STFT « domaine temps fréquence » qui nous permet de visualise l'interférence en connaissant leur comportement fréquentiel et temporel. La précision de l'estimateur est dépendante de la taille de la fenêtre en raison de sa résolution temps fréquence combinée. Une fois, la fonction fenêtre et sa longueur choisie, la résolution temps fréquence de STFT reste constante.

Pour Déterminer la fréquence instantané un algorithm simple appelé interpolation des pics est utilisé pour estimer l'interférence instantané la fréquence. Cet algorithme sélectionne simplement, pour chaque instant de temps, les maxima de la représentation Temps Fréquence, et les interpole pour produire une estimation la fréquence de l'interférence.

La deuxième opération de l'unité est la suppression des interférences caractérisé par une fréquence instantané en utilisant un filtrage très sélectif. Pour cela un filtre sélectif de type IIR a été employé pour réduire ses interférences efficacement. Les résultats de simulation qui sont appliqués sur un signal réel montrent l'efficacité de l'unité de suppression contre les interférences de brouillage civil. La thèse est organisée en quatre chapitres, précédés d'une introduction générale et suivis d'une conclusion générale.

Le chapitre1 : Positionnement Par Satellites GNSS

Le premier chapitre concerne la description du système positionnement par satellites GNSS Ce chapitre est décomposé en trois parties. Dans la première partie, on décrit les le principe de navigation et les principe de navigation par satellites ainsi que les principaux systèmes de navigation GNSS existantes.la deuxième partie présente le principe de traitements du signal GNSS/GPS. La dernière partie décrit les fonctions réalisées par le récepteur, tel que les différents traitements d'acquisition et de poursuite du signal reçu par le récepteur.

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

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

Chapitre 3 détections de réduction utilisant

Ce chapitre est dédié à la présentation de la méthode de pré-corrélation STFT pour atténuer les interférences dans un domaine transformé « temps fréquence ».On utilisant les filtres pour éliminer la suppression d'interférence.

Chapitre 4 résultats et simulation

Le dernier chapitre est dédié à une simulation de l'unité de suppression sous Matlab pour faire récupérer les signaux de navigation aveuglé par le brouilleur civils. Les fonctions de l'unité de suppression sont applique en utilisant des données réelles qui sont issues de la sortie d'un terminal (front-end) donnant une sortie discrète.

Une conclusion vient clore le document de thèse.

Bibliographies

- [1] Grace Xingxin Gao, Liang Heng, « Atténuation des interférences DME/TACAN pour le GNSS : algorithmes et résultats des essais en vol. Solution GPS.
- [2] Detection, Characterization and Mitigation of GNSS Jamming Interference Using PreCorrelation Methods by Nahal Fadaei April 2016 MASTER thesis.



Chapitre I

POSITIONNEMENT PAR SATELLITES GNSS

CHAPITRE 1

POSITIONNEMENT PAR SATELLITES GNSS

Introduction

La navigation par satellite est une technologie largement utilisée et indispensable dans notre vie quotidienne. Le nombre d'applications qui utilisent ce type de système augmente chaque jour en raison des vastes zones qui nécessitent ce service, que ce soit pour la navigation, le positionnement, la sécurité publique, la surveillance, la recherche géographique, la cartographie et les informations météorologiques et atmosphériques. Les systèmes qui offrent ce service sont connus sous le nom de systèmes GNSS (Global Navigation Satellite System). C'est un ensemble de systèmes utilisant une constellation de satellites pour offrir à un nombre illimité de récepteurs la possibilité de calculer la position exacte en trois dimensions : latitude, longitude et altitude, la précision pouvant atteindre plusieurs mètres en tout point de la terre et en temp continu. Utilisant les signaux des satellites situés sur des orbites dispersées de manière à assurer une couverture complète de la Terre, le système de positionnement le plus connu et le plus utilisé dans le monde aujourd'hui est le GPS américain (Global Positioning System). Le système russe GLONASS et d'autres sont en cours de développement, tels que le système européen Galileo et le système chinois Beidou.

Dans ce chapitre nous verrons les principes de base des signaux GNSS, les différents systèmes mondiaux de navigation, leur application, la réception de ce signal. Ensuite, présenter les principaux problèmes liés aux signaux GNSS, tels que les interférences.

I.1 Principe de fonctionnement

I.1.1 Les Segments

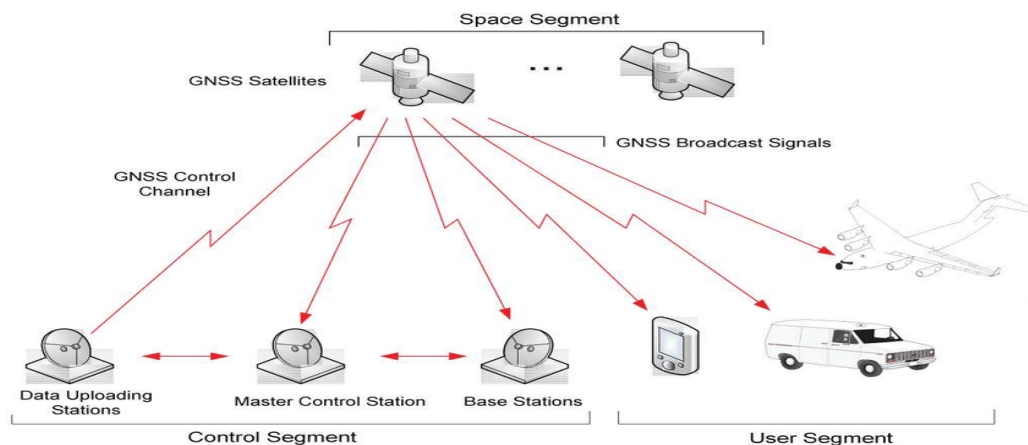


Fig.I.1 Segments du système GNSS

I.1.1.1 Segment spatial

La constellation du système GPS est constituée des satellites NAVSTAR (Navigation Satellite Timing And Ranging). Elle comprend au minimum 24 satellites, positionnés à une altitude de 20200 km et évoluant sur des orbites circulaires inclinées à 55° par rapport à l'équateur. Ces satellites sont répartis dans 6 plans orbite aux différents comprenant chacun 4 satellites. Ils ont une période de révolution autour de la Terre de 11 heures et 58 minutes.

Ces satellites émettent des codes pseudo-aléatoires (Pseudo Random Noise) à partir desquels les mesures de distance peuvent être faites. D'où la notion de système passif en relation avec l'utilisateur, tels que:

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

I.1.1.2 Segment de contrôle

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

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

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

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

I.1.1.3 Segment sol/Utilisateurs, récepteurs

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

I.1.2 La position, la vitesse et le temps

L'objectif final de tout système GNSS est de permettre à l'utilisateur de calculer sa solution de la position, la vitesse et le temps (PVT). Pour obtenir ces paramètres, nous devons d'abord définir un système de référence pour la position et le temps. Les GNSS utilisent le concept de temps d'arrivée (TOA) pour récupérer la solution. Ce concept mesure l'intervalle de temps entre la transmission du signal du satellite et le moment où le signal est reçu par le récepteur. . Grâce à ce temps de propagation, le récepteur est capable de calculer les distances entre le récepteur et les satellites. Pour notre système tridimensionnel, nous créons une sphère qui entoure chaque satellite avec un rayon égal à la distance obtenue et en observant l'intersection de trois de ces sphères, nous pouvons obtenir notre position. En supposant que le satellite envoie le signal à l'instant t_0 et qu'il est reçu à l'instant $t_0 + \tau$, le rayon de la sphère, où c est la vitesse de la lumière.

$$R_i = c\tau \quad (I.1)$$

$$P_i = \sqrt{(x_i - x_u)^2 + (y_i - y_u)^2 + (z_i - z_u)^2} + b \quad (I.2)$$

À partir de la figure I.1 nous pouvons observer un exemple de trilatération avec trois satellites différents. Si nous supposons que l'horloge du récepteur est parfaitement synchronisée avec l'heure système de navigation, le calcul TOA devient simple. Malheureusement, ce n'est pas le cas pour les récepteurs GNSS. Ensuite, les signaux obtenus du satellite auront un biais, en raison de la différence entre l'horloge du système et l'horloge du récepteur. Les mesures effectuées par le récepteur sont appelées pseudo-distances.

Une pseudo-distance P_i générale est calculé en utilisant (I.2), où x_j, y_j, z_j sont les coordonnées connues du $i^{\text{ème}}$ satellite, x_u, y_u, z_u sont les coordonnées de l'utilisateur et $b = c\delta t_u$ est le biais lié à l'erreur de synchronisation. Le biais d'horloge sera considéré

comme une inconnue à estimer au même titre que les trois composantes de la position. Par conséquent, un récepteur aura besoin de la réception du signal d'un quatrième satellite pour pouvoir calculer sa position [2] [1].

I.2 Les systèmes de GNSS

I.2.1 Système de positionnement global GPS

Le GPS a commencé en 1970 : aux États-Unis et dispose de deux services principaux. L'un d'eux est un service ouvert appelé Standard Positioning Service (SPS) qui est largement utilisé dans le monde entier et est gratuit. L'autre service est appelé Precise Positioning Service (PPS) et il est crypté. Le PPS est disponible pour l'armée américaine et aux alliés des États-Unis. Le segment spatial GPS compte nominalelement 24 satellites. À partir d'avril 2019 la constellation GPS devient 31 satellites opérationnels [3] [1].

Les signaux originaux utilisés dans le GPS sont le code coarse / acquisition code (C/A) et le code P(Y). Ce sont les signaux hérités (legacy) et ils sont transmis par tous les satellites de la constellation GPS. Les deux signaux utilisent deux fréquences porteuses : L1 sur 1575,42MHz et L2 sur 1 227,6 MHz. Le CDMA est utilisé pour moduler les porteuses avec des codes PRN. La porteuse L1 est modulée par le code C/A et le code P (Y) est normalement crypté.

Le GPS a été modernisé et des nouveaux satellites sont lancés qui transmettent des signaux modernisés et des données de navigation qui offrent une meilleure précision de position et plus robustes face aux interférences et ainsi de suite. Trois des nouveaux signaux sont destinés à un usage civil : le signal L2C, un signal sur L5 (1 176,45 MHz) et le signal L1C. Le signal L2C est civil et gratuit. Le signal L5 est également un signal civil, mais il est conçu pour les applications aéronautiques. Il existe également un nouveau signal militaire appelé M-code qui est transmis sur L1 et L2. Les signaux modernisés ont de nouveaux messages de données avec des structures plus flexibles, une détection d'erreur améliorée et des codes de correction.

I.2.2 Système de navigation GLONASS

GLONASS par canicule évolué dans l'ancienne Alliance russe de 1976 et oriental géré dans le protectorat soviétique dès l'effondrement pour l'Union Russe le 12 brumaire 1982 Le premier-né planète GLONASS par canicule lancier sans réussite indiquant la filiation due second GNSS avant le GPS Comme au GPS les signaux GLONASS initiaux utilisaient la

technicité FDMA (Frequency Subdivision Multiforme Access) pour manière pourquoi chacun les satellites du principe GLONASS utilisaient le exactement règlement d'étalement pourtant différents satellites utilisaient incontinent μ fréquences porteuses pour signaux différentes Cette disponibilité oriental peu différente pour la technicité CDMA utilisée dans le principe GPS à différencier ses satellites .

Tous les signaux GNSS diffusés par l'un des satellites GLONASS ont été modulés sur deux types de signaux porteurs, c'est-à-dire les fréquences L1 et L2, où

$$L1 = 1602 + 0,5625 \times k \text{ (MHz)}$$

$$\text{Et } L2 = 1246 + 0,4375 \times k \text{ (MHz).}$$

Le k dans la formule représente le numéro de série d'un satellite. Alors que la constellation complète doit être composée de 24 satellites, en 2000 seulement six étaient opérationnels. Depuis, la Russie a repris son système GNSS en main et le lancement de satellites GLONASS de nouvelle génération a permis de ramener la constellation à un niveau opérationnel [3].

I.2.3 Système de navigation Galileo

Le système de navigation par satellites Galileo est développé et mis en place par l'Union européenne (UE). Le plan a été publié par la Commission européenne en février 1999 et est une responsabilité conjointe de la Commission européenne et de l'Agence spatiale européenne (ESA). Le premier satellite Galileo a été lancé en décembre 2005. Galileo, comme le GPS, utilise le codage du signal CDMA. Les signaux Galileo ont quatre bandes de fréquences porteuses : la bande de fréquences E1 (1575,42 MHz), la bande de fréquences E5A (fréquence centrale de 1176,45 MHz, la même que celle du GPS L5), la bande de fréquences E5B (fréquence centrale de 1207,1 MHz) et la bande de fréquences E6 (fréquence centrale de 1278,75 MHz). Après la mise en place du système Galileo, cinq types de les modes de service peuvent être fournis : Open Service (OS), Commercial Service (CS), Safety-of-Life (SoL), Public Regulated Service (PRS) et Support to Search and Rescue Service (SAR) [3].

I.2.4 Système de navigation Biedou

Beidou est un système de navigation et de positionnement par satellite construit par mon pays avec des droits de propriété intellectuelle indépendants. Comparé à d'autres systèmes, l'une des caractéristiques exceptionnelles du système Beidou est la capacité de

communiquer avec des messages courts. En termes de temps, le système expérimental (le système de première génération) a été développé depuis 1994 et la capacité de positionnement actif a été atteinte en 2000. La deuxième étape, à savoir la construction de Beidou (système de deuxième génération) a commencé en 2004, et la capacité de positionnement passif régional a été réalisée en 2012. Enfin, la troisième phase, développée en 2020.

Notons que le système Beidou de troisième génération (BDS-3) est achevé la constellation de 35 satellites pour fournir un service mondial dans le mois de juin 2020. Le système global transmet des signaux aux fréquences B1 (E1 / L1), B2 (E5 / L5) et B3 (~ E6).

Partageant des bandes de fréquences et des formes d'ondes de signaux étroitement similaires avec le GPS et Galileo, le BDS-3 contribue d'une manière significative au monde multi GNSS interopérable [3].

I.2.5 Le système QZSS

Le système actuel à quatre satellites (trois IGSO + un GEO) offre une visibilité de trois satellites à tout moment à partir d'emplacements dans la région Asie-Océanie. Le service QZSS a été officiellement lancé le 1er novembre 2018 et le plan actuel est d'avoir une constellation de sept satellites d'ici 2023. L'objectif principal de QZSS est d'améliorer la disponibilité du GPS dans de nombreux canyons urbains au Japon [4].

I.2.6 Système de navigation NavIC

NavIC-1L a été lancé avec succès le 12 avril 2018, portant la constellation NavIC à sept satellites opérationnels. NavIC couvre une zone de 1 500 kilomètres à l'intérieur et autour de l'Inde et prévoit d'étendre encore la couverture en augmentant le nombre de satellites dans la constellation de sept à 11. Les signaux NavIC consistent en des services de localisation standard et des services de précision. Les deux sont exécutés sur la bande L5 (1176,45 MHz) et la bande S (2492,028 MHz) [4].

I.3 Les signaux des GNSS

I.3.1 Le composant signal du GNSS

Après avoir présenté les aspects techniques des systèmes GNSS, nous décrivons en détail ci-dessous les aspects signaux du GNSS, en particulier les types de transmissions utilisées pour la diffusion des signaux de navigation, la structure des signaux GNSS et leurs caractéristiques. Les satellites NAVSTAR émettent des signaux électromagnétiques similaires aux ondes radio AM/FM ou TV, aux signaux radar ou à la lumière.

I.3.1.1 Structure du signal GPS/GNSS :

Un signal GPS/GNSS comporte trois composantes principales :

- La modulation (porteuse) : plusieurs bandes de fréquences sont partagées par les systèmes de navigation. La transposition des signaux numériques en bande de base dans ces bandes fréquentielles est réalisée par des modulations BPSK ou BOC et leurs variantes.
- Un code d'accès DS-SS-SSA : La technique DS-SS-SSA permet aux satellites de la même constellation de partager la même bande de fréquence sans interférer. Le DSSS par un code PRN (Pseudo Random Noise) est la technique d'accès utilisée. Le système GLONASS utilise aussi la technique d'accès par répartition de fréquence FDMA, de sorte que tous les satellites du système GLONASS utilisent le même code d'étalement, mais tendent à substituer celle-ci par un accès DS-SS-SSA dans ses nouveaux satellites [4].
- Le message de navigation $d(t)$: Un signal en bande de base, contenant les informations nécessaires au récepteur pour le calcul de sa position telle que : les éphémérides des satellites, les almanachs, des paramètres utilisés dans le modèle de correction ionosphérique.

I.3.2 Codes Gold

I.3.2.1 Code C/A

C'est un code PRN en libre accès. Il est composé de séquences déterministes ayant des propriétés proches de celles d'un bruit aléatoire. Ce code doit son nom-code de Gold-à (M) même s'il a déjà été utilisé en radar Ce code est généré à l'aide d'un registre à décalage qui utilise la sommation XOR (tableau 1) des sorties de 2 satellites différents de la constellation NAVSTAR [5] Ce qui entraîne l'unicité de ce code par rapport à chaque satellite.

