

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université de Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd
Faculté de Technologie
Département d'Electronique



Thèse

Laboratoire d'Automatique Avancée et d'Analyse des Systèmes
(LAAAS)- département d'électronique. Université de Batna 2.

Présentée pour l'obtention du titre de :
Docteur en Sciences en Electronique
Option : Micro-Ondes

Sous le Thème :

Traitement des signaux GNSS

Présentée par :

KHEZZAR Zaki Aissam

Thèse soutenue le 06 Avril 2021 devant le jury composé de :

Mr. BENYOUCEF Moussa	Prof.	Université de Batna-2	Président
Mr. SAIDI Lamir	Prof.	Université de Batna-2	Rapporteur
Mr. BENZID Redha	Prof.	Université de Batna-2	Co-Rapporteur
Mr. BOUOUDEN Sofiane	Prof.	Université de Khenchela	Examineur
Mr. GARAH Messaoud	M.C.A	Université de M'sila	Examineur
Mr. BEDRA Sami	M.C.A	Université de Khenchela	Examineur

Remerciements

Cette thèse a été préparée au sein du Laboratoire d'Automatique Avancée et d'Analyse des Systèmes (LAAAS) de l'Université de Batna2.

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde reconnaissance, mes vifs remerciements pour mon directeur de thèse Monsieur **SAIDI LAMIR** Professeur de l'enseignement supérieur au département d'électronique de l'Université de Batna2, qui a consacré à l'encadrement de ma thèse un temps et une disponibilité d'esprit considérables. Son rôle, ses critiques constructives, ses précieux conseils et ses propositions m'ont permis de mener à bien cette thèse et toujours d'aller de l'avant. J'ai ainsi largement pu profiter de sa grande acuité scientifique.

Qu'il me soit permis d'exprimer à Monsieur **BENZID REDHA** Professeur de l'enseignement supérieur au département d'électronique de l'Université de Batna2 ma gratitude pour son importante participation dans l'élaboration de ce travail en sa qualité de co-directeur de thèse. Ses fructueuses connaissances et expériences ont été pour moi une source constante de savoir. Je lui suis donc redevable d'avoir pu faire une thèse dans des conditions exceptionnelles.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur. **BENYOUCEF Moussa**, Professeur à l'université de Batna 2 pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

Mes remerciements vont de même aux autres membres de jury examinateurs qui m'ont fait l'honneur de participer au jury de ma thèse. Il s'agit, en l'occurrence de :

Mr. **BOUODEN Sofiane** Professeur, à l'Université de Khenchela.

Mr. **GARAH Messaoud** Maître de conférences, à l'Université de M'sila.

Mr. **BEDRA Sami** Maître de conférences, à l'Université de Khenchela.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à **Dr. SMAIL MOSTAPHA KAMEL**, enseignant dans l'école d'ingénieurs en aéronautique et spatial Paris, pour son encouragement et son soutien durant l'élaboration de ce travail.

Je tiens par ailleurs à remercier vivement toute personne m'ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail en particulier.

Zaki Aissam KHEZZAR

Laboratoire d'Automatique Avancée et d'Analyse des Systèmes (LAAAS), le 30/09/2020.



Résumé

RESUME DE LA THESE ET MOTS – CLE

ملخص الأطروحة – كلمات البحث

THESIS SUMMARY AND KEY–WORDS

RESUME ET MOTS CLE

Résumé– Les systèmes de navigation par satellite GNSS jouent un rôle important dans les services quotidiens basés sur la localisation. Malheureusement, les récepteurs GNSS sont vulnérables à la contamination par des interférences non intentionnelles générées par d'autres systèmes de communication et/ou des interférences intentionnelles appelées également brouillage. Dans ce contexte nous proposons une méthode pré-corrélation innovante dans un domaine transformé dédié à l'atténuation des interférences à bande étroite NBI dans les récepteurs GNSS. Premièrement, le signal reçu, qui est supposé contaminé par un bruit gaussien blanc additif (AWGN), est multiplié, dans le domaine temporel, (échantillon par échantillon) par une fenêtre Tukey de même longueur. Ensuite, la transformation DCT est appliquée. Puis, le signal transformé est divisé en paquets non superposés. Chacun peut être considéré soit comme un paquet non interféré à conserver (s'il a à peu près la même variance que la variance inconnue estimée de bruit gaussien), soit un paquet d'interférence (si sa variance est significativement supérieure à la variance de bruit) à seuiller. La préservation (ou inversement le seuillage) d'un paquet est obtenue grâce à l'utilisation du seuil universel de l'algorithme de DONOHO. La variance est estimée sur la base de la théorie de l'échantillonnage statistique. L'étape finale consiste en l'application de la DCT inverse pour obtenir une bonne approximation du signal reçu sans interférence. Les résultats obtenus à partir de plusieurs simulations confirment que la stratégie proposée surpasse, en termes de qualité du signal restauré, les méthodes conventionnelles.