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

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

I.3.2.2 Code P

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

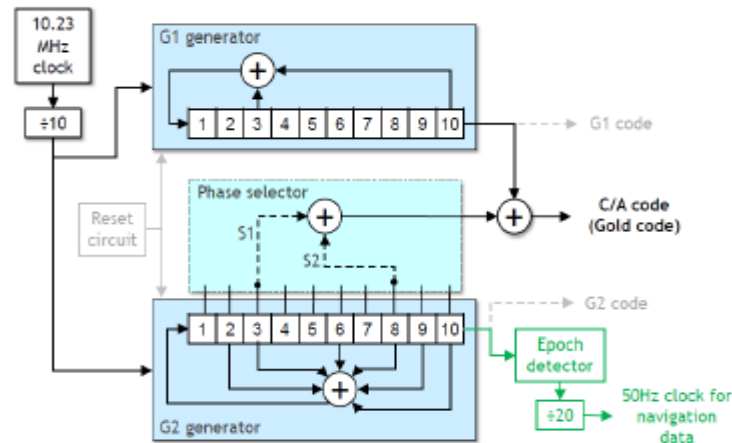


Fig.I.2 Générateur du code C/A[1]

I.3.2.3 Propriétés de corrélation du code Gold

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

$$\Gamma_{ik}(m) = \sum_{l=0}^{1022} c^l(l) c^k(l+m) \approx 0 \quad \forall m \quad (I.3)$$

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

I.3.3 Les messages de navigation

Les messages de navigation contiennent des données bien définies qui sont nécessaires au récepteur pour effectuer ses calculs de position. Ces données sont calculées aux centres de contrôle au sol du GPS et de Galileo, puis transmises aux satellites au moins quotidiennement lorsqu'ils communiquent avec la station sol de transmission. Chaque satellite enregistre ces données à bord et les intègre dans le signal qu'il transmet au récepteur. Ces données comprennent l'almanach, les éphémérides, les paramètres de correction ionosphérique et les corrections d'horloge. La vitesse de propagation de ces informations est extrêmement faible, de l'ordre de 50 bits/sec pour le GPS C/A et jusqu'à 250 bits/sec pour les systèmes Galileo

I.3.4 Fréquences et modulations

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

La porteuse est modulée par les signaux précédents à l'aide de méthodes « binary phase shift keying (BPSK) ». Notez que les deux signaux sont modulés en- phase et quadrature les sur L1. [4][6]

$$S^k(t) = \sqrt{2A_c} \cdot c^k(t) \cdot d^k(t) \cos(2\pi f_{L1}t) + \sqrt{2A_{PL1}} \cdot P^k(t) \cdot d^k(t) \sin(2\pi f_{L1}t) + \sqrt{2A_{PL2}} \cdot P^k(t) \cdot d^k(t) \sin(2\pi f_{L2}t) \quad (I.4)$$

Les A_c , A_{PL1} , et A_{PL2} sont les puissances des signaux avec le code C/A ou P, c^k est la séquence de code C/A attribué au nombre k de satellites, P^k est la séquence de code P(Y) attribué au nombre k de satellites, d^k est la séquence de navigation, f_{L1} et f_{L2} sont les fréquences porteuses de L_1 et L_2 . La figure I.4 présente le signal finale BPSK.

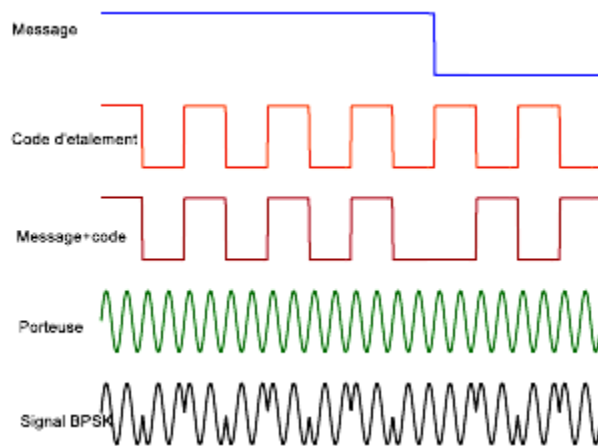


Fig.I.3 Structure des signaux GPS L1C/A

Le débit du code d'étalement $f_c=1.023\text{MHz}$ est initialement sélectionné pour le signal GPS de code C/A et maintenant est une fréquence d'horloge fondamentale standard dans la plupart des systèmes de navigation par satellites. Étant donné que différents signaux utilisent des débits des chip différents (C/A et P(Y)), une description complète de la modulation d'étalement est définie par BPSK-R (n) où n est généralement un entier désignant le débit du code d'étalement étant donné comme un multiple de 1.023MHz [7] : $f_c = 1/T_c = n \times$

1.023MHz. Un signal avec modulation d'étalement BPSK-R (n) a des séries temporelles d'étalement

$$x_{BPSK-R(n)}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k g_{BPSK-R(n)}(t - kT_c) \quad (I.5)$$

Avec symbole d'étalement

$$g_{BPSK-R(n)} = \text{rect}T_c \left(t - \frac{T_c}{2} \right) \quad (I.6)$$

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

$$\Phi_{BPSK-R(n)} = T_c \sin^2(\pi f T_c) \quad (I.7)$$

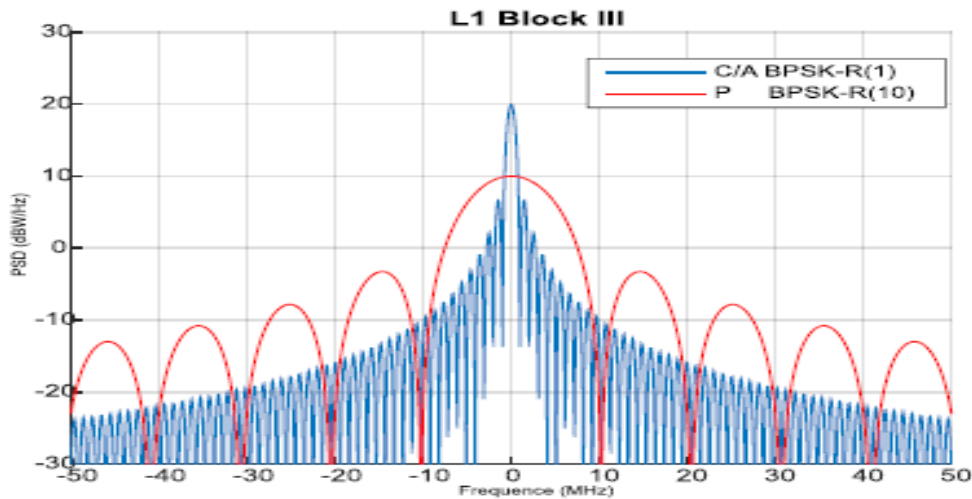


Fig.I.4 BSD des BPSK-R(n) [7]

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

Un élément essentiel de la modernisation du GPS et du développement des autres systèmes mondiaux de navigation GNSS est le partage de la bande spectrale allouée pour les différents signaux utilisés pour tous les services de radionavigation délivrés aux utilisateurs civils et militaires. La modulation par une sous-porteuse proposée la première fois par Betz [9] pour les nouveaux signaux militaires M-code (GPS), est une technique simple et efficace pour translater le spectre du signal de part et d'autre de la porteuse et ainsi répartir la puissance du signal au mieux dans la bande afin de limiter les interférences inter-systèmes et intra-système.

La modulation *BOC* (m, n) consiste à multiplier un signal (message de navigation modulé par un *PRN* en *BPSK* avec un débit du f_c) par une sous-porteuse rectangulaire de fréquence f_s .

Le paramètre m (respectivement n) correspond au rapport entre la fréquence de la sous porteuse (respectivement le débit du code d'étalement) et la fréquence de référence $f_c = 1,023 \text{ MHz}$ [6] [1].

On a donc :

$$\begin{aligned} f_s &= m \times 1.023 \text{ MHz} \\ f_c &= n \times 1.023 \text{ MHz} \end{aligned} \quad (\text{I.8})$$

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

$$x_{BOC(m,n)} = x_{BPSK-R(n)} \text{sng}[\sin(\pi f_s t + \theta_{BOC})] \quad (\text{I.9})$$

Le schéma de la différence entre signal modulé en BOC(1,1) et un autre avec BPSK est donné à la figure I.5.

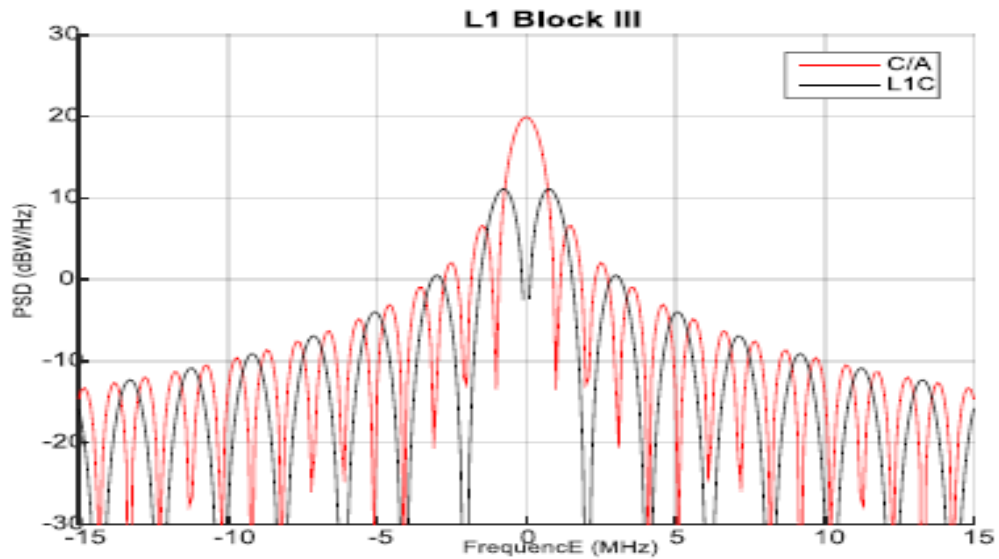


Fig.I.5 Modulation BPSK et BOC(1,1) [7]

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

La densité spectrale de puissance (PSD) du signal BOC pour une sous-porteuse en sinus est donnée par [6] :

$$\Phi_{BOC_S(m,n)}(f) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{f_c} \sin^2(\pi f / f_c) \tan(\pi f / f_s), \frac{2m}{n} \text{ paire} \\ \frac{1}{f_c} \frac{\cos^2(\pi f / f_c)}{(\pi f / f_c)^2} \tan(\pi f / f_s), \frac{2m}{n} \text{ impaire} \end{array} \right\} \quad (I.10)$$

La figure I.5 montre un exemple d'un PSD BOC. Bien que la PSD spécifique indiquée soit pour une modulation d'étalement BOC(10,5), les caractéristiques dans la figure s'appliquent pour différentes phases et paramètres BOC.

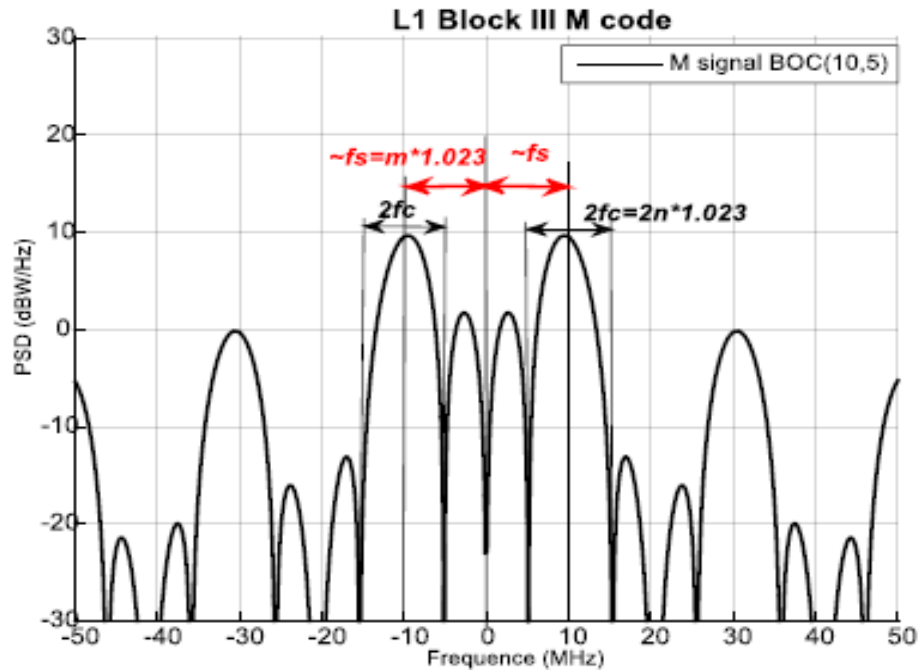


Fig.I.6 PSD d'une modulation BOC(10,5) [8]

De nombreuses autres familles de modulations ont été développées récemment, comprenant la binary coded symbols (BCS), time-multiplexed BOC(TMBOC), composite BOC (CBOC) et alternative BOC (Alt BOC) [8].

Afin de bien montrer les différents types de modulation, l'occupation conjointe de la bande par les signaux GNSS est illustrée à la figure I.6.

I.4 Les traitements des signaux GNSS

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

I.4.1 Architecture d'un récepteur GNSS

On représente Figure I.8 l'architecture classique d'un récepteur GNSS. Dans cette architecture on distingue une partie analogique, qui conditionne le signal avant son échantillonnage, et une partie numérique qui réalise l'ensemble des traitements radio (signal processing: démodulation, démultiplexage) et le calcul du PVT (Navigation processing Position Velocity Time).

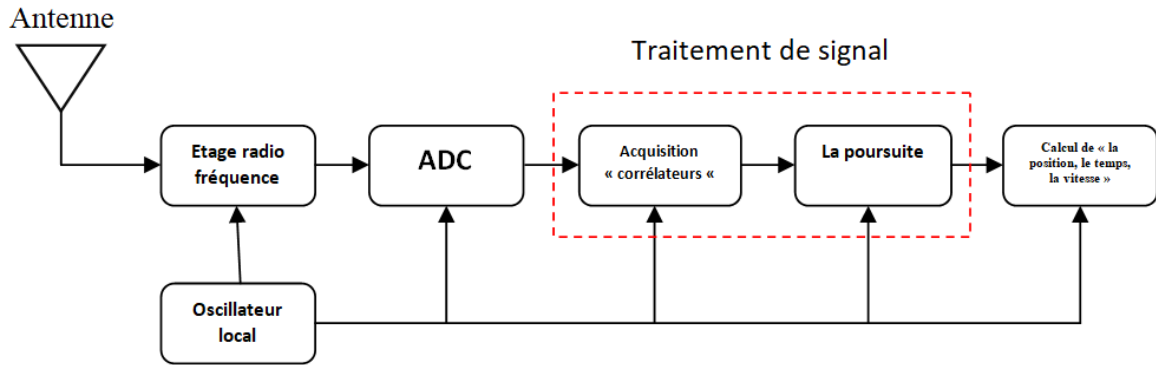


Fig.I.7 Schéma fonctionnel d'un récepteur GNSS

Les différents sous-systèmes, de la Figure I.8, qui composent l'architecture d'un récepteur sont les suivants :

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

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

$$s^r(t) = \sum_{v \in V} A_v(t) n(t) C A_v(t + \tau_v) \sin(2\pi f_v t + \phi_v) + \eta_v(t) \quad (\text{I.11})$$

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

- v est l'indice du satellite, il prend sa valeur dans l'ensemble V des satellites
- A_v est l'amplitude du signal;
- τ_v est le délai du code CA,
- f_v est la fréquence porteuse du satellite s . Elle inclut le Doppler

$$\mathbf{f}_v^D(\mathbf{f}_v = \mathbf{f}^{L1} + \mathbf{f}_v^D) \quad (\text{I.12})$$

➤ ϕ_v est le déphasage de la porteuse;

η_v est le bruit introduit par la propagation libre, l'antenne et le bruit de calcul du récepteur. On suppose le bruit additif, Gaussien, centré et de variance unitaire.

Etant donné la faible puissance du signal $S(1)$, la puissance du bruit est de -1585 dBW, le bon conditionnement du signal impose que l'antenne ait des performances spécifiques en termes de: température de bruit [9], diagramme de rayonnement et bande passante. Souvent l'antenne est active et elle intègre un pré-ampli faible bruit (le LNA de la Figure I.8). Dans les récepteurs modernes la difficulté est de définir un pré-ampli faible bruit qui soit multi-bandes [10].

Les signaux RF, amplifiés et filtrés, sont alors transposés en fréquences intermédiaires (IF) grâce aux multiplieurs bas fréquence (Down converter). Ces derniers utilisent un signal de fréquences f fourni par les oscillateurs locaux (OLs). Les OLs utilisent un synthétiseur de fréquence pour générer à partir d'une unique référence d'horloge leurs différentes fréquences [1]. Suite à la descente en fréquence (Down converter) le signal analogique prend la forme:

$$\mathbf{S}^{IF} = \sum_{s \in S} A_v(t) \mathbf{n}(t) \mathbf{C} A_v(t + \tau_v) \sin(2\pi \mathbf{f}_v^{IF} t + \phi_v^{IF}) + \eta_v(t) \quad (\text{I.13})$$

La conversion analogique numérique est réalisée sur le signal descendu à la fréquence intermédiaire. Le signal $\mathbf{S}^{IF}(t)$ échantillonné et numérisé à la fréquence $f_e = 1/T_e$ est $\mathbf{S}^{IF}(i * T_e)$ et est noté \mathbf{S}_i^{IF} . Dans un récepteur GNSS ce signal est traité en parallèle par plusieurs composants dédiés (canaux du récepteurs GPS) qui sont associés à chaque satellite du système GNSS. Les dits canaux assurent de nombreuses fonctions de traitement du signal en bande de base. Telle que :

$$\mathbf{S}_i^{IF}(t) = \sum_{v \in V} A_{v,i} \mathbf{n}_i \mathbf{C} A_{v,i} \sin(2\pi \mathbf{f}_v^{IF} i + \phi_v^{IF}) + \eta_{v,i} \quad (\text{I.14})$$

- T_e est la période d'échantillonnage,
- $\mathbf{f}_v^{IF} = (\mathbf{f}^{IF} + \mathbf{f}_v^D + \mathbf{f}^{Of fset})$ est la fréquence intermédiaire du signal,
- $\mathbf{f}^{Of fset}$ est l'offset de l'oscillateur local, évalué entre 0 et quelques kHz,

- I les instants d'échantillonnage.

On présente dans la suite, les traitements radio réalisés dans le bloc "signal processing" de L'architecture du récepteur, décrite Figure 1.8.

I.4.2 L'acquisition des signaux GNSS: signal GPS-C/A

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

$$r_m = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S_n^{IF} S_{V,I+m}^{OL} \quad (I.15)$$

Où :

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

Avec le répliqua du satellite v:

$$S_{V,i}^{OL} = CA_{V,i} \sin(2\pi f^{OL} i * T_e) \quad (I.16)$$

r_m est maximum lorsque le signal local $S_{V,i}^{OL}$ le même code et la même fréquence porteuse que le satellite recherché dans le signal S_i^{IF} . Ce signal contient l'ensemble des satellites visibles. Si le satellite n'est pas visible la corrélation est nulle. La valeur de **m** donne le décalage en nombre d'échantillons entre le code du satellite contenu dans le signal reçu et les codes générés localement par le récepteur. On a donc une recherche tridimensionnelle à effectuer pour extraire l'ensemble des informations contenues dans le signal reçu. Soit :

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

On représente sur la Figure I.9 un exemple d'acquisition obtenue pour un satellite visible.

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

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

I.4.2.1 Acquisition série:

On représente Figure 1.10 le principe de l'acquisition série. Dans cette approche, les échantillons numérisés du signal reçu sont d'abord multipliés par les échantillons du code C/A, généré localement. Le signal résultant est multiplié par deux porteuses de même fréquence et en quadrature. Les deux signaux ainsi générés sur les voies I (en phase) et Q (en quadrature) sont intégrés sur une période du code C/A, de période $T=1\text{ms}$.

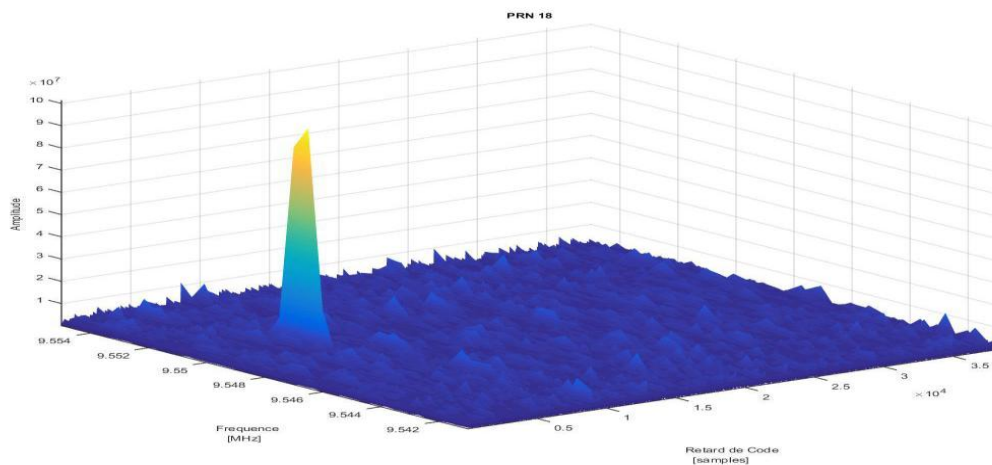


Fig.I.8 Exemple de fonction de corrélation d'un signal GPS

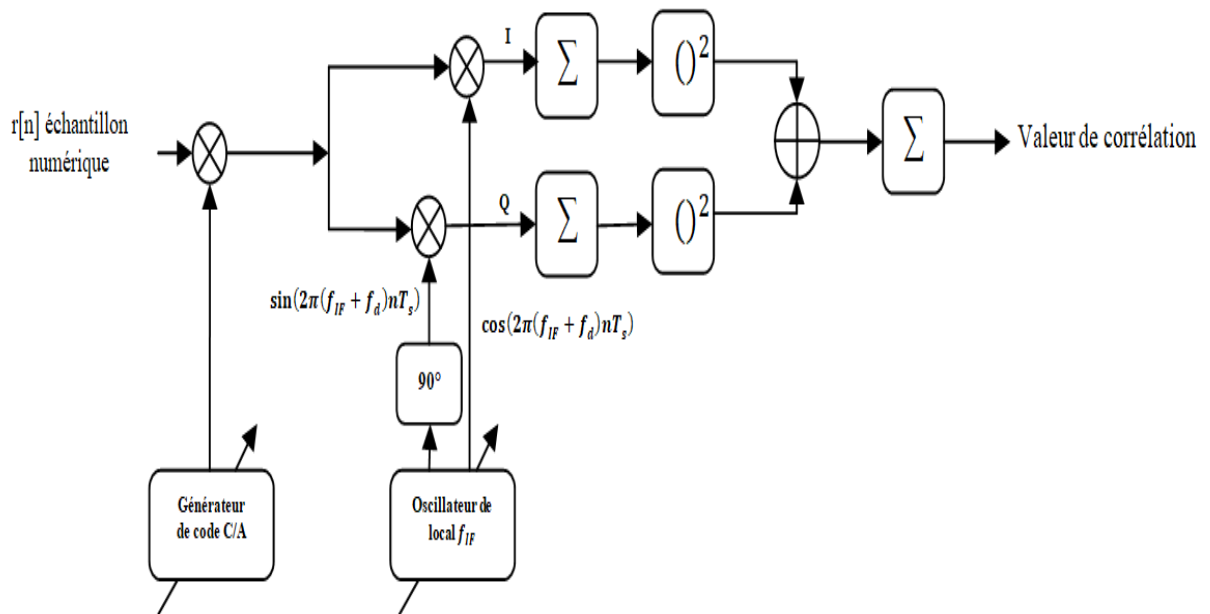


Fig.I.9 Principe de l'acquisition série

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

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

I.4.2.2 Acquisition parallèle :

Pour pallier les inconvénients de l'approche fréquentielle, il a été proposé de calculer la corrélation dans le domaine fréquentiel. On présente Figure 1.11 le principe de fonctionnement de cette méthode. Dans une première étape le signal reçu est multiplié par une réplique de la porteuse quadrature, afin d'obtenir une représentation complexe du signal reçu, qui intègre le délai de phase. Dans une deuxième étape, la transformée de Fourier du signal reçu est multipliée par en phase et en le conjugué de la transformée de Fourier du code C/A du satellite recherché. Enfin la valeur de la fonction d'auto-corrélation est alors la transformée de Fourier inverse de ce produit.

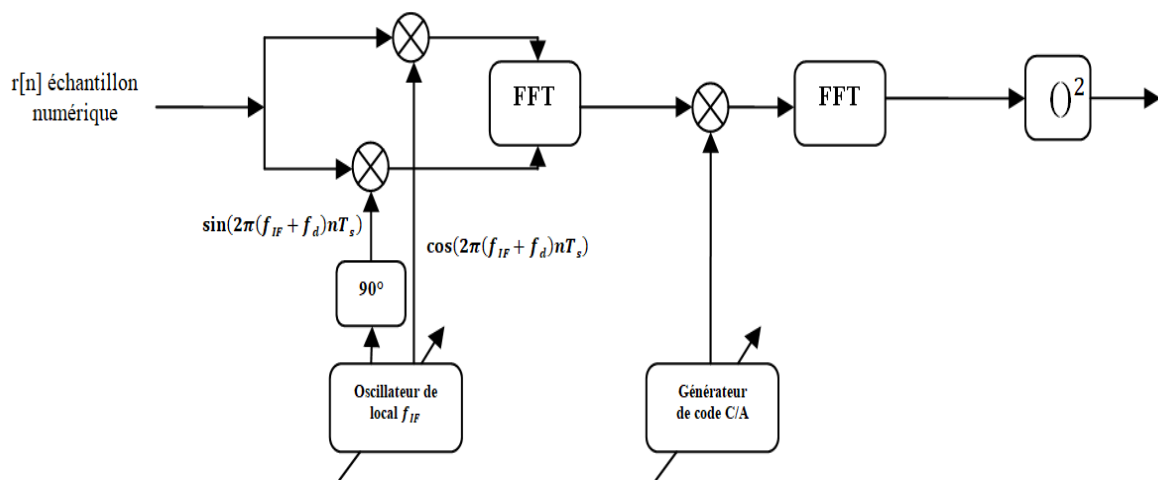


Fig.I.10 principe de l'acquisition parallèle

I.4.3 La poursuite des signaux GNSS : signal GPS-C/A

Une fois que l'acquisition a fourni des estimations de la fréquence Doppler et du décalage de code τ , l'étape de la poursuite prend la relève pour suivre leurs évolutions. Pour cela les services de trois boucles d'asservissement doivent coopérer :

- La boucle à verrouillage de fréquence FLL (Frequency Lock Loop) poursuit la fréquence porteuse f_v^D ($f_v = f^{L1} + f_v^D$).
- La boucle à verrouillage de phase PLL (Phase Lock Loop) poursuit la phase ϕ_v^{IF}
- la boucle à verrouillage de délai de code DLL (Delay Lock Loop) poursuit les décalages du code τ_v .

Dans le système de poursuite, de la Figure 1.12, ces trois boucles sont imbriquées. En effet, la sortie de la boucle de poursuite de la porteuse sera utilisée lors de la démodulation (carrier wippe off) de la boucle de poursuite du code. Les boucles de poursuite PLL et FLL utilisent le code synchronisé (code "prompt"), fourni par la boucle de code pour le dés-étalement du signal (wippe off) [11].

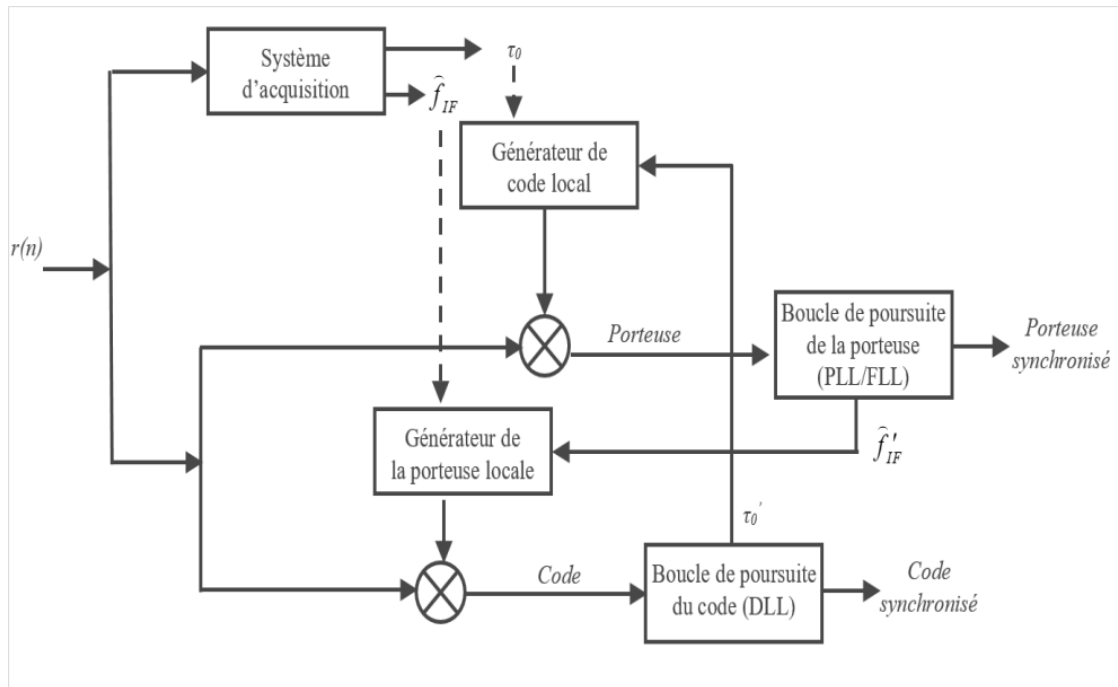


Fig.I.11 Schéma fonctionnel d'une boucle de poursuite du code et de la porteuse

I.4.3.1 Calcul de la position d'utilisateur

Pour pouvoir trouver la position, le récepteur va chercher à mesurer la distance qui le sépare des satellites dont il connaît les positions (grâce aux éphémérides contenues dans le message de navigation) à travers les différentes observations données par les algorithmes de poursuite. Les techniques standard de positionnement utilisent directement les observations de pseudo-distances fournies par le système d'équations I.2 [12][13].

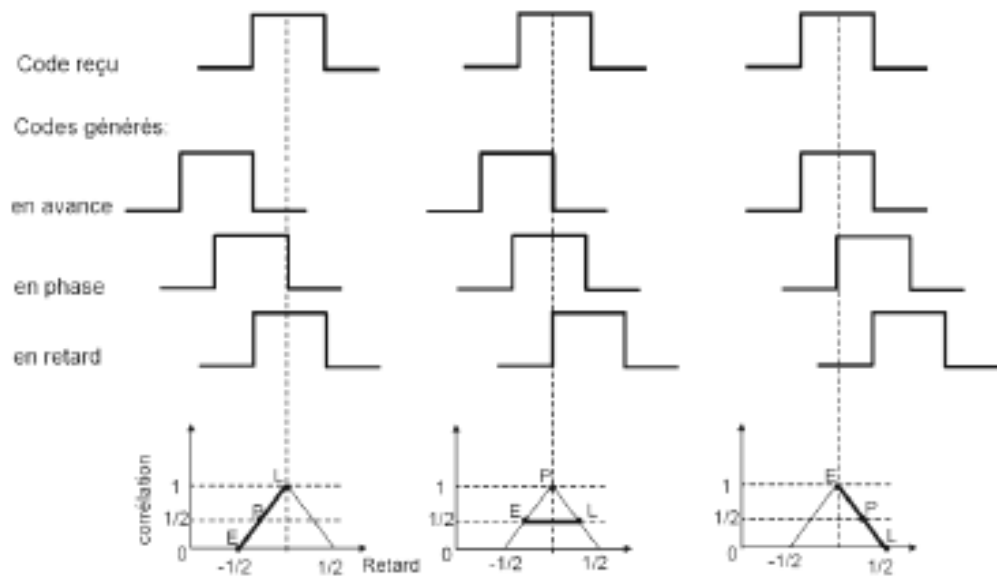


Fig.I.12 Evolution de la corrélation en fonction des codes Avance, En phase et Retard

I.5 Définition des rapports signal à bruit pour un récepteur GNSS

I.5.1 Le rapport SNR

En général, le rapport signal sur-bruit (SNR ou S/N) est une mesure relative, permettant la comparaison entre le niveau du signal utile et celui du bruit. Le SNR désigne le rapport de la puissance du signal en bande de base, sur le bruit mesuré avant modulation ou après démodulation. Dans le cas des signaux GNSS le SNR est mesuré après démodulation [1].

Le SNR est généralement exprimé en décibels :

$$SNR(dB) = S - N \quad (I.17)$$

Où :

S : La puissance du signal exprimée en [dB m]

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

I.5.2 Le rapport C/N0

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

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

$$SNR = \frac{C/N_0}{BW} \quad \text{avec } N_0 = [W \cdot s] = [W/s^{-1}] = [W/Hz] \quad (I.18)$$

Soit en décibels :

$$C/N_0 = (dB \text{ Hz}) = C - N_0 = C - (N - BW) = SNR + BW \quad (I.19)$$

Où :

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

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

BW : La largeur de la bande équivalente du bruit du dernier étage du frontal RF du récepteur $[dB \text{ Hz}]$.

En effet, la qualité du signal reçu dans un récepteur GNSS est profondément liée aux valeurs présentées de C/N_0 . Pour un récepteur du GPS C/A sur L1, les valeurs typiques tolérables de C/N_0 varient entre 37 dB Hz et 45 dB Hz. Pour une bande passante de l'étage RF de 4 MHz, la bande passante BW est de 66 dB. Le SNR varie alors de -29 dB à 21dB [12].

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

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

Conclusion

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

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

Bibliographie :

- [1] KHEZZAR ZAKI AISSAM, « Traitement des signaux GNSS », Université de Batna 2- 2021, thèse de doctorat
- [2] A. Bourdeau, Approches avancées de navigation par signaux GNSS en environnement urbain utilisant un modèle 3D. Thèse doctorat, Université de Toulouse, 2013.
- [3] S. Roche, Méthodes de poursuite de phase pour signaux GNSS multifréquence en environnement dégradé. Thèse doctorat, Université de Toulouse, 2013.
- [4] E. Kaplan et Ch. Hegarty, Understanding GPS/GNSS: Principles and Applications. Artech House, 2017.
- [5] STANG, G. et BORRE, K. (1997). Linear Algebra, Geodesy and GPS. Wellesley -Cambridge Press, Wellesly, MA.
- [6] J. W. Betz, Engineering Satellite-based navigation and Timing Global Navigation Satellite Systems Signals and Receivers. John Wiley & Sons, 2016.
- [7] E.G. Manfredini. Signal processing techniques for GNSS anti-spoofing algorithm. These doctorat, Politecnico di Torino, 2017.
- [8] K. Borre, D.M. Akos, N. Bertelsen, P. Rinder et S.H Jensen, A Software-Defined GPS and Galileo Receiver A Single-Frequency Approach. Birkhauser, 2007.
- [9] C. A. Balanis. Antenna Theory. John Wiley & Sons, 2005
- [10] S .Andersson. Multiband LNA Design and RF-Sampling Front-Ends for Flexible Wireless Receivers, Linköping University Electronic Press, 2006.
- [11] K. Sun. Signal Acquisition and Tracking Loop Design for GNSS Receivers, chap 1: in Geodetic Sciences - Observations, Modeling and Applications. Shuanggen Jin. InTech, 2013.
- [12] J. Angelo,” What is the difference between SNR and C/N0,” *Inside GNSS*,vol.5,pp. 20–25, 2010.
- [13] Sarab Tay. Analyse et modélisation de l'utilisation de signaux GNSS en environnement marin. Traitement du signal et de l'image. Télécom Bretagne, Université de Rennes 1, 2012.



Chapitre II

CLASSIFICATION DES INTERFERENCES ET LEURS EFFETS SUR LE RECEPTEUR GNSS

CHAPITRE II

CLASSIFICATION DES INTERFERENCES ET LEURS EFFETS SUR LE RECEPTEUR GNSS

Introduction

Un récepteur du système de navigation par satellites (GNSS) est vulnérable à plusieurs types d'interférences radioélectriques (RFI) en raison qu'il doit extraire l'information de la pseudo-distance en traitant le signal dans l'espace (SIS), qui est considéré très faible.

Malgré la faiblesse des signaux, la nature de spectre étalé du signal SIS reçu permet aux récepteurs de récupérer la synchronisation d'informations et d'estimer la pseudo-distance nécessaire pour calculer les valeurs de la position de l'utilisateur en exploitant le gain obtenu à la sortie du bloc de corrélation. La présence des RFI non désirées et d'autres dégradations du canal peuvent dégrader la précision de la navigation ou, dans les cas graves, causer une perte complète de la poursuite du signal.

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

II.1 Classification de la source interférente

La classification des principales perturbations pour les récepteurs GNSS prend en compte des aspects hétérogènes. Les types d'émission peuvent être définis comme étant intentionnels (brouillage) ou non intentionnels. Les premiers sont courants pour les scénarios militaires même si le brouillage des applications civiles commence à être courant en raison de la disponibilité des dispositifs de brouillage sur le marché. De plus, un grand nombre de systèmes de communication présents dans notre vie quotidienne émettent un signal qui pourrait interférer avec la bande L du GNSS, en raison d'émissions hors bande par ces systèmes électroniques [1].