Mots–Clé : Système de navigation par satellites GNSS, Réduction des interférences dans les systèmes GNSS, Etalement de spectre à séquence directe, Seuil universel, Interférence à Bande étroite (NBI), Théorie statistique d'échantillonnage.

ملخص الأطروحة – كلمات البحث

ملخص: في عصرنا، تلعب أنظمة الملاحة عبر الأقمار الصناعية (GNSS) دورًا مهمًا في الخدمات القائمة على الملاحة وتحديد المواقع. نظرًا لضعف الإشارة، فإن مستقبلات GNSS معرضة للتشويش من خلال التدخلات غير المقصودة الناتجة عن أنظمة الاتصالات الأخرى و / أو التدخلات المتعمدة المعروفة أيضًا باسم التشويش العمدي.

خلال هذا عمل، نقدم طريقة مبتكرة في مجال متحول، مكرسة لتخفيف التداخل الطيفي الراديوي الضيق NBI على مستقبلات GNSS. أولاً، وفي المجال الزمني، يتم القيام بعملية ضرب الإشارة المستقبلية المغمورة في ضوضاء غوسية بيضاء مضافة (AWGN)، مع نافذة TUKEY من نفس الطول (عينة مع عينة). ثم يتم تطبيق تحويل DCT. بعد ذلك، يتم تقسيم الإشارة المحولة إلى حزم غير متداخلة. يمكن اعتبار كل حزمة على أنها غير مشوشة، يجب الحفاظ عليها (إذا كان لديها نفس التباين المقدر تقريبًا مثل التباين غير المعروف لضوضاء غوسية)، أو تعتبر بمثابة حزمة مشوشة، يجب ان تحد الحفاظ على الحزمة (أو عكس ذلك اي الحد) يتم من خلال استخدام التقنية المعروفة بالحد الشامل ل DONOHO بحيث يتم تقدير التباين بناءً على نظرية المعاينة الإحصائية. تتمثل الخطوة الأخيرة في تطبيق DCT العكسي للحصول على تقريب جيد للإشارة المستقبلية الخالية من التداخل أو التشويش. تؤكد النتائج التي تم الحصول عليها من خلال عدة عمليات محاكاة أن الاستراتيجية المقترحة تتفوق في الأداء، من حيث استعادة جودة الإشارة، على الطرق المعروفة.

كلمات البحث: تخفيف من تداخل والتشويش على أنظمة GNSS، DSSS، DCT، الحد الشامل ل DONOHO، نظرية المعاينة الإحصائية، نافذة TUKEY، التداخل الطيفي الراديوي الضيق NBI

SUMMARY AND KEY-WORDS

Abstract The Global Navigation Satellite Systems (GNSS) play a significant role in today's localization based services. Unfortunately, the GNSS receivers are vulnerable to contamination by unintentional interferences generated by other communication systems and/or intentional interferences known also as jamming. In this work, we introduce an innovative pre-correlation method in transform domain, dedicated to narrowband interference NBI mitigation in GNSS receivers. First, the received signal immersed in an Additive White Gaussian Noise (AWGN), is multiplied, in time domain, (sample by sample) by a Tukey window of the same length. Then, the DCT transform is applied. Next, the transformed signal is divided in non-overlapped packets. Each one can be viewed as a non-interfered packet that must be conserved (if it has roughly the same variance as the estimated unknown variance of the AWGN), or considered as an interference packet that should be thresholded (if its variance is significantly greater than the variance of the AWGN). The conservation (or inversely the thresholding) of a packet is achieved by the

use of the well-known Universal-Threshold of DONOHO's technique apart from that the variance is estimated based on the statistical sampling theory. The Final step consists in the application of the inverse DCT to obtain a good approximation of the received interference-less signal. The results obtained from several simulations confirm that the suggested strategy outperforms, in term of signal quality restoration, the conventional methods.