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

II.1.1 Caractéristiques spectrales d'interférence

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

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

De plus, en général, les interférences peuvent avoir des fréquences caractéristiques variables, par exemple, les signaux modulés en fréquence « chirp signal » caractérisés par une variation linéaire en temps de la fréquence instantanée, apparaissent ainsi comme *WBI*. Ce type de signal d'interférence est généralement généré par les brouilleurs « jamming ». De tels dispositifs qui sont capables de transmettre des signaux de forte puissance, le signal chirp balaye plusieurs mégahertz en quelques microsecondes, obscurcit ainsi la bonne réception du signal de chaque canal GNSS. En raison de leur disponibilité sur le Web, ce type de signal de brouillage intentionnel gagne de plus en plus d'attention dans les applications civiles [1].

Les *CWIs* pourraient avoir un impact grave sur un récepteur GNSS, soit sur l'acquisition soit sur le processus de poursuite, car la puissance de l'interférence est dispersée sur tout l'espace de recherche par la corrélation avec le code local, ce qui affaiblit la précision de l'acquisition et affecte les autres blocs fonctionnels. L'impact *CWI* et *NBI* dépend fortement de la valeur de la fréquence centrale de l'interférence dans la bande de fréquence

II.1.2 Les interférences pulsées

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

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

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

II.2 Les sources potentielles de d'interférence

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

II.2.1 Signaux d'interférences hors bande

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

II.2.1.1 Les chaînes de télévision analogiques

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

II.2.1.2 Les Harmoniques Radio Amateur

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

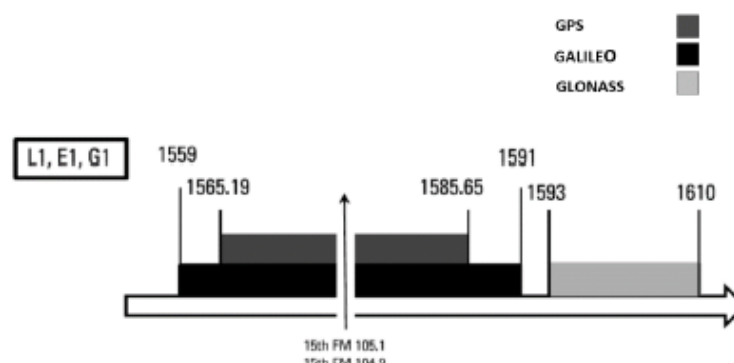


Fig.II.1 Interférence potentiel d'une harmonique des chaines TV [1].

II.2.1.3 Les Harmoniques FM

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

II.2.1.4 Service mobile par satellite

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

II.2.1.5 Les harmoniques VOR et ILS

Le VHF Omnidirectionnel range (VOR) est un type de système de radionavigation pour les aéronefs qui fournit des informations sur la position radiale par rapport à une station terrestre. Le système d'atterrissage aux instruments (ILS) se compose de deux émetteurs radios fournissant un guidage latéral et vertical aux aéronefs pour les approches atterrissage. Ces systèmes fonctionnent dans la bande 108-117,95 MHz, leurs harmoniques, la 14ème de VOR et la 2ème de ILS, entrent dans la bande L1/E1. Ils sont considérés comme des interférences CWI [1]

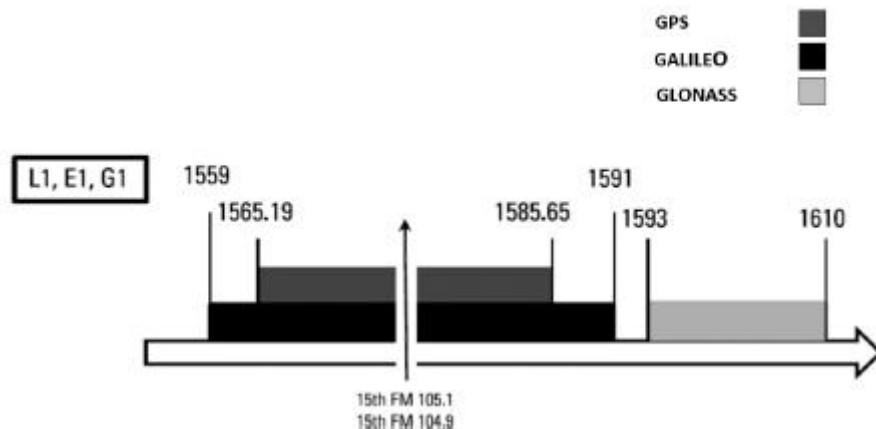


Fig.II.2 Interférence potentielle d'une harmonique FM [1].

II.2.2 Les signaux d'interférences dans la bande

Certaines sources d'interférences diffusent des signaux dont la fréquence porteuse est attribuée dans les bandes GNSS, et génèrent ainsi des interférences dans la bande. Dans cette section, Une courte description des systèmes les plus pertinents émettant une puissance dans une ou plusieurs bandes GNSS sont fournies dans les sous-sections suivantes :

II.2.2.1 Systèmes de communication aéronautiques militaires / civils

Les systèmes de communications militaires peuvent être considérés comme des interférences dans la bande en raison de la bande de signal utilisée par les systèmes. Les bandes Galileo E5a et E5b situées entre 1164 et 1214 MHz, occupent des fréquences utilisées pour des « applications radionavigation aéronautiques (ARNS) » telles que « tactical air navigation (TACAN) », « distance measuring equipment (DME) » et « secondary surveillance radar (SSR) ». D'autres systèmes aéronautiques fonctionnent dans ces fréquences telles que le Système « Traffic Collision and Avoidance System (TCAS) », « Identification Friend or Foe (IFF) », et « planned Automatic Dependent Surveillance–Broadcast (ADS-B) » [1]. L'allocation de fréquence ARNS de la figure II.3 illustre son chevauchement avec les bandes GNSS.

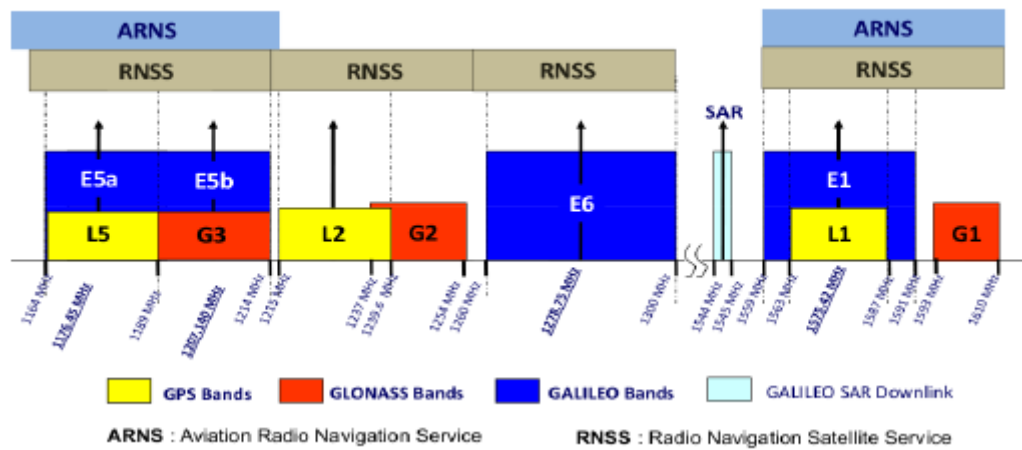


Fig.II.3 Attribution des fréquences ARNS

Les systèmes DME/TACAN consistent en un interrogateur aéroporté et un transpondeur au sol qui émet des signaux pulsés de haute puissance qui constituent une menace pour les récepteurs GNSS. Le DME fournit des mesures de distance de l'aéronef par rapport à une station de référence au sol. Le TACAN est un système militaire qui fournit des mesures de distance et d'azimut. Les systèmes DME/TACAN fonctionnent dans la bande de fréquences de 960 à 1215 MHz en quatre modes différents : X, Y, W et Z, même si seulement le mode X du transpondeur au sol DME/TACAN occupe la bande de fréquences 1151–1215 MHz qui interfèrent avec le signal GNSS E5a / L5 et E5b [6].

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

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

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

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

$$I_{JME} = \left(e^{-\frac{\alpha(t-t_k)^2}{2}} + e^{-\frac{\alpha(t-\Delta t-t_k)^2}{2}} \right) \times \cos(2\pi(f_{IF} \pm \Delta f)t + \phi) \quad (II.2)$$

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

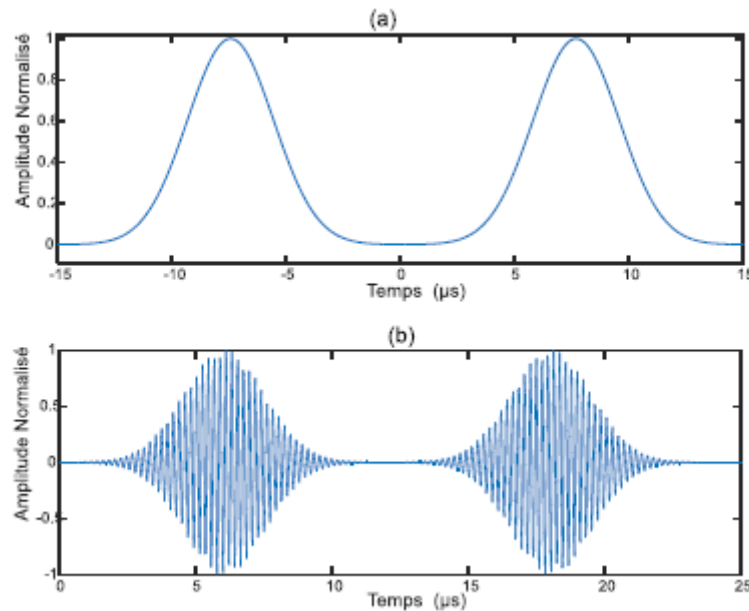


Fig.II.4 L'interférence Pulsée, Les paires de la pulse DME(a), la forme de signal pulsé DME après modulation (b).

II.2.3 Signaux interférences ultra-large bande

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

Les systèmes UWB utilisent souvent les modulations : modulation en position d'impulsions (PPM) et la modulation d'impulsions en amplitude (PAM). Le signal UWB est généré en utilisant des impulsions sous-nanosecondes qui répartissent l'énergie du signal sur une large bande de fréquences. Ainsi, ces systèmes utilisent des signaux de faible puissance mais avec une bande passante extrêmement large. Cet aspect est critique pour les systèmes tels que les GNSS dont la puissance du signal est très inférieure au bruit de fond [8].

II.3 les brouilleurs

Le brouillage fait référence à la transmission intentionnelle d'énergie RF pour empêcher le service de navigation en masquant les signaux GNSS avec du bruit. L'objectif malveillant des brouilleurs sur le récepteur est de faire perdre la poursuite et d'empêcher la ré acquisition du signal. Bien que le brouillage soit une menace bien connue dans les applications militaires « formes de guerre électronique », il représente une menace croissante pour de nombreuses applications basées sur un GNSS. Le brouilleur également appelé un dispositif de confidentialité personnelle (PPD) est capable de brouiller (ou de bloquer) les signaux GNSS, probablement en empêchant les récepteurs de fonctionner correctement dans la zone du brouilleur [9]. La figure II.5 montre différents modèles de brouilleurs civils. Certaines analyses d'interférence [5,6], ont montré que la plupart des brouilleurs civils disponibles sont des signaux modulés en fréquence « Chirp signal ». En général, un signal Chirp est une fonction sinusoïde dont la fréquence change linéairement dans le temps. Les caractéristique des brouilleurs telles que le temps de balayage T_{bal} , la largeur de bande BW et la fréquence centrale (f_0) est représentée sur la figure II.6.



Fig.II.5 Brouilleurs civils

Par conséquent, le signal de chirp est modélisé comme :

$$j_{scwi}(t) = J \cos(2\pi F_{scie}t + \emptyset) \quad (II.3)$$

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

$$F_{scie} = f_0 + \frac{R_c}{2f_s} = f_0 + \frac{\Delta f}{2}n \quad (II.4)$$

Où f_0 désigne la fréquence initiale de l'interférence. R_c et f_s font références à la vitesse de balayage de l'interférence et de la fréquence d'échantillonnage. Ces brouilleurs peuvent être classés en trois groupes en fonction de leurs caractéristiques spectrales, à savoir les signaux à ondes continues CWI, le signal modulé en fréquence chirp avec une ou plusieurs fonctions en dents de scie et le signal Chirp avec une fréquence de répétition.

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

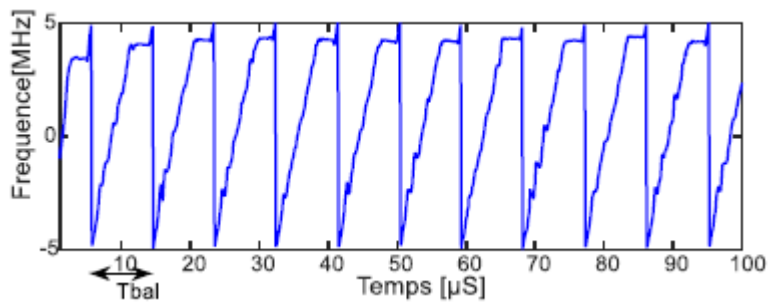


Fig.II.6 Présentation temps-fréquence d'un signal de type chirp

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

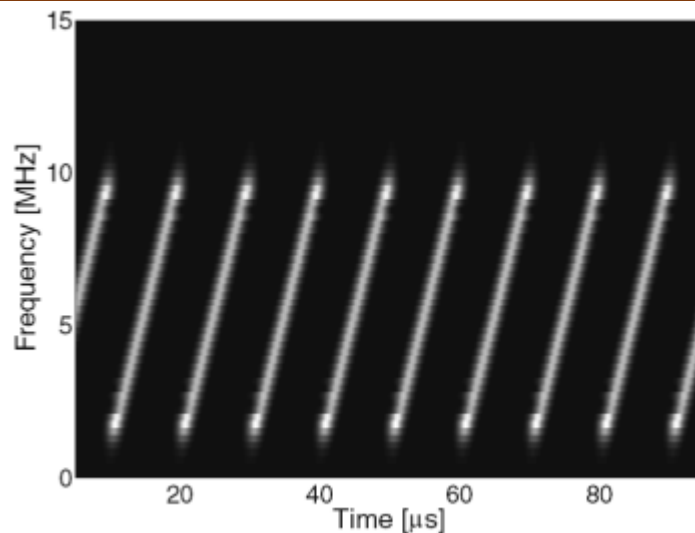


Fig.II.7 exemple du signal de modulation transmis par un brouilleur portable.

II.4 Impact de la RFI sur les récepteurs GNSS

Lorsqu'il est soumis à de très fortes interférences, un récepteur GNSS peut être totalement aveuglé et s'arrête de travailler. C'est souvent le cas des brouilleurs intentionnels, qui essaient de refuser l'utilisation du positionnement basé sur le GNSS dans une certaine zone ou région.

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

II.4.1 L'impact d'interférence sur La chaîne radiofréquence

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

Il faut tenir compte de la présence du contrôle automatique du gain (AGC) entre la partie analogique de la chaîne et l'ADC. L'AGC ajuste la puissance du signal entrant pour optimiser la dynamique du signal pour l'ADC afin de minimiser les pertes de quantification, tous les récepteurs modernes sont conçus comme des équipements multi bits, nécessitant ainsi la présence d'un AGC.

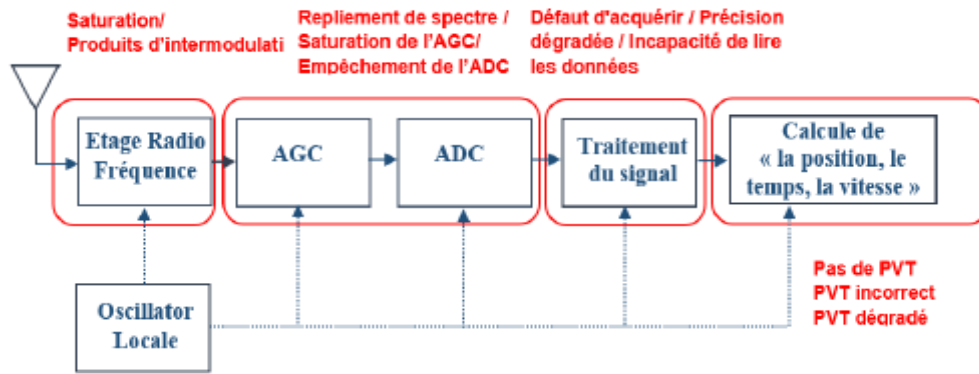


Fig.II.8 Les effets des interférences sur le traitement du récepteur [11]

Lorsque la bande GNSS est sans interférence, le gain d'AGC dépend presque exclusivement de bruit thermique, puisque la puissance du signal GNSS reçu est inférieure à celle de bruit thermique. Le rôle principal de l'AGC est d'ajuster la dynamique du signal aux variations de la puissance reçue dues à l'élévation du satellite et/ou différentes valeurs de gain d'antenne active [1]. Les statistiques pour les échantillons à la sortie de l'ADC dans le cas d'une interférence absente, indiquée à la figure II.9 (a), sont essentiellement une distribution normale comme montré à la figure II.9 (b). Lorsque des interférences dans la bande sont présentes, l'AGC pressera le signal entrant afin de répondre à la dynamique maximale de l'ADC, entraînant ainsi une réduction de l'amplitude du signal utile, qui peut être perdue. De plus, en présence d'interférence NBI ou CWI, les statistiques du signal numérique à la sortie de l'ADC sont également affectées. Cela peut être vu dans la figure II.19(d), où les niveaux de quantification des limites deviennent plus probables que les autres [11].

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

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

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

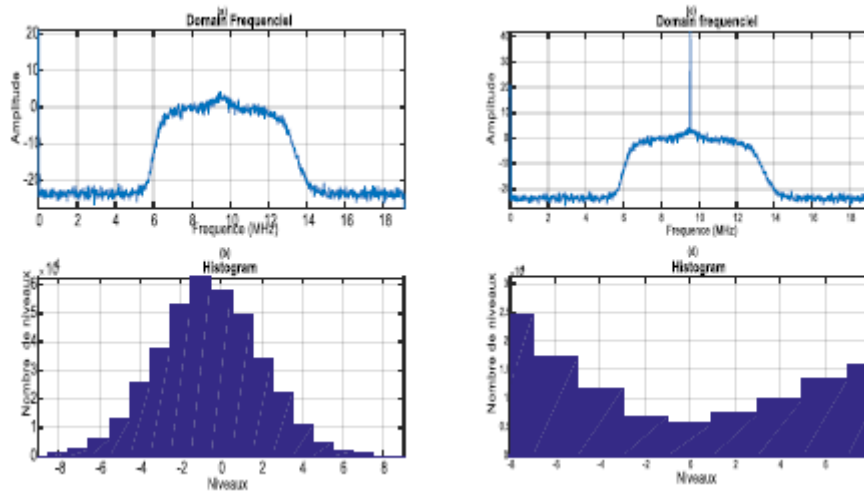


Fig.II.9 PSD de signal GPS L1 C/A en l'absence d'interférence (a), Histogrammes des échantillons à la sortie de l'ADC en l'absence d'interférence (b), PSD dans le cas de présence d'interférence (c), la sortie de l'ADC dans le cas de présence d'interférence (d).

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

$$Z = \frac{Z_1}{Z_2} \tag{II.5}$$

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

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

$$ISR = 10 \log \frac{I}{S} \tag{II.6}$$

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

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

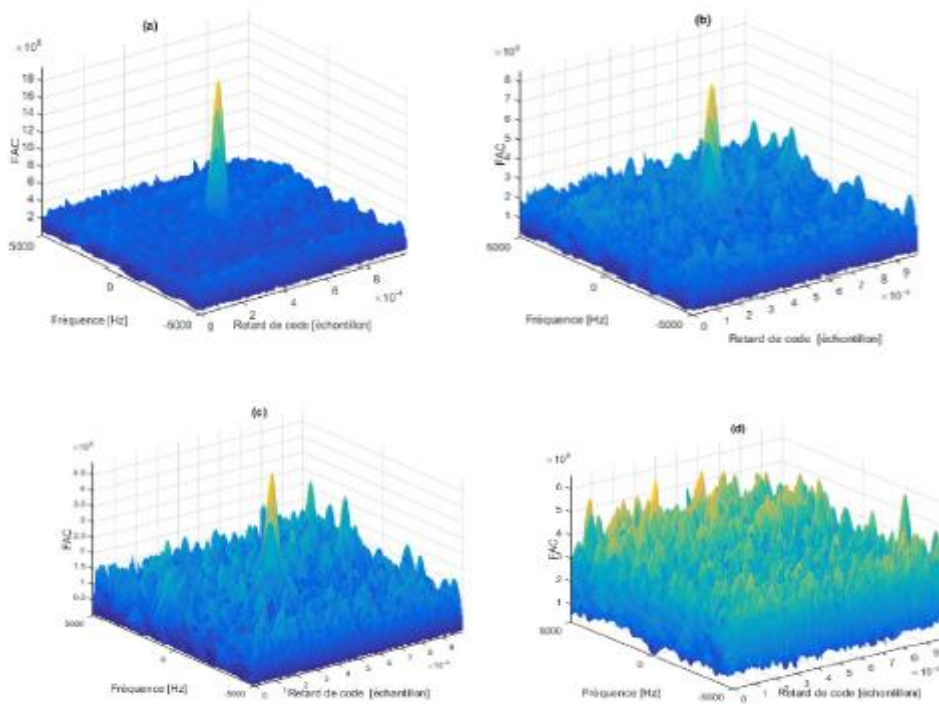


Fig.II.10 Amplitude de corrélation d'acquisition pour GPS L1 C/A, absence d'interférence CWI (a), Interférence CWI avec ISR=20dB(b), Interférence CWI avec ISR=35dB (c), interférence CWI avec ISR=50dB(d).

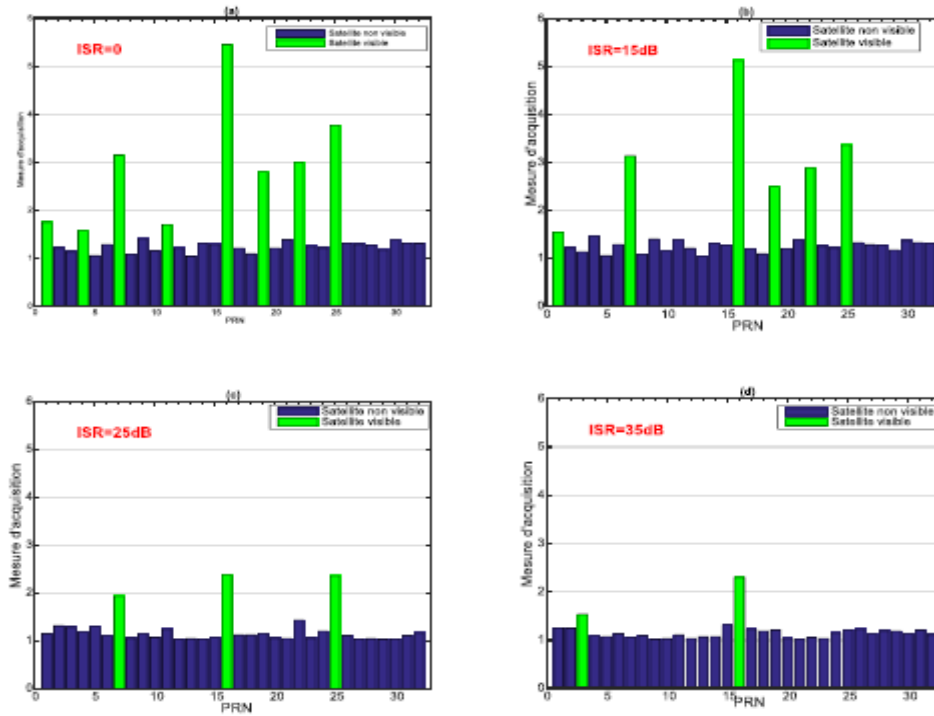


Fig.II.11 La visibilité des satellites en fonction de différents ISR

II.4.3 Impact sur la phase de poursuite

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

II.4.4 Impacte sur le rapport Signal sur bruit Estimé

Les interférences affectent le rapport signal sur bruit estimé (ou son équivalent C/N_0 en décibels par hertz (dB-Hz), comme le montre la figure II.12, où la tendance du C/N_0 est indiquée pour différents niveaux de puissance de d'interférence NBI. La valeur C/N_0 fournie par les récepteurs GNSS est estimée sur la base des sorties du corrélateur de la phase de poursuite. L'estimation est affectée par la présence du bruit supplémentaire (non thermique) généré par l'interférence, la variation de C/N_0 peut également être utilisée comme observable pour la présence des interférences (ou d'autres menaces) [13].

On peut donc exprimer la valeur de à partir de la composante I_V qui le signal résultant à partir de boucle de poursuite :

$$C/N_0 = \frac{1(E(I_V))^2}{T_{int}V(I_V)} \tag{II.7}$$

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

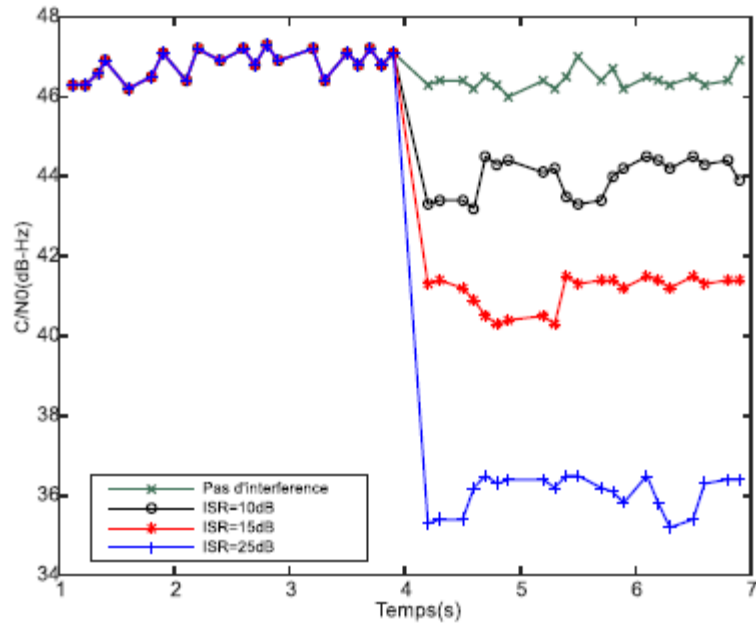


Fig.II.12 L'estimation de rapport porteuse sur bruit CNR pour une interférence NBI [1]

Conclusion

Ce chapitre a présenté une introduction au problème des RFI et du brouillage dans les récepteurs GNSS, ou les sources majeures de RFI ont été citées. Les RFI intentionnelles peuvent provenir de nombreuses sources différentes, mais généralement ce sont des harmoniques d'émission hors bandes. Les générateurs RFI intentionnels sont généralement appelés brouilleurs ou PPD, et ce sont généralement des formes d'onde modulées en fréquence « Chirps ». En conclusion, dans les deux cas, les performances des récepteurs sont dégradées, comme l'a montré la deuxième partie du chapitre, les RFI peuvent affecter toutes les étapes de la chaîne de traitement d'un récepteur, conduisant ainsi à une détérioration des informations de positionnement.

Bibliographies

- [1] F. Dovis, GNSS Interference Threats and Countermeasures. Artech House, 2015.
- [2] E. Kaplan et C. Hegarty. Understanding GPS/GNSS Principles and Applications. Artech House, 2017.
- [3] R. Landry et A. Renard, “Analysis of Potential Interference Sources and Assessment of Present Solutions for GPS/GNSS Receivers,” dans 4th Saint- Petersburg on INS ,1997.
- [4] S. Ayaz. Weak and degraded signal acquisition Techniques in GNSS software receiver. These doctorat, Universität der Bundeswehr, 2013.
- [5] B. Motella, M. Pini, et F. Dovis, “Investigation on the Effect of Strong Out-of- Band Signals on Global Navigation Satellite Systems Receivers,” GPS Solutions, 2008.
- [6] G. X. Gao , L. Heng , A. Hornbostel , H. Denks, M. Meurer, T. Walter ,et P. Enge, “DME/TACAN interference mitigation for GNSS : algorithms and flight test results,” GPS Solutions, 2013.
- [7] L. Musumeci, J. Samson, et F. Dovis, “.Performance assessment of pulse blanking mitigation in presence of multiple Distance Measuring Equipment/Tactical Air Navigation interference on Global Navigation Satellite Systems signals,” IET Radar Sonar Navigation, vol.8, No.6, pp. 647–657, 2014.
- [8] Y.T. Morton, et al. “A Software Approach to Access Ultra-Wide Band Interference on GPS Receivers,” dans Proceedings of Position Location and Navigation Symposium, 2004.
- [9] R. Mitch, et al, “Know Your Enemy: Signal Characteristics of Civil GPS Jammers,” GPS World, 2012.
- [10] T. Kraus, R. Bauernfeind, et B. Eissfeller, “Survey of In-Car Jammers Analysis and Modeling of the RF Signals and IF Samples (Suitable for Active Signal Cancelation),” dans Proceedings 24th Int. Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2011), 2011.
- [11] J. W. Betz, Engineering Satellite-based navigation and Timing Global Navigation Satellite Systems, Signals, and Receivers. John Wiley & Sons, 2016.
- [12] D. Borio, “GNSS Acquisition in the Presence of Continuous Wave Interference,” *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems* ,2010.
- [13] J. Angelo. "What is the difference between SNR and C/N0," *Inside GNSS*, 2010.
- [14] KHEZZAR ZAKI AISSAM, Traitement des signaux GNSS ,Université de Batna 2-2021, thèse de doctorat .



Chapitre III

DETECTION ET REDUCTION DES INTERFERENCES CHIRP EN UTILISANT UN DOMAINE TRANSFORME STFT ET UN FILTRE IIR

CHAPITRE III**DETECTION ET REDUCTION DES INTERFERENCES CHIRP EN UTILISANT UN
DOMAINE TRANSFORME STFT ET UN FILTRE IIR****Introduction**

La puissance de l'interférence RFI est généralement beaucoup plus importante que la puissance du signal GNSS. Dans ces conditions, la puissance de RFI, même après le dés étalement, est encore beaucoup plus importante que la puissance du signal, et par conséquent un récepteur ne peut pas acquérir le signal GNSS, alors une technique pour atténuation des interférences est requise dans le récepteur. Conséquemment, une approche de détection et de suppression des interférences d'un brouilleur civils en se basant sur la transformé STFT et les filtre sélectif a été introduit dans ce chapitre.

III.1 Les Stratégies de détection et d'atténuation des interférences

Divers types des contre-mesures d'interférence ont été développées depuis les premières années du système GNSS. Ces techniques peuvent être effectuées en exploitant les différents blocs du récepteur GNSS et de tirer profit des propriétés spécifiques de ces parties figure III.1. À la lumière de cela, les techniques de détection et de suppression des interférences au niveau du récepteur peuvent être classées comme suit :

- ➔ **Les techniques de suppression au niveau d'antenne** qui exploitent un réseau d'antenne, visant à générer un diagramme de rayonnement capable d'atténuer le signal d'interférence provenant d'une direction déterminée ;
- ➔ **Les techniques au niveau du contrôle automatique de gain (AGC)**, où la surveillance des interférences est effectuée en détectant un état de saturation persistante de l'AGC [5].
- ➔ **Les techniques de post-corrélation basées sur l'analyse de la forme de la fonction de corrélation**. Celles-ci exigent la préexistante de l'acquisition et la poursuite normale du signal. Elles sont moins efficaces en cas d'une forte puissance de l'interférence.
- ➔ **Les techniques de pré-corrélation pour suppression des interférences**, elles sont basées sur le traitement numérique (DSP) des échantillons bruts à la sortie du convertisseur analogique numérique (ADC). En se basant sur une unité de suppression des interférences (ISU) qui est un système de traitement des interférences comprenant des sections de détection et d'atténuation des interférences. Une structure générale de l'ISU est montrée dans la figure III.2 [3,5,8].

Dans le cadre de ce travail, uniquement les techniques de pré-corrélations seront examinées car elles peuvent être appliquées dans tous les types de récepteurs.

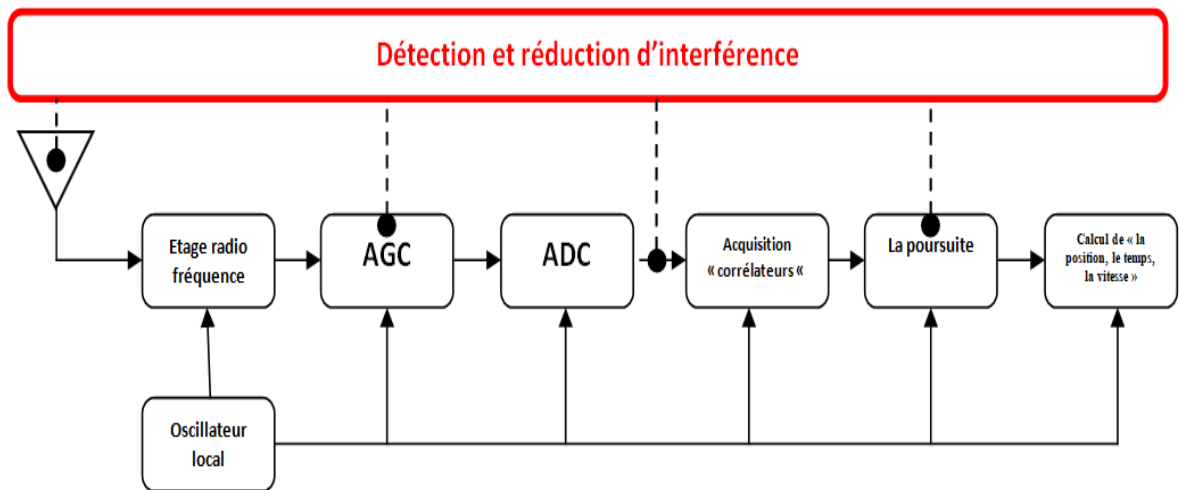


Fig.III.1 Schéma conceptuel des blocs de traitement de l'interférence dans les récepteurs

GNSS

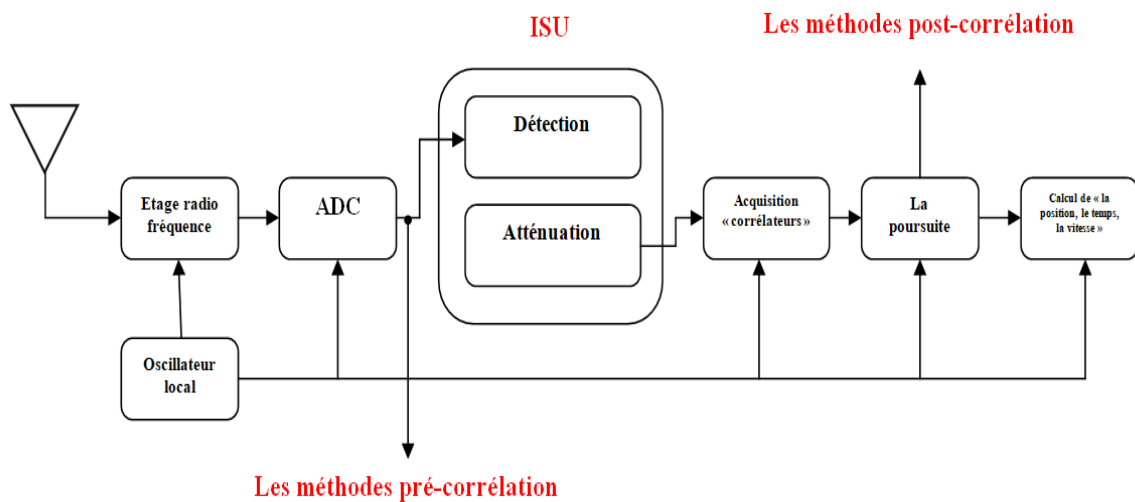


Fig.III.2 L'unité de la suppression des interférences (pré-corrélation)[1]

III.2 Techniques de Pré-corrélation pour la suppression des interférences

Les techniques de pré-corrélation sont appliquées avant la phase de l'acquisition. Ces techniques peuvent fournir une protection plus efficace contre les interférences par rapport aux techniques de post-corrélation et ne nécessitent aucune modification sur le récepteur GNSS.

Les méthodes de pré-corrélation donnent des meilleures performances, plus de flexibilité et une moindre complexité.

Dans ce contexte il existe plusieurs méthodes pour combattre les *RFI*. De point de vue général, ces techniques peuvent être classées selon le domaine dans lequel le processus

d'atténuation des interférences est implémenté. Ces techniques peuvent être regroupées comme suit [3] :

- Les techniques du domaine temporel : Dans ce cas, si l'interférence est caractérisée dans le signal d'entrée les parties affectées du signal sont coupées [1].
- Les techniques du domaine fréquentiel : la suppression des interférences est effectuée dans le domaine fréquentiel en examinant les caractéristiques du spectre du signal GNSS contaminé [1,2].
- Les techniques du domaine Temps-fréquence : elles incluent les méthodes de filtrage qui peuvent détecter et atténuer les signaux d'interférence en traitent le signal reçu dans le domaine temps-fréquence simultanément. Ces techniques peuvent facilement distinguer les signaux d'interférences à bande étroite (NBI) [1].