Key words: GNSS interference mitigation, DSSS, Discrete Cosine transform, Universal threshold, statistical sampling theory, Tukey window, Narrowband interference (NBI)

معالجة اشارات أنظمة الملاحة عبر الأقمار الصناعية



Table de matière

Table de Matière

REMERCIEMENTS	i
RESUME	iii
SOMMAIRE	vii
ABREVIATIONS ET GLOSSAIRE	xii
Liste des figures	xvi
Liste des tableaux	xx
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1

CHAPITRE I : Fondamentaux Des Systèmes De Navigation Par Satellites

INTRODUCTION	7
I.1 PRINCIPES FONDAMENTAUX DU GNSS	7
I.1.1 La position, la vitesse et le temps	8
I.1.2 Segments du système de navigation	8
I.2 LES DIFFERENTS SYSTEMES MONDIAUX DE NAVIGATION PAR SATELLITE	11
I.2.1 Système de positionnement global GPS	11
I.2.2 Système de navigation GLONASS	11
I.2.3 Système de navigation Galileo	12
I.2.4 Système de navigation Biedou	12
I.2.5 Le système QZSS	13
I.2.6 Système de navigation NavIC	13
I.2.7 Les systèmes d'augmentation spatiale SBAS	13
I.3 LES SIGNAUX GNSS	14
I.3.1 Structure générales d'un signal GPS/GNSS	14
I.3.2 Fréquences et modulation	15
I.3.3 Les codes pseudo-aléatoires	21
I.3.4 Les messages de navigation	22
I.4 RECEPTION DU SIGNAL GNSS	23
I.4.1 Architecture d'un récepteur GPS	23
I.4.2 L'acquisition des signaux GNSS :	25
I.4.3 Poursuite du signal GNSS	28
I.4.4 Calcul de la position d'utilisateur	29
I.5 DEFINITION DES RAPPORTS SIGNAL A BRUIT POUR UN RECEPTEUR GNSS	30

I.5.1	Le rapport SNR.....	30
I.5.2	Le rapport C/N0.....	30
I.6	LES VULNERABILITES SUR LE GNSS.....	31
I.7	L'IMPACT DES INTERFERENCES RADIOFREQUENCE SUR LES RECEPTEURS GNSS.....	32
	CONCLUSION	33
	BIBLIOGRAPHIES	34

CHAPITRE II : Classification Des Interférences Et Leurs Effets Sur Le Récepteur GNSS

	INTRODUCTION.....	37
II.1	CLASSIFICATION DE LA SOURCE INTERFERENTE.....	37
II.1.1	Caractéristiques spectrales d'interférence.....	38
II.1.2	Les interférences pulsées	38
II.2	LES SOURCES POTENTIELLES DE D'INTERFERENCE.....	39
II.2.1	Signaux d'interférences hors bande.....	39
II.2.2	Les signaux d'interférences dans la bande	41
II.2.3	Signaux interférences ultra-large bande	43
II.3	LES BROUILLEURS	44
II.4	IMPACT DE LA RFI SUR LES RECEPTEURS GNSS.....	46
II.4.1	L'impact d'interférence sur La chaîne radio- fréquence	46
II.4.2	L'impact sur la phase d'acquisition	47
II.4.3	Impact sur la phase de poursuite.....	50
II.4.4	Impacte sur le rapport Signal sur bruit Estimé	50
	CONCLUSION	51
	BIBLIOGRAPHIES	52

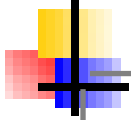
CHAPITRE III : Les Contremesures D'interférence Dans Les Récepteurs**GNSS**

INTRODUCTION	55
III.1 LES STRATEGIES DE DETECTION ET D'ATTENUATION DES INTERFERENCES	55
III.2 LA MODELISATION DU SIGNAL REÇU	57
III.3 DESCRIPTION DE D'INTERFERENCE	57
III.3.1 L'interférence a onde continue unique (SCWI) :	57
III.3.2 L'interférence a onde continue multiple (MCWI) :	58
III.3.3 L'interférence Pulsé (DME)	58
III.4 LES STRATEGIES DE SURVEILLANCE ET DE DETECTION DES INTERFERENCES.....	58
III.4.1 Détection d'interférence par l'analyse statistique dans le domaine temporel	58
III.4.2 Détection des interférences par la surveillance spectrale	60
III.5 LE SIMULATEUR SOURCE-OUVERTE DU SIGNAL GALILEO E5 'GE5-TUT'	62
III.6 TECHNIQUES DE PRE-CORRELATION POUR LA SUPPRESSION DES INTERFERENCES	64
III.6.1 Filtrage dans le domaine temporel.....	65
III.6.2 Filtrage dans le domaine fréquentiel	72
III.6.3 Le filtrage dans de domaine Temps-fréquence [11,13]	73
CONCLUSION	82
BIBLIOGRAPHIE	84