III.3 Techniques de domaine transformé

Récemment, des chercheurs dans le domaine du GNSS ont commencé à étudier une nouvelle famille de solutions de détection et de suppression d'interférences basées sur l'utilisation de techniques avancées de traitement du signal qui permettent la représentation du signal numérisé par le CAN du récepteur, dans un domaine différent, où les informations liées à l'interférence peuvent être mieux identifiées, isolées, traitées ou supprimées. Une telle nouvelle famille d'algorithmes sera appelée dans ce qui suit techniques de domaine transformé (TD), et les différentes étapes logiques du processus sont résumées dans la figure III.3.

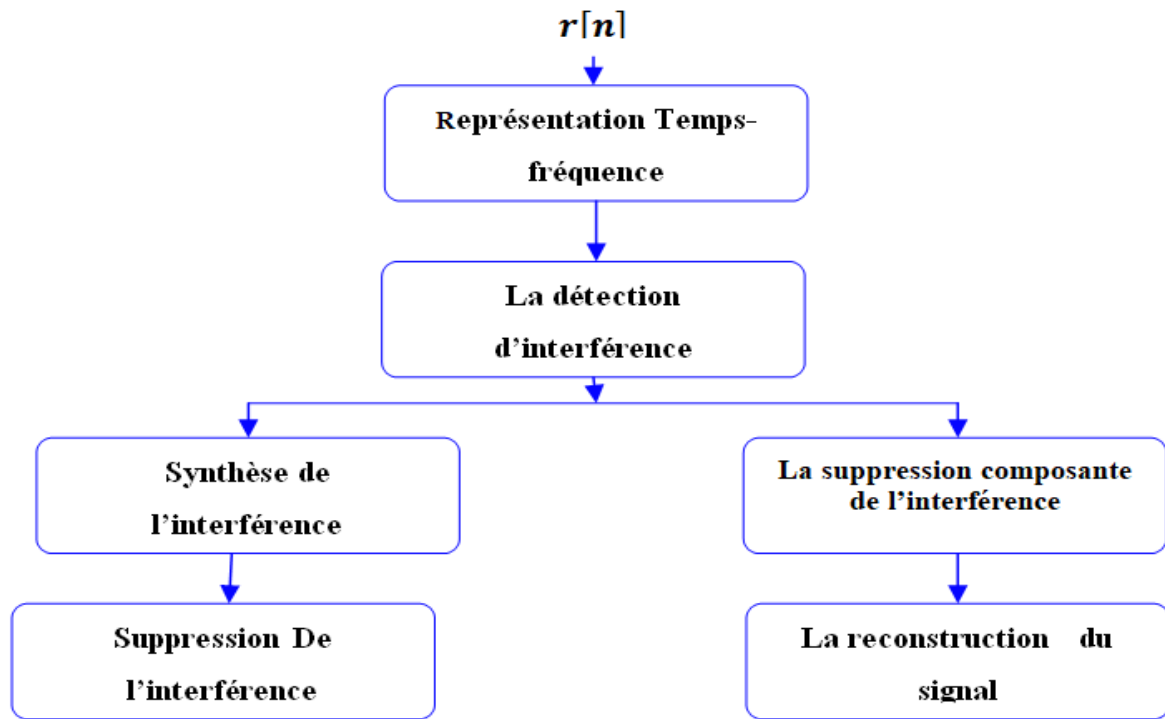


Fig.III.3 Schéma de blocs de l'approche basé sur le filtrage Temps-fréquence

III.4 La Transformée de Fourier Rapide (FFT)

La transformée de Fourier rapide, est une technique mathématique de calcul rapide élaborée en 1965 par J. W. Cooley et J. W. Tuckey. La FFT permet de ramener le calcul de la transformée de Fourier discrète de N^2 à $N \cdot \log(N)$ opérations. Cette réduction de la complexité de calcul a suffi à faire passer facilement résolubles de nombreux problèmes liés à l'analyse spectrale. Pour une meilleure visualisation d'une analyse fréquentielle, la FFT est utilisée au travers d'une fenêtre glissante d'observation. Malgré sa célébrité et son succès, la FFT reste inadaptable pour les signaux non stationnaires et elle montre assez vite ses limitations, perte de localisation temporelle.

III.4.1 La technique basée sur la transforme STFT

La méthode d'excision basée sur la transformée de Fourier à court terme (STFT) est couramment utilisée pour supprimer les signaux à bande étroite. La méthode STFT, à savoir la «transformée de Fourier fenêtrée», est une représentation temps-fréquence de l'énergie d'un signal. Elle divise le signal non stationnaire en petits segments qui sont alors supposés stationnaires. Ceci est réalisé en multipliant le signal avec une fonction « fenêtre », puis l'opération FFT est appliquée au signal fenêtré. L'opération de fenêtrage est appliquée pour maintenir le signal autour du temps τ

et ainsi la transformée de Fourier reflète la distribution de la fréquence autour de la période de temps correspondant. La représentation en temps

Discret de la STFT peut être exprimée comme :

$$STFT(m, k) = \sum_{n=0}^{N-1} r(n)w(n-m) \exp\left(-j \frac{2\pi kn}{N}\right) \quad k = 1, 2, \dots, N-1 \quad (\text{III.1})$$

Où $r(n)$ est le signal reçu et $w(m)$ est la fenêtre de l'analyse.

Pour la présentation temps-fréquence on utilise le spectrogramme. Le spectrogramme en temps discret est défini comme :

$$S_p(m, k) = |STFT(m, k)|^2 \quad (\text{III.2})$$

Il existe un compromis de résolution entre le temps et la fréquence qui est déterminée

Par la largeur de la fenêtre $w(n, m)$. Suivant le principe de Heisenberg, une grande largeur de fenêtre offre une bonne résolution dans le domaine fréquentiel mais une mauvaise résolution dans le domaine temporel. Cela est dû à l'utilisation d'une seule fenêtre pour toutes les fréquences. Donc la résolution est la même pour tous les emplacements dans le plan temps fréquence.

Le spectrogramme d'un signal GNSS contaminé par une multi CWI est illustré à la Figure III.4. Les bandes jaunes indiquent une haute énergie qui contient les fréquences touchées par MWCI, puisque la STFT concentre les interférences dans une petite zone dans le domaine temps-fréquence. Un algorithme simple appelé interpolation des pics est utilisé pour estimer la fréquence instantanée d'interférence a été présenté dans . Cet algorithme sélectionne les échantillons de la représentation temps-fréquence qui passent un seuil fixe pour estimer la fréquence instantanée de l'interférence. Après la détermination des points contaminés, un simple filtre coupe-bande IIR a été utilisé pour éliminer efficacement le signal d'interférence.[1]

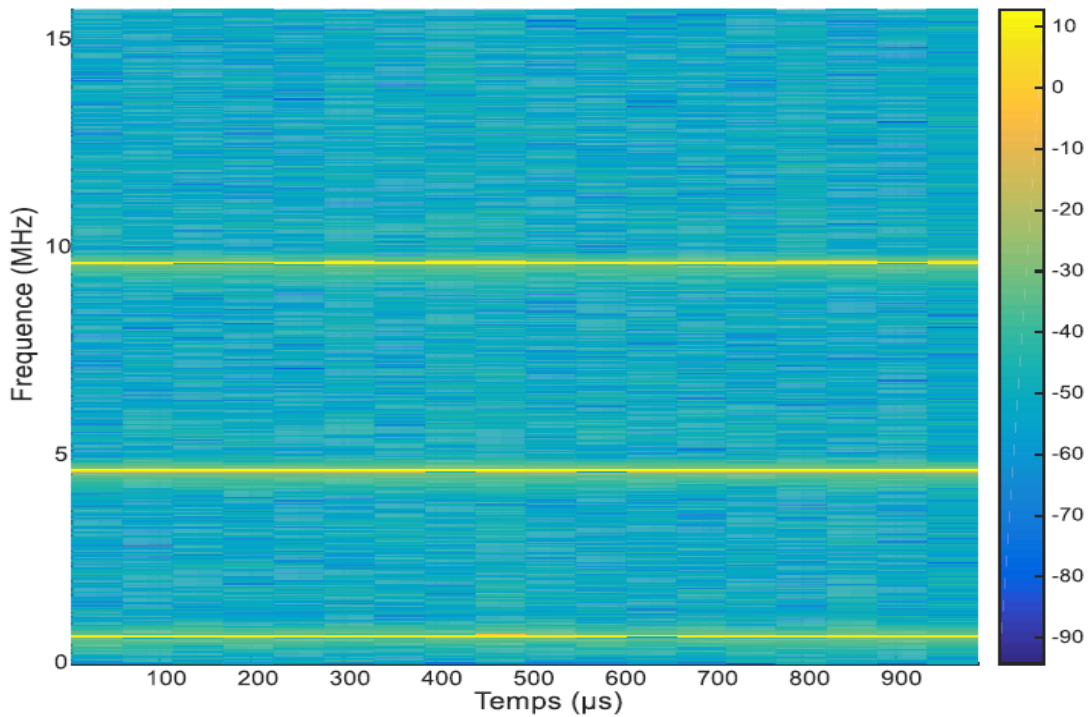


Fig.III.4 Spectrogramme d'un signal E5a contaminé par une MCWI avec une fenêtre de 2000 échantillons

III.5 Filtre Coupe-bande (Notch Filtre)

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, 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.5.1. Filtre coupe-bande IIR complexe [10]

Le filtre coupe-bande IIR est le schéma de filtrage coupe-bande le plus largement utilisé en raison de sa faible complexité de calcul et de sa mise en œuvre efficace. La fonction de transfert d'un filtre Notch IIR complexe unipolaire est donnée par (Borio 2008, Oppenheim & Schaffer 2009)

$$H_{IIR}(z) = \frac{1 - z_0 z^{-1}}{1 - \rho z_0 z^{-1}} \quad (\text{III.3})$$

Où z_0 est le Notch filter zéro correspondant à la fréquence d'interférence et $0 \ll \rho < 1$ est le facteur de contraction des pôles. Ce facteur contrôle la bande passante et le niveau d'atténuation du filtre coupe-bande et il existe donc implicitement un compromis entre le niveau d'atténuation des interférences et l'effet secondaire sur le signal souhaité. Une augmentation du facteur de contraction des pôles se traduit par une bande passante d'encoche et un niveau d'atténuation des interférences inférieurs. Les filtres coupe-bande IIR peuvent être généralisés pour avoir des ordres supérieurs, leurs étapes mathématiques étant présentées dans l'annexe E. Il est intéressant de noter que l'augmentation de l'ordre d'un filtre coupe-bande fournit une redondance supplémentaire pour avoir un NF plus étroit pour un niveau d'atténuation des interférences donné. [10]

III.5.2 Filtre coupe-bande FIR complexe [10]

La fonction de transfert d'un filtre coupe-bande complexe FIR peut être dérivée en conservant les N premiers termes de la série d'expansion du filtre coupe-bande complexe IIR et est présentée comme (Carusone & Johns 1999):

$$H_{FIR}(z) = 1 + \sum_{k=1}^{N-1} z_0^k [\rho^k - \rho^{k-1}] z^{-k} - \rho^{N-1} z_0^N z^{-N} \quad (\text{III.4})$$

La fonction de transfert du filtre coupe-bande FIR peut être écrite comme :

$$H_{FIR}(z) = \sum_{k=0}^N \alpha_k z_0^k z^{-k} \quad (\text{III.5})$$

Où les coefficients, α_n , sont donnés par :

$$\alpha_k = \begin{cases} 1 & k = 0 \\ \rho^k - \rho^{k-1} & 1 \leq k < N \\ -\rho^{N-1} & k = N \end{cases}$$

La sortie du filtre coupe-bande ou le signal d'erreur du filtre peut être exprimé comme :

$$e[k] = x[k] * h[k] \quad (\text{III.6})$$

Où le signal d'entrée NF, c'est-à-dire $x[n]$, est supposé contenir un signal d'interférence sinusoidal enfoui dans le bruit, $\eta[n]$ et donné par :

$$x[k] = A_{int} e^{j(2\pi f_{int} k T_s + \theta_{int})} + \eta[k] \quad (\text{III.7})$$

III.5.3 Algorithme proposé : filtre coupe-bande FIR adaptatif à phase linéaire [10]

Dans la conception de filtre FIR discutée précédemment, il n'y avait aucune contrainte sur la réponse de phase du filtre FIR. Cependant, comme mentionné précédemment, un filtre FIR à phase linéaire est préférable dans les applications GNSS. Les filtres FIR à phase linéaire peuvent être dérivés en utilisant un filtrage arrière-avant. Autrement dit, une réponse impulsionnelle de filtre coupe-bande à phase linéaire peut être mise en œuvre comme suit (Smith 2002)

$$h_{FIR-LP}[k] = h_{FIR}[k] * h_{FIR}^*[N-k] \quad (\text{III.8})$$

Où * désigne l'opérateur conjugué et R est l'ordre du filtre coupe-bande FIR. Cette fonction de transfert peut être écrite comme (Voir Annexe G)

$$H_{LP-FIR}[z] = \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N \alpha_n \alpha_m^* z_0^n z_0^{*m} z^{-N-n+m} \quad (\text{III.9})$$

L'ordre de ce filtre coupe-bande FIR à phase linéaire est 2N et son retard de groupe est donné par :

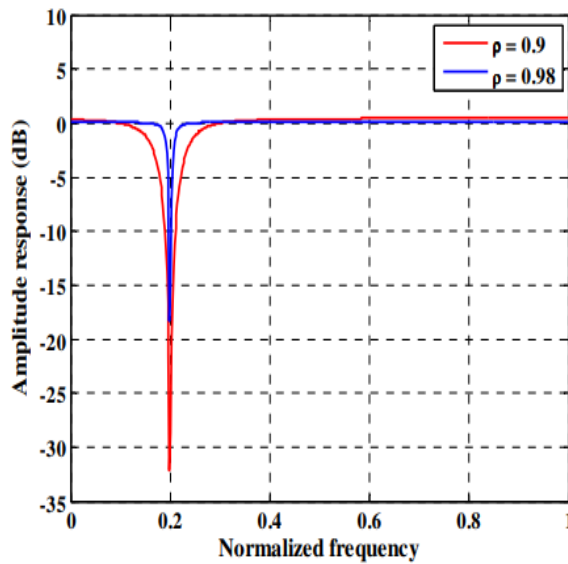
$$\tau_g(\omega) = \frac{N}{F_s} \quad (\text{III.10})$$

Comme on peut le voir, la réponse en phase d'un filtre coupe-bande FIR à phase linéaire est non seulement linéaire mais également indépendante du facteur de contraction du NF.

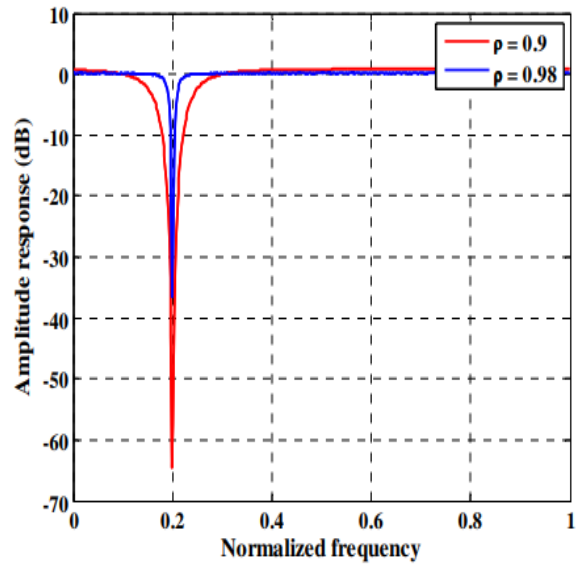
La Figure III.5 montre les réponses en amplitude et en phase des filtres coupe-bande complexes IIR et FIR à phase linéaire pour deux valeurs de facteur de contraction des pôles différentes, à savoir 0,90 et 0,98, et N = 300. Comme indiqué sur cette figure, les filtres coupe-

bande IIR ont une phase non linéaire caractéristique, où la phase d'un filtre coupe-bande FIR à phase linéaire est linéaire. Le niveau d'encoche du filtre FIR à phase linéaire est la moitié de celui de l'IIR NF, en raison de l'opération de convolution dans l'équation. La transformée en z de l'équation peut être présentée comme :

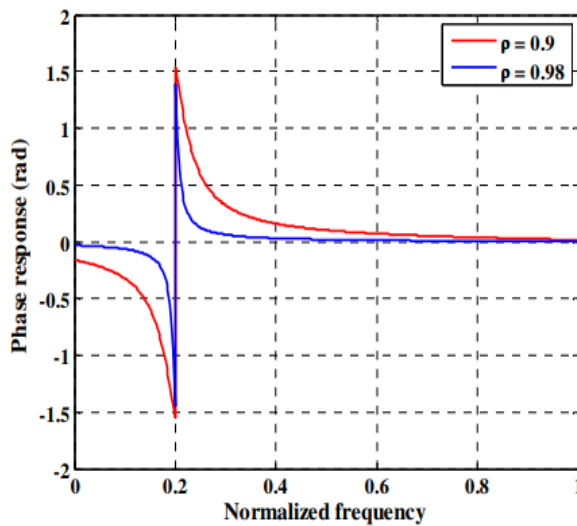
$$H_{LP-FIR}(z) = H_{FIR}(z)(H_{FIR}(z^{*-1})z^{*-N})^* \tag{III.11}$$



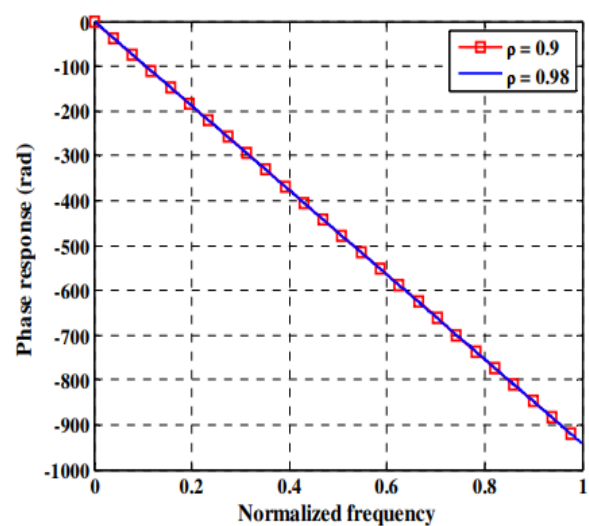
(a) Réponse en amplitude d'un complexe IIR notch filter



(b) Réponse en amplitude d'un complexe linear-phase FIR notch filter



(c) Réponse en amplitude d'un complexe IIR notch filter



(d) Réponse en amplitude d'un complexe linear-phase FIR notch filter

Fig.III.5 Réponses en amplitude et en phase des filtres coupe-bande complexes IIR et FIR à phase linéaire pour deux facteurs de contraction des pôles différents et $N = 300$

III.6 Un algorithme d'excision temps-fréquence

Les techniques d'excision TF reposent généralement sur l'estimation de la fréquence instantanée d'interférence [6]. Cette information est utilisée pour contrôler les coefficients d'un filtre d'excision qui supprime de manière adaptative le signal perturbateur. Une approche alternative [11] consiste à utiliser l'estimation de fréquence instantanée pour abaisser l'interférence autour de la fréquence nulle. Un filtre passe-haut invariant dans le temps est ensuite utilisé pour supprimer le brouilleur, et le contenu de fréquence d'origine du signal reçu est restauré.

Dans ce contexte, un algorithme d'excision TF qui est un développement ultérieur de [11] est proposé. Les TFR sont utilisés pour estimer la fréquence instantanée de l'interférence, qui est excisée par un filtre coupe-bande. Différents aspects, non considérés dans la littérature précédente, sont analysés, et en particulier les performances du bloc d'acquisition avec et sans atténuation sont étudiées.

Le schéma général de l'unité d'excision d'interférence proposée est présenté à la Figure III.9.

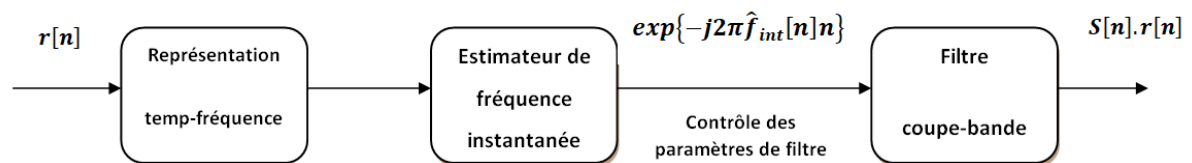


Fig.III.6 Schéma fonctionnel de l'algorithme d'excision TF composé de trois blocs :

Représentation TF, unité d'estimation de fréquence instantanée et filtre coupe-bande.

Dans un premier temps, la représentation analytique du signal reçu est évaluée comme

$$r_h[n] = r[n] + j\hat{r}[n] \quad (\text{III.12})$$

Où $\hat{r}[n]$ est la transformée de Hilbert de $r[n]$ [12]. Le signal analytique $r_h[n]$ à des composantes n'appartenant qu'au demi-plan des fréquences positives et son utilisation est nécessaire pour éviter la présence de termes croisés sur la représentation TF. Ces termes croisés seraient générés par l'interaction entre les composantes de fréquence positives et négatives, si le signal réel $r[n]$ était utilisé [6].

Avant d'entrer dans l'unité de représentation TF, $r_h[n]$ peut être décimé par un facteur K comme

$$r_a[n] = r_h[Kn] \quad (\text{III.13})$$

En décimant le signal $r_h[n]$, il est possible de réduire la charge de calcul requise par le TFR. Cependant, la décimation peut introduire un crénelage et des distorsions et un compromis doit donc être trouvé.

Le signal $r_a[n]$ entre dans l'unité de représentation TF, qui permet l'estimation de la fréquence instantanée d'interférence par l'unité suivante. La fréquence instantanée estimée $\hat{f}_{int}[n]$ est utilisée pour abaisser la fréquence de la composante d'interférence autour de la fréquence zéro. Le brouilleur est ensuite excisé par un filtre coupe-bande et le contenu de fréquence d'origine est restauré. A la fin seule la partie réelle du signal obtenu est considérée et le signal de sortie est introduit dans le bloc d'acquisition.

Un algorithme simple appelé interpolation des pics est utilisé pour estimer la fréquence instantanée d'interférence. Cet algorithme sélectionne simplement, pour chaque instant, la maxime de la représentation TF, et les interpole pour produire une estimation de l'interférence la fréquence. Cet algorithme repose sur l'hypothèse que l'interférence est présente et que sa fréquence instantanée peut être efficacement approximée par un modèle spécifique.

Ce modèle est ensuite utilisé pour interpoler les maxima de la représentation TF. Bien que cette hypothèse soit assez restrictive, elle est généralement retenue dans la littérature [11]. En outre la présence d'interférences peut être déterminée en surveillant la puissance du signal d'entrée ou en utilisant d'autres techniques répandues dans le contexte GNSS.

$$[\hat{f}_i^0 \hat{a}_i] = \arg \min_{f,a} \|\vec{Y} - f - a\vec{X}\|^2 \quad (\text{III.14})$$

Où Y et X sont les vecteurs des coordonnées des maxima TF.

Dans [11] un filtre FIR simple caractérisé par la fonction de transfert

$$H_b(z) = 1 - z^{-1} \quad (\text{III.15})$$

A été employé. Cependant ce type de filtre passe-haut introduit une large encoche qui se traduit par une dégradation extrême de la qualité du signal utile. Ceci ressort clairement de la Figure III.10, où la fonction de transfert du filtre définie par l'équation est signalée : toutes les fréquences sont déformées et le signal utile est compromis.

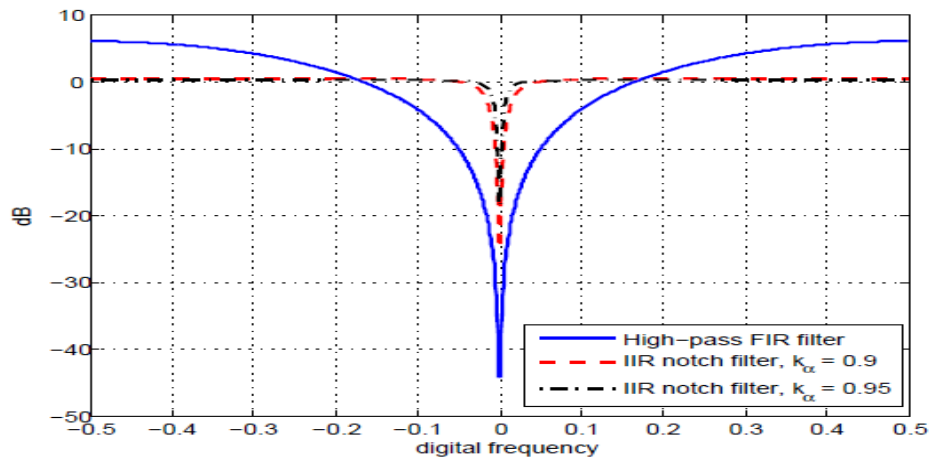


Fig.III.7 Fonctions de transfert des différents filtres d'excision [11].

Afin de surmonter ce problème, un filtre coupe-bande IIR avec la même structure de filtre coupe-bande unipolaire analysé et défini par

$$H_n(z) = \frac{1 - z^{-1}}{1 - K_\alpha z^{-1}} \quad (\text{III.16})$$

A été utilisé. On note que le facteur de contraction K_α peut être réglé par l'information fournie par l'algorithme d'interpolation des pics. En fait, l'erreur quadratique moyenne résultant du processus d'interpolation indique à quel point les échantillons d'interférence sont proches de la courbe d'interpolation. Une erreur quadratique moyenne élevée implique que l'interférence est répartie autour de la courbe d'interpolation et par conséquent une large encoche est nécessaire pour éliminer efficacement le signal perturbateur.

Conclusion

Les techniques de détection et d'atténuation des interférences peuvent être regroupées en différentes familles selon le point de la chaîne de réception GNSS où ils sont appliqués.

On a défini dans ce chapitre une technique de traitement des signaux numériques DSP « pré corrélation » pour détecter la présence de l'interférence dans le signal de navigation, utilisant un domaine transformé « temps-fréquence », un algorithme d'interpolation des pics a été utilisé pour localiser les fréquences des interférences. Après la caractérisation des interférences on fait appel à un filtre sélectif pour le filtrage.

Bibliographies

- [1] KHEZZAR ZAKI AISSAM, Traitement des signaux GNSS, Université de Batna 2-2021, thèse de doctorat .
- [2] W.Renbiao, W. D. L. Wenyi, L. Wang, J. Qiongqiong, Adaptive Interference Mitigation in GNSS. Springer Nature Singapore, 2015.
- [3] L. Musemesi. Advanced signal-processing technique for interference remover in satellite system navigation. These doctorat, Politecnico di Torino , 2014.
- [4] L. Musumeci, J.Samson et F. Dovic ,”Performance assessment of pulse blanking mitigation in presence of multiple Distance Measuring Equipment/Tactical Air Navigation interference on Global Navigation Satellite Systems signals,” IET Radar Sonar and Navigation,vol. 8, no.6, pp.647-657, 2014.
- [5] S. Savasta, F. Dovic, R. Lesca, D. Margaria, and B. Motella, “On the interference mitigation based on ADC parameters tuning,” dans Proceedings of the IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS '08), pp.689–695, 2008.
- [6] L. Cohen, Time Frequency Analysis: Theory and Applications. Prentice Hall PTR, Dec. 1994.
- [7] F. Dovic, GNSS Interference Threats and Countermeasures. Artech House,2015.
- [8] N. Fadaei, Detection Characterization and Mitigation of GNSS Jamming Interference Using Pre-Correlation Methods, Mémoire de Master,2016.
- [9] X. Ouyang ET M.G. Amin, “Short-Time Fourier Transform Receiver for Nonstationary Interference Excision in Direct Sequence Spread Spectrum Communications,” IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 49, no. 4, pp. 851– 863, 2001.
- [10] Abdizadeh, M. (2013). GNSS Signal Acquisition in The Presence of Narrowband Interference. University of Calgary, Calgary, AB. doi:10.11575/PRISM/26309 <http://hdl.handle.net/11023/1027> doctoral thesis
- [11] S. Barbarossa and A. Scaglione, “Adaptive time-varying cancellation of wideband interferences in spread-spectrum communications based on timeU” frequency distributions,” IEEE Trans. Signal Processing, vol. 47, no. 4, pp. 957 – 965, Apr. 1999.



Chapitre IV

SIMULATION ET RESULTATATS

CHAPITRE IV SIMULATION ET RESULTATS

Introduction

Dans ce chapitre, nous montrons la performance de méthode d'atténuation proposée. Les signaux reçus ont été combinés à une interférence d'un brouilleur civils générée qui signaux modulés en fréquence « Chirp signal ». Comme mentionné précédemment, les nouveaux signaux GNSS comme chinois Beidou, Européen Galileo et autres sont considérés comme des systèmes de communication DSSS. Pour cette raison, les méthodes d'atténuation des interférences conviennent à tous les systèmes de navigation par satellite. En conséquence, la méthode proposée sera appliquée sur la bande de signal GPS de type C/A.

Ce présent travail utilise des données réelles du signal GPS-L1 avec une fréquence Intermédiaire IF échantillonnée. Les simulations du récepteur logiciel sont basées sur une plateforme Matlab.

IV 1 Caractéristiques des signaux reçus

Comme il est été mentionné les signaux GPS sont transmis sur deux fréquences différentes : L1 (1575.42 MHz) et L2 (1227.6 MHz), chaque satellite GPS possède deux codes d'étalements qui sont : code C/A avec 1023 chips et code P(Y) avec ($\approx 2.35 \cdot 10^4$ chips). Le code C/A *data et le code P(Y)*data sont des signaux fournis aux deux modulateurs et ont les fréquences L1 et L2. La porteuse est modulée par les signaux précédents à l'aide de la méthode "Binary Phase Shift Keying (BPSK)". Notez que les deux signaux sont modulés en phase et en quadrature ;

Le signal d'entrée pour notre SDR est présenté dans le domaine temporel sur les figures 1 et fréquentiel 2 qui contiennent les signaux de plus de huit satellites [1].

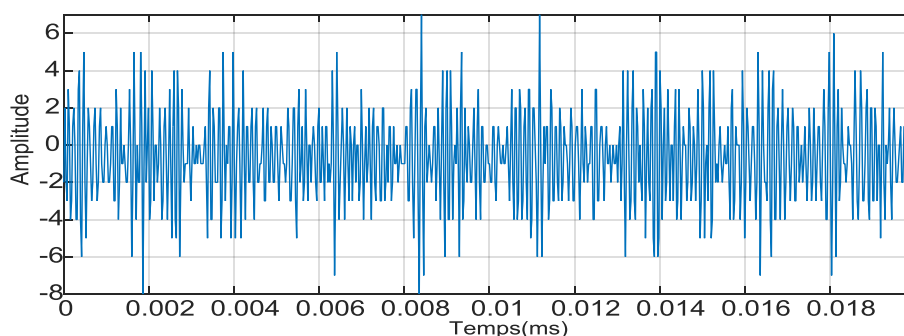


Fig.VI.1 Représentation des 5000 échantillons de signal GPS L1 "domaine temporel".

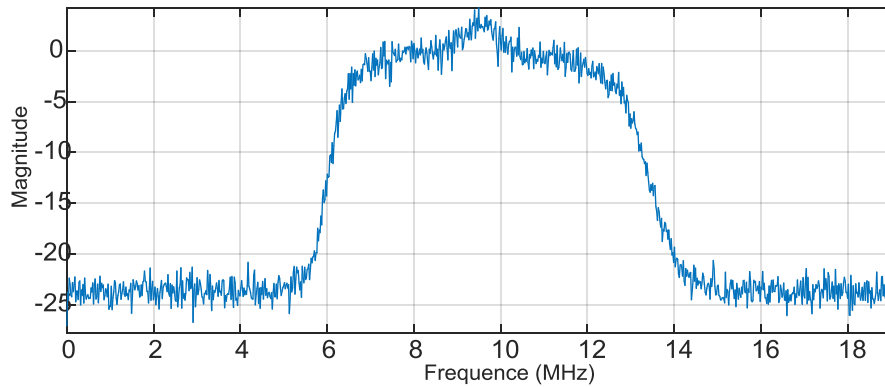


Fig.VI.2 Le spectre de signal de GPS L1 C/A

La figure 3 présente le signal GPS C/A L1 noyé dans le bruit gaussien le signal GPS C/A L1a été choisi dans nos scénarios de simulation. Les détails sur les paramètres du signal sont indiqués dans le tableau 1.

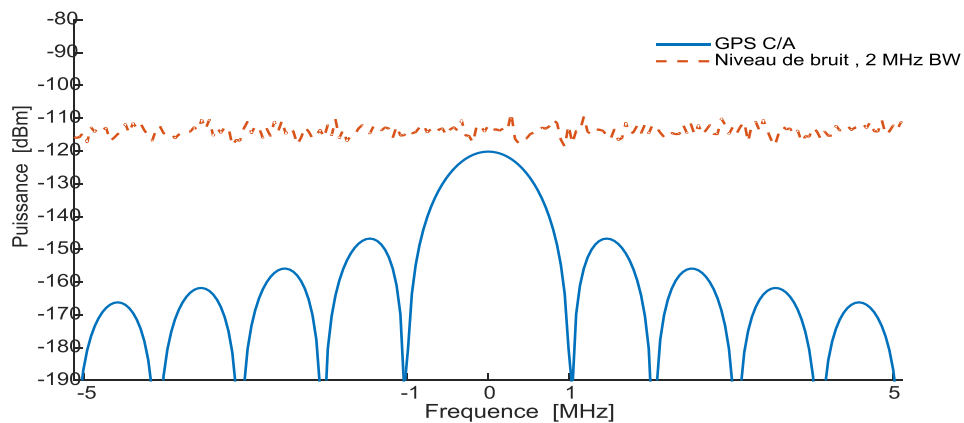


Fig.VI.3 Le PSD de signal E5aI+bruit

Tab.VI.1. Table 1 les paramètres de signal [1]

Paramètres	Valeurs
Signal souhaité	GPS L1 C/A
Fréquence d'échantillonnage f_e	10.000 MHz
Fréquence intermédiaire f_{IF}	4.655 MHz
Intégration cohérente	1ms
CNR	50 dB-Hz

IV.1.1 Les mesures de performances de la méthode proposée

Les performances des algorithmes antibrouillage sont exprimées en termes de:

- La fonction d'ambiguïté $S(s, FD)$ est une métrique fiable pour évaluer la validité du système antibrouillage. En $S(s, FD)$, s : est le retard de la réplique locale du code C/A et $FD = f_{IF} + f_D$, où f_{IF} et f_D sont respectivement la fréquence IF et Doppler.
- Le but de l'unité d'acquisition est de trouver les paramètres de signal pour tous les satellites disponibles. La fonction d'acquisition recherche un signal GPS par pas de fréquence de 0,5 KHz. La métrique d'acquisition est définie comme:

$$\alpha_{\max} = R1 / R2$$

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

Un scénario d'un récepteur GNSS type GPS L1 corrompu par le signal de brouilleur qui est une fonction sinusoïde modulés en fréquence « Chirp signal ».

Le signal de chirp est modélisé comme :

$$j_{scwi}(t) = J \cos(2\pi F_{scie} t + \varnothing) \quad (IV.1)$$

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

$$F_{scie} = f_0 + \frac{R_C}{2f_s} = f_0 + \frac{\Delta f}{2} n \quad (IV.2)$$

Où f_0 désigne la fréquence initiale de l'interférence. Et f_s font références à la vitesse.

La figure 04 montre une présentation Temps-fréquence « spectrogramme » de l'allure suivi par une interférence de type chirp. La fréquence centrale instantanée du signal de brouillage balaie une gamme de fréquences de plus de 10 mégahertz en moins de 10 microsecondes.