CHAPITRE IV : Détection Et Réduction Des Interférences Par La Méthode**DCT-MTT**

INTRODUCTION	88
IV.1 CONTEXTE THÉORIQUE MATHÉMATIQUE.....	88
IV.1.1 La transformée en cosinus discret	88
IV.1.2 Le seuillage universel	89
IV.1.3 Estimation de l'écart type à l'aide de la théorie d'échantillonnage statistique	90
IV.1.4 La fenêtre de Tukey :	91
IV.2 DESCRIPTION DE LA METHODE PROPOSEE.....	91
IV.2.1 Description de la technique de seuillage proposé.....	93
IV.3 SIMULATIONS ET RESULTATS	95
IV.3.1 Le Premier scenario : la réduction des interférences a onde continue.....	96

IV.3.2 Le deuxième scenario : l'interférence pulsée	101
CONCLUSION	106
BIBLIOGRAPHIE	106
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	110



Abréviations ET Glossaire

ABBREVIATIONS

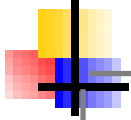
AR	Auto Regressive
ACF	Auto Correlation Function
ADC	Analog-to-Digital Conversion
AGC	Automatique Gain Control
AltBOC	Alternative BOC Modulation
ARNS	Aeronautical Radio Navigation Services
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
BOC	Binary Offset Carrier
CDMA	Code Division Multiple Access
C/A	Coarse Acquisition (GPS Signal)
CFAR	Constant False Alarm Rate algorithm
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 Thresholding 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 transform
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
I&D	Integrate-and-Dump
IF	Intermediate Frequency
ISR	interference to Signal Ratio
IIR	Infinite Impulse Response
LNA	Low Noise Amplifier
LOS	Ligne Of Sight
NBI	Narrow band interference
OL	Oscillateur Local
PLL	Phase Locked Loop
PSD	Power Spectral Density
PSK	Phase-shift keying
PRN	Pseudo Random Noise
PVT	Position Velocity Time
QPSK	Quadrature phase-shift keying
RFI	Radio Frequency Interference
SNR	Signal-to-noise ratio
SPS	Standard Positioning Service

TACAN	TACTical Air Navigation system
TOA	Time of arrive
UWB	Ultra-Wideband
VHF	Very High Frequency
WPD	wavelets packets decomposition

Glossaire

*	Le conjugué complexe
A	La puissance d'émission du signal pour le satellite k
P	La puissance du signal reçu pour le satellite k
B_{IF}	La bande passante de l'étage radio fréquence
cD_j	Le détail du premier niveau
$c^k(t)$	Code CDMA du satellite k
C/N_0	Le rapport porteuse sur bruit en $dBHz$
f_c	Le débit du code d'étalement
$d^k(t)$	message de navigation associé au satellite k
f_d	fréquence Doppler du satellite
f_{L1}	fréquence d'émission du signal en bande $L1$
f_{L2}	fréquence d'émission du signal en bande $L2$
I et Q	composantes respectivement en phase et en quadrature
J	L'amplitude de signal d'interférence
f_s	fréquence d'échantillonnage
f_{IF}	fréquence intermédiaire
P	puissance du signal reçu pour le satellite k
$n(t)$	Bruit blanc gaussien additif « AWGN »
N_0	la densité spectrale de puissance de bruit $n(t)$
$p_x(x)$	La fonction de la densité de probabilité
$r(n)$	Le signal total reçu
$r'(n)$	Le signal répliqua généré localement
$\hat{r}(n)$	Le signal récupéré
$R(k)$	La transformée en DCT de $r(n)$
$\hat{r}(t)$	Le signal répliqua généré localement
$s(t)$	Le signal de satellite reçu
$s(nT_s)$	Le signal à la fréquence intermédiaire échantillonné
s_c	La composante de la sous-porteuse
SNR	Le rapport signal sur bruit en dB
$T_x(x_m)$	Le test statistique
T_c	La période du code d'étalement
T_s	La période d'échantillonnage