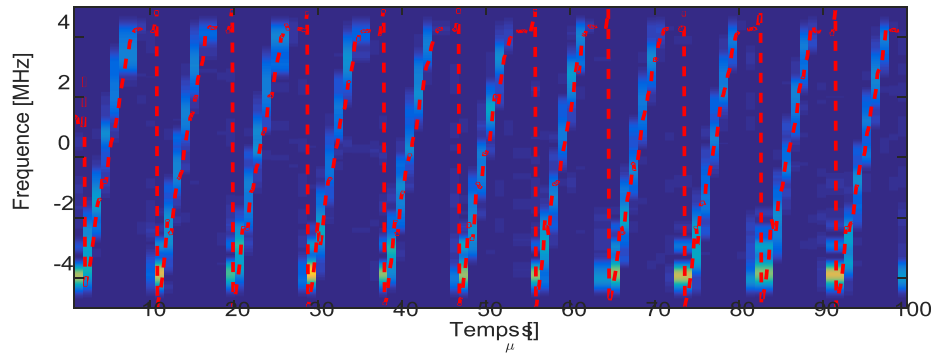


Fig.VI.4 Le Signal GPS L1 C/A affecté par une interférence de brouilleur « interférence chirp »

La figure 05 confirme la présence de signal de d'interférence dans tout le spectre de signal GPS L1 C/A utile.

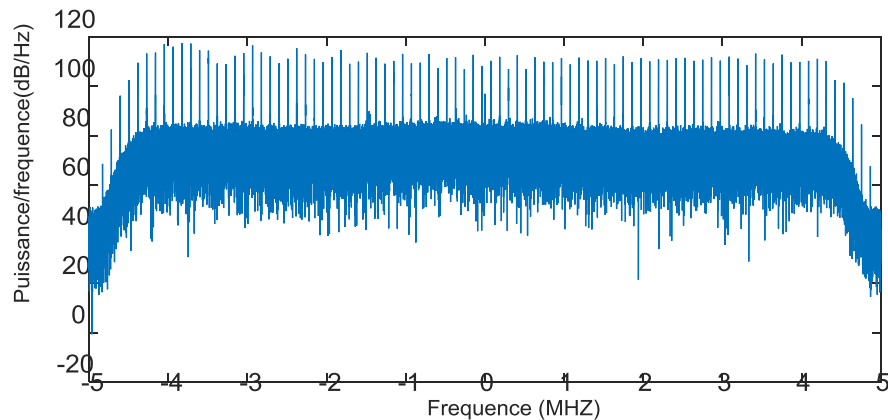


Fig.VI.5 La Densité spectral de puissance PSD de signal GPS C/A contamined

Avec 1 ms de temps d'intégration cohérent combiné à 5 accumulations non cohérentes a été adoptée afin d'acquérir le canal GPS L1/CA en présence de fortes interférences de brouilleurs. L'impact de l'interférence sur la fonction d'ambiguïté est illustré à la figure 6. On se rend compte à partir de la figure que la fonction d'ambiguïté du signal contaminé n'a pas de pic détectable qui conduit à une mauvaise estimation de la fréquence Doppler et du retard de code.

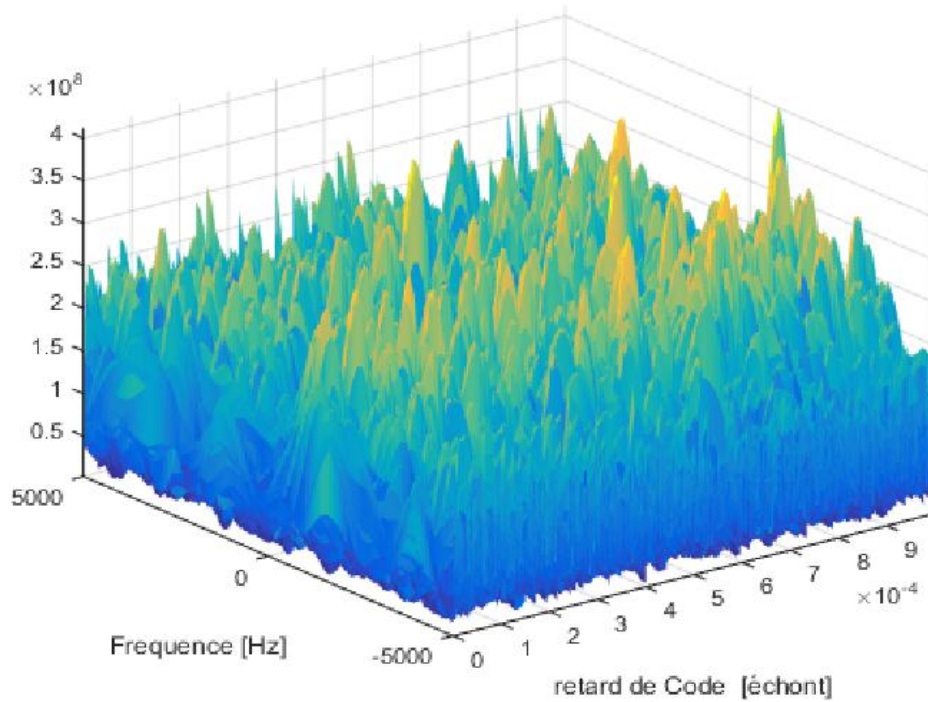


Fig.VI.6 Fonctions d'ambiguïté pour un signal contaminé

Par conséquent on trouve que la visibilité de la plupart des satellites en visibilité (visible par le récepteur GNSS) est perdu donc le récepteur est aveugle et la navigation est interrompu. la figure 07 montre que seulement 3 satellites est resté visible (4 satellites sont nécessaires pour localisé le récepteur) au lieu de plus de 8 satellites (mesure de α_{max}).

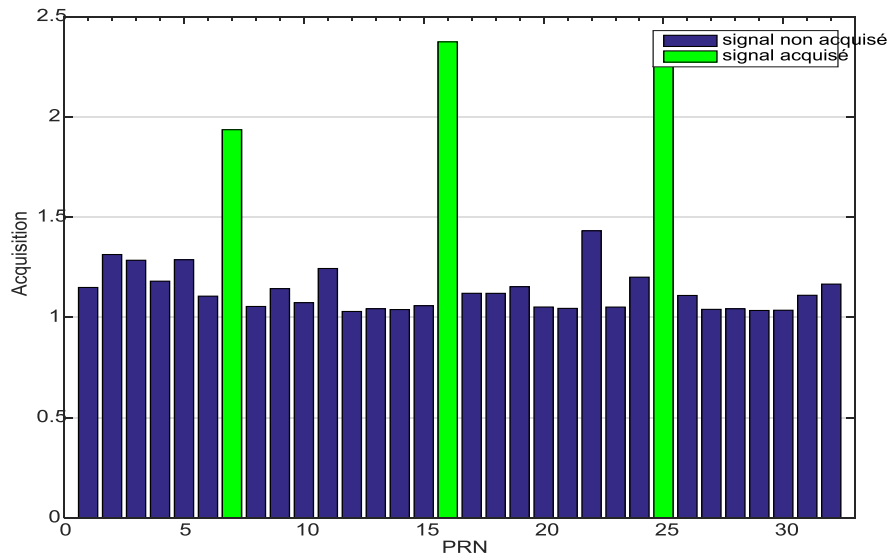


Fig.VI.7 satellites en visibilité en présence de bouillage (3 uniquement)

Les performances de la détection par estimateur STFT dépendent de la taille de la fenêtre en raison de sa résolution temps-fréquence combinée. Une fois la fonction fenêtre et sa longueur choisies, la résolution temps-fréquence de STFT reste constante.

En fait, il y a un compromis entre la résolution temporelle et fréquentielle de la STFT. Une taille de fenêtre plus grande donne une meilleure résolution en fréquence mais une résolution temporelle de qualité inférieure. En revanche, une longueur de fenêtre plus courte conduit à une résolution temporelle plus fine mais à une résolution fréquentielle de qualité inférieure.

Un algorithme simple appelé interpolation des pics est utilisé pour estimer l'interférence instantanée la fréquence. Cet algorithme sélectionne simplement, pour chaque instant de temps, les maxima de la représentation Temps-Fréquence, et les interpole pour produire une estimation la fréquence de l'interférence.

Une fois les fréquences des interférences sont caractérisées un filtrage par un filtre sélectif de type IIR a été employé pour réduire ses interférences efficacement. L'adaptation du zéro du filtre doit être rapide pour suivre les variations de fréquence du brouilleur La figure 8 montre la variation de (zéro de filtre) qui présente la fréquence instantané de l'interférence chirp

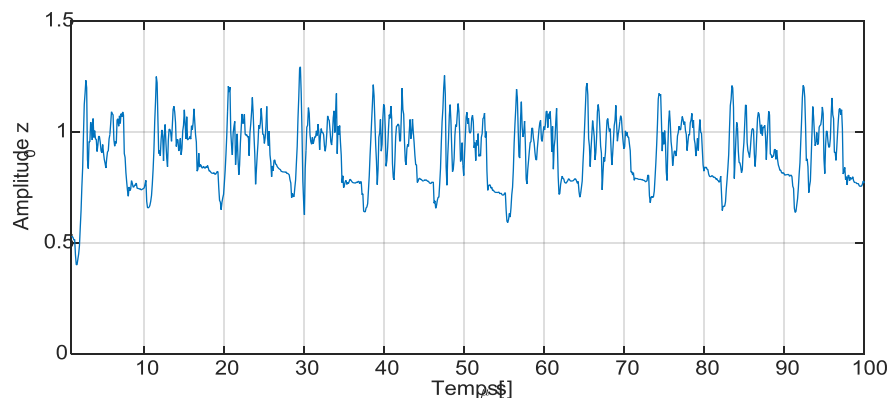


Fig.VI.8 Poursuite de zéro de filtre sélectif IIR

Les performances obtenues en utilisant le filtre IIR proposé est clairement présente un impact positif contre ce type de brouillage. La figure 9 illustre la représentation spectrogramme du signal restauré résultant du Filtrage sélectif proposé.

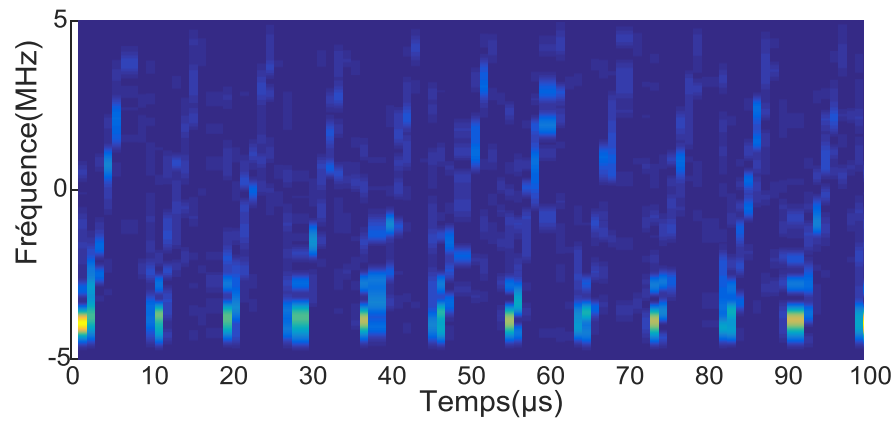


Fig.VI.9 Spectrogramme de signal récupéré

La figure 10 montre l'impact de l'approche d'atténuation suggérée sur la mesure de la fonction d'ambiguïté, Il est apparent la figure que la fonction d'ambiguïté obtenue à partir du signal récupéré, le pic de corrélation est montré lorsque le bloc d'atténuation des interférences est activé.

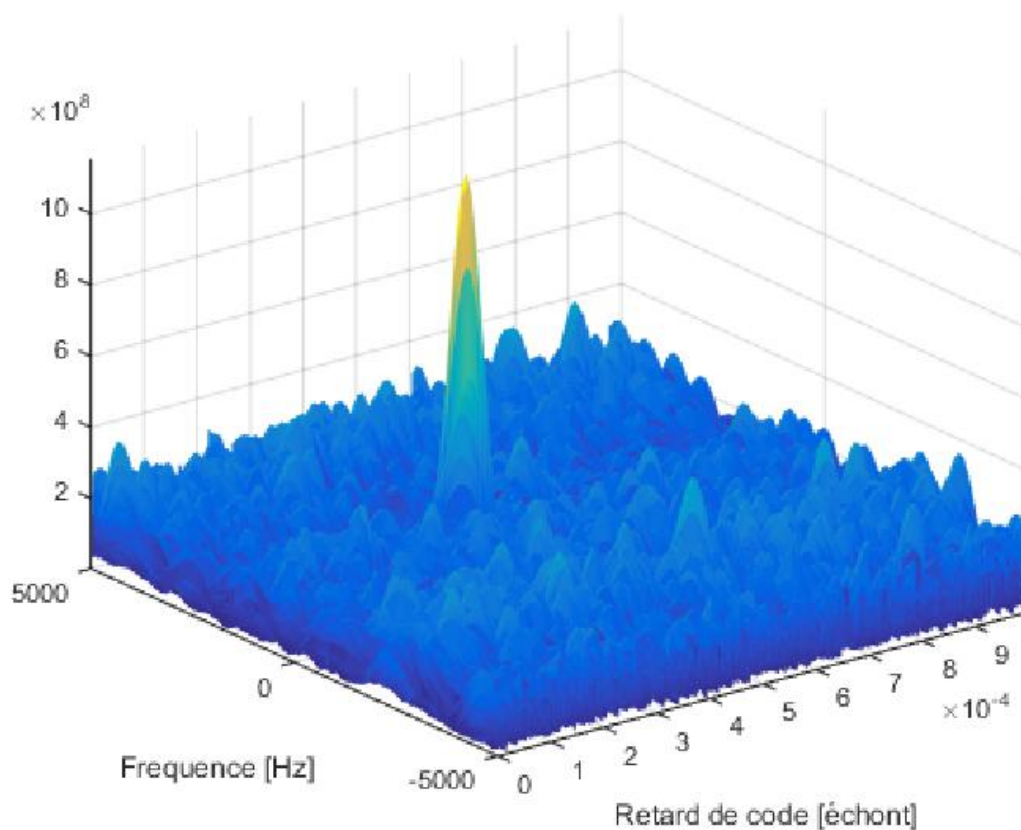


Fig.VI.10 Fonctions d'ambiguïté pour un signal contaminé (signal chirp) signal récupéré

le α_{max} du signal récupéré à partir de la fonction d'ambiguïté détermine le nombre de satellite en visibilité. La figure 11 montre que plusieurs satellites en visibilité qui sont perdus à cause

de brouillage sont récupérés. L'application de système de détection et de suppression nous permet de récupérer un nombre important des satellites.

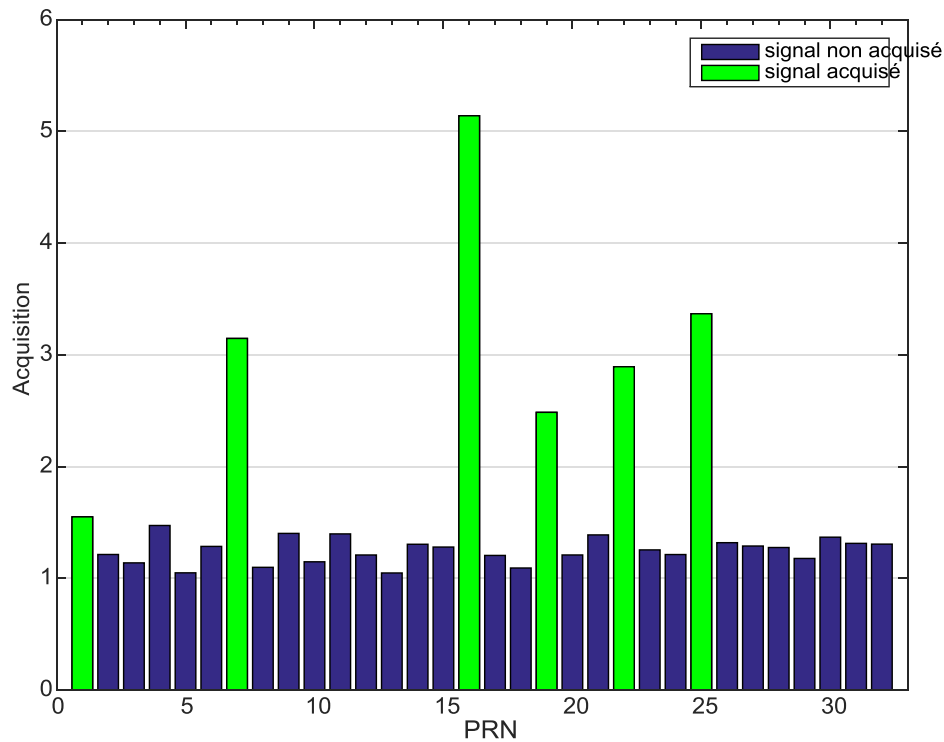


Fig.VI.11 Satellite en visibilité après la récupération par la méthode proposé

Conclusion

Dans ce chapitre, un algorithme innovant d'atténuation des interférences exploitant la la transformation dans un domaine Temps –fréquence utilisant la méthode STFT et un filtre sélectif de type IIR pour détecté et supprimé les interférences de bouilleur des signaux GNSS a été présenté. Un mécanisme de détection et de suppression des interférences a été décrit. Les résultats de la simulation ont montré son efficacité dans le scénario d'interférence de types chirp sur le GPS L1 C/A. L'application de cette méthode montre une efficacité très important en termes de détection et de atténuation élevée des interférences.

Bibliographie

- [1] D., Borio, L. Camoriano, S. Savasta, et al. "Time-frequency excision for GNSS applications," *IEEE Systeme Journal*, vol.2 no.1, pp. 27–37, 2008.



Conclusion générale

CONCLUSION GÉNÉRALE

Un récepteur du système de navigation par satellite (GNSS) est vulnérable aux impacts de diverses interférences intentionnelles et non intentionnelles en raison de l'extrême faiblesse des signaux GNSS atteignant le récepteur GNSS

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

Depuis les premières années du GNSS, plusieurs solutions et contre-mesures ont été mises en œuvre et évaluées dans le but d'améliorer la fonctionnalité du récepteur. Chacune d'elles présente des qualités et des limitations selon le scénario d'interférence considéré. Les techniques de détection et d'atténuation des RFI peuvent être regroupées en différentes familles selon le point de la chaîne de réception GNSS sur lequel elles sont utilisées.

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

Nous avons proposé une nouvelle approche pour la réduction des interférences chirps utilisant un domaine temps-fréquence STFT pour la détection et la localisation des fréquences de l'interférence. L'analyse spectrale par FFT trouve ses limites par son incapacité à reconnaître les signaux non stationnaires, alors que la STFT semble résoudre cet inconvénient dans les plans temps-fréquence. Un algorithme d'interpolation des pics détermine les fréquences des interférences qui permettent d'utiliser un filtre sélectif IIR pour éliminer les interférences.

Les simulations montrent l'impact positif de l'unité de suppression sur la réduction des interférences c'est qui nous permet de récupérer les satellites en visibilité pour assurer la navigation.