τ_0	décalage de code du satellite
λ_{univ}	Le seuil universel
$\psi(t)$	la fonction ondelette
$\varphi(t)$	la fonction échelle
φ_0	Le délai de phase pour un satellite
$\Phi_{BPSK-R(n)}$	La densité spectrale de puissance
\emptyset	La phase initiale aléatoire de l'interférence
σ_{IF}^2	La variance du bruit



*Liste des figures
et des tableaux*

Table des tableaux

Tab.III.1. Les Parametres De Signal E5ai.	63
Tab. IV.1. Le paramètre d'acquisition α_{max} après la réduction d'interférences pour les cas : MCWI et SCWI	100
Tab.IV.2. Le paramètre de mesure d'acquisition α_{max} après la réduction des interférences pulsés « DMA ».....	104

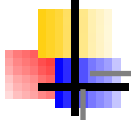
Table des figures

Fig.I.1	Principe de trilatération	9
Fig. I.2	Segments du système GPS	9
Fig. I.3	Constellation des satellites de radio navigation.....	10
Fig.I.4	Structure des signaux GPS C/A [12]	16
Fig. I.5	PSD des BPSK-R(n) [12]	17
Fig.I.6	Modulation BPSK et BOC(1,1) [12]	18
Fig. I.7	PSD d'une modulation BOC(10,5) [8].....	19
Fig. I.8	Occupation fréquentielle et modulation des systemes GNSS [8].....	20
Fig. I.9	Générateur des codes d'étalements C/A code [12].....	22
Fig. I.10	Auto-corrélation et corrélation-croisé des codes des satellites (C/A) [12].....	22
Fig. I.11	Schéma fonctionnel du récepteur GNSS	23
Fig. I.12	Acquisition d'un satellite visible (la fonction d'ambiguïté).....	26
Fig. I.13	Principe de l'acquisition par la recherche en série [11].	27
Fig. I.14	Principe de l'acquisition par la recherche parallele [11]	28
Fig. I.15	Schéma fonctionnel d'une boucle de poursuite du code et de la porteuse.....	29
Fig.I.16	Evolution de la corrélation en fonction des codes En avance, En phase et retard....	30
Fig.I.17	Différents types d'interférences sur les récepteurs GNSS.....	33
Fig.II.1	Interférence potentiel d'un harmonique des chaines TV.....	40
Fig.II.2	Interférence potentielle d'un harmonique FM.....	41
Fig.II.3	Attribution des fréquences ARNS	42
Fig.II.4	L'interférence pulsé, les paire de la pulse DME(a), la forme de signal pulsé DME après modulation (b).	43
Fig.II.5	Brouilleurs civils	44
Fig.II.6	Présentation temps-fréquence d'un signal de type chirp.....	45

Fig.II.7 Un signal chirp transmis par un brouilleur portable	46
Fig.II.8 Les effets des interférences sur le traitement du récepteur.....	47
Fig.II.9 PSD de signal GPS L1 C/A en l'absence d'interférence (a), histogrammes des échantillons à la sortie ADC en l'absence d'interférence (b), PSD dans le cas de présence d'interférence (c), la sortie ADC dans le cas de présence d'interférence (d).	48
Fig.II.10 Amplitude de corrélation d'acquisition pour GPS L1 C/A, absence d'interférence cwi (a), interférence cwi avec ISR=20 dB(b), interférence CWI avec ISR=35dB (c), interférence CWI avec ISR=50dB(d)	51
Fig.II.11 La visibilité des satellites en fonction de différent ISR	50
Fig.II.12 L'estimation de rapport porteuse sur bruit CNR pour une interférence NBI.....	51
Fig. III.1 Schéma conceptuel des blocs de traitement de l'interférence dans les récepteurs GNSS	56
Fig. III.2 L'unité de la suppression des interférences (pré-corrélation)	56
Fig. III.3 La densité spectrale de puissance (PSD) de la bande E5	63
Fig. III.4 PSD de signal d'entrée E5a contaminé « ISR=50dB »	64
Fig. III.5 Schéma bloc de la suppression numérique de l'interférence pulsée	65
Fig. III.6 Performances de la méthode de suppression de l'interférence pulsée « domaine temporel ». Signal contaminate (a) le signal après la suppression (b). Une opération zoom sur le signal traité (c).....	67
Fig. III.7 PSD des signaux (scenario d'une interférence pulsée) : PSD du signal contaminate (a). Le psd du signal récupéré après le seuillage (b)	67
Fig. III.8 La fonction de transfert d'un filtre très sélectif IIR deuxième ordre.....	69
Fig. III.9 La structure d'un filtre sélectif IIR adaptatif	70
Fig. III.10 Comparaisons des PSD des signaux (SCWIscenario) : PSD de signal contaminate (ISR=50db) (a). Le PSD de signal récupéré après la réduction (b).	71
Fig. III.11 Diagramme de suppression des interférences dans le domaine fréquentiel	73
Fig. III.12 Comparaisons des psd (scenario MCWI) : PSD de signal contaminate (ISR=50db) (a), le PSD de signal récupéré par la réjection des composantes fréquentielles au-dessous du seuil THI (b).....	74

Fig. III.13	Schéma de blocs de l'approche base sur le filtrage temps-fréquence [5].....	74
Fig. III.14	Spectrogramme d'un signal E5a contaminateur par une MCWI avec une fenêtre de 2000 échantillons	76
Fig. III.15	Fonction échelle (l'onde mère).....	78
Fig. III.16	Décomposition pyramidale « deux niveaux »	80
Fig. III.17	Décomposition par de paquets d'ondelettes dyadiques a 3 niveaux	80
Fig. III.18	Représentation temporelle de signal récupéré par la technique de suppression par WPD	83
Fig. III.19	Relation entre le type d'ondelette, nombre de niveaux de décomposition et les performances de la suppression.....	83
Fig.IV.1	Presentation temporelle et fréquentiel de la fenetre de Tukey.....	92
Fig. IV.2	La localisation d'interférences SCWI par l'application de la WDP.....	92
Fig. IV.3	Schéma de l'unité de réduction des interférences GNSS proposé.....	93
Fig. IV.4	L'organigramme de l'unité de réduction des interférences proposé.....	94
Fig.IV.5	La présentation de l'effet de la fenetre de Tukey (31500,0.05) sur le signal contaminateur, (b) sans l'utilisation de la fenetre de Tukey. (c) avec l'utilisation de la fenetre....	97
Fig. IV.6	L'effet de la fenetre Tukey sur estimation de l'écart type, (a) la déviation de l'écart type des paquets interfere sans l'utilisation de fenetre Tukey, (b) la deviation de l'écart type des paquets interferences avec l'utilisation de la fenetre Tukey	98
Fig. IV.7	Le signal récupéré apres l'unité de la réduction d'interférence pour un SCWI, (a) la representation temporelle du signal origine non contaminateur, (b) le signal récupéré (avec l'utilisation de la fenetre de Tukey) (c) le signal récupéré présentant un effet de bord important (sans l'utilisation de la fenetre de Tukey).....	99
Fig. IV.8	Amélioration rapportée en utilisant la fenetre Tukey sur l'estimation des écarts-types dans le cas MCWI, (a) les écarts types des paquets interferences sans utilisation de la fenetre de Tukey, (b) les écarts types des paquets interferences avec l'utilisation de la fenetre de Tukey.....	99
Fig. IV.9	Le signal récupéré apres l'unité d'atténuation des interférences pour le cas de MCWI, (a) la représentation temporelle du signal d'origine non contaminateur, (b) signal récupéré	

(avec utilisation de la fenêtre de Tukey), (c) signal recupere montrant l'effet de bord (sans utilisation de la fenêtre de Tukey).	100
Fig. IV.10 Fonctions d'ambiguïte du signal galileo E5a en présence de MCWI (ISR= 50 db) (a) sans unite de reduction des interferences, (b) avec l'unite de reduction d'interferences proposee.....	100
Fig. IV.11 Résultats comparatifs utilisant coefficient de corrélation comme paramètre de mesure (a) coefficient de corrélation dans le cas de l'atténuation dans le cas de SCWI, (b) coefficient de corrélation résultant de l'atténuation dans le cas de MCWI	102
Fig. IV.12 PSD : (a) PSD du signal contamine (ISR = 50 db), (b) PSD du signal recupéré après la réjection de l'interférence de type MCWI.....	102
Fig. IV.13 La presentation temporelle d'un signal E5ai contamine par un signal pulse « DME » de 3000 pps et ISR= 50 db.....	103
Fig. IV.14 L'estimation des ecarts types, (a) la représentation DCTdu signal contaminé (b) l'estimation des écarts types des paquets	103
Fig. IV.15 La fonction d'ambiguïte du signal galileo E5a en présence d'une interférence pulsé (ISR = 50 db et 3000 pps), (a) sans unite de suppression d'interference, (b) avec l'unité de suppression d'interférence proposée	104
Fig. IV.16 Résultats comparatifs selon la mesure du coefficient de corrélation (interférence pulsé DME de densite de 3000 pps)	105
Fig. IV.17 Les PSD, (a) PSD du signal d'entrée contamine, (b) PSD du signal après réduction de l'interférence dma, d'ISR = 50 db et 3000 pps.....	105



Introduction générale

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le système de navigation par satellite GNSS a été intégré à la vie sociale et est devenu incontournable. Le besoin de ces systèmes augmente rapidement dans plusieurs domaines tels que : les systèmes de transport intelligents, le secteur militaire englobant le guidage et le ciblage précis des armes, les applications pour les smartphones, l'agriculture, les systèmes de télécommunications, le secteur industriel et autres.

Les systèmes GNSS ont été conçus essentiellement pour le positionnement d'un utilisateur au terrain équipé d'un récepteur radio fréquence. Le récepteur doit maîtriser et traiter les signaux émis par les satellites de la constellation afin d'estimer le triplet : position, vitesse et temps (PVT). Les traitements du signal effectués par le récepteur doivent estimer, à la fois, la phase, la fréquence Doppler et le décalage des codes pseudo aléatoires des satellites visibles [1].

Étant donné que les satellites GNSS sont généralement placés entre 20 000 et 30 000 kilomètres au-dessus de la Terre, leurs signaux sont très faibles et ils sont généralement plus de 20 dB en dessous du niveau du bruit, ce qui signifie qu'ils sont très vulnérables à diverses interférences malveillantes et involontaires [2].

Les interférences non intentionnelles comprennent la scintillation ionosphérique, les interférences d'impulsions radio solaires, les interférences par trajets multiples, les interférences radio fréquence (RFI) et les interférences pulsés générées par les équipements DME (équipement de mesure de distance) et TACAN (système de navigation aérienne tactique) travaillant dans la bande de radioprotection aéronautique. Tandis que, les interférences malveillantes comprennent les brouilleurs civils, capables de diffuser des signaux d'interférence perturbateurs dans les bandes GNSS ou de bloquer la réception des signaux de navigation à proximité et de dégrader les performances des récepteurs GNSS. Bien que l'utilisation des brouilleurs civils soit illégale, il existe de nombreuses preuves de leur utilisation [3].

Ces dernières années, plusieurs groupes de recherche et sociétés se sont concentrés sur les contre-mesures d'interférence GNSS pour garantir l'intégrité de la solution de navigation.

Dans ce contexte, plusieurs solutions ont été développées, elles sont classées en deux groupes basés sur la partie du récepteur sur laquelle elles sont appliquées : le premier groupe englobe les techniques de post-corrélation, néanmoins la deuxième catégorie inclut les

méthodes de pré-corrélation. Ainsi, les techniques basées sur la post-corrélation sont appliquées au niveau des boucles de poursuite, et elles sont basées sur l'analyse de la fonction de corrélation [4]. Cependant, les techniques de pré-corrélation, quant à elles, sont les techniques qui fonctionnent avant le processus d'acquisition. Ces techniques peuvent être classées en trois classes. La première classe comprend des solutions basées sur des antennes adaptatives, elles nécessitent un réseau d'antennes, et elles sont coûteuses et complexes en termes de calcul, mais peuvent atténuer les interférences à large bande et à bande étroite [5]. Dans ce contexte, les techniques existantes comprennent l'algorithme de minimisation de puissance [6], la méthode de formation de faisceau adaptative aveugle [7] et bien d'autres. La deuxième classe englobe les solutions de l'étage de contrôleur de gain automatique AGC et le convertisseur analogique numérique ADC [8, 9, 10]. De plus, la troisième catégorie contient les solutions basées sur le traitement numérique du signal (DSP) et qui sont appliquées à la sortie du convertisseur analogique-numérique (ADC). Il est à noter que ces algorithmes basés-DSP utilisés pour l'atténuation de l'interférence GNSS peuvent être divisés en deux sous-catégories principales : les techniques de filtrage dans le domaine temporel ainsi que celles dans un domaine des transformées. Le traitement dans le domaine temporel est le moyen le plus simple qui agit directement pour traiter les données contaminées et est donc approprié et peu coûteux [11]. Dans la contrepartie, les techniques de filtrage dans un domaine transformé agissent sur les données dans un domaine différent du domaine original [12,13].

Dans cette thèse, nous proposons une nouvelle technique de pré-corrélation [14] pour l'atténuation des interférences dans un domaine transformé considérant une stratégie innovante de seuillage pour rejeter les interférences à bande étroite. La technique présentée est basée sur un algorithme de traitement du signal (DSP) qui peut être implémenté dans le récepteur pour détecter et réduire l'effet des interférences. Premièrement, le signal reçu immergé dans un bruit gaussien blanc additif (AWGN), est multiplié, dans le domaine temporel, (échantillon par échantillon) par une fenêtre Tukey de même longueur. Ensuite, il est transformé dans le domaine DCT. Afin de détecter et de localiser les composantes fréquentielles de l'interférence, le signal transformé est partitionné en paquets non superposés, chacun peut être un paquet non interféré (de la même variance du bruit gaussien) qui doit être préservé, ou un paquet d'interférence (si sa variance est significativement supérieure à la variance de bruit gaussien) qui doit être seuillé. La préservation (ou inversement le seuillage) d'un paquet est obtenue grâce à l'utilisation du seuil universel de l'algorithme de DONOHO. La variance est estimée sur la base de la théorie de l'échantillonnage statistique. La dernière étape consiste en l'application de la DCT inverse pour obtenir une bonne estimation du bruit

gaussien. La technique d'interférence est efficace pour plusieurs types d'interférences telles que les interférences à ondes continues et les interférences pulsées

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

Le chapitre1 : Fondamentaux des Systèmes de Navigation par Satellites

Dans ce chapitre, en premier lieu, nous rappelons quelques généralités sur les systèmes de navigation par satellites. Nous avons présenté les principaux systèmes GNSS et les systèmes régionaux d'augmentation disponibles. Dans un deuxième temps, nous détaillons globalement les structures des signaux de navigation, les différents traitements d'acquisition et de poursuite du signal reçu par le récepteur. Par la suite, nous exposons le principe de l'estimation du rapport signal à bruit du signal GNSS. A la fin, nous présentons, en général, les vulnérabilités que subissent les récepteurs GNSS durant la propagation des signaux GNSS.

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 : Les contremesures d'interférence dans les récepteurs GNSS

Ce chapitre est dédié à la présentation des différentes techniques existantes pour l'atténuation des interférences. Dans une première partie nous présentons les différentes stratégies de détection et d'atténuation des interférences. Nous décrivons aussi le modèle du signal reçu. La seconde partie, est consacrée pour les contremesures pré-corrélation basées sur le traitement des échantillons bruts à la sortie de convertisseur ADC. L'aperçu couvre les stratégies principales dans les domaines temporel, fréquentiel et temps-fréquence où le choix de la technique dépend des caractéristiques de l'interférence.

Chapitre 4 La méthode DCT-MTT pour la détection et de suppression des interférences à bande étroite

Dans le dernier chapitre, nous proposons une nouvelle méthode de pré-corrélation pour détecter et atténuer les interférences dans un domaine transformé (DCT) et qui est

abréviée par DCT-MTT. La stratégie applique un seuillage dans le domaine DCT, en se basant sur la technique de seuillage de DONOHO et utilisant la théorie statistique d'échantillonnage pour l'estimation de la variance de l'AWGN.

Enfin, pour évaluer les performances de la méthode proposée, la DCT-MTT est comparée, en se basant sur plusieurs termes d'évaluations et en utilisant plusieurs scénarios d'interférences, aux méthodes d'atténuation d'interférences GNSS existantes dans la littérature spécialisée du domaine.

Bibliographie

- [1] E. Kaplan et Ch. Hegarty, *Understanding GPS/GNSS: Principles and Applications*. Artech House, 2017.
- [2] R W. Renbiao, W. D. L. Wenyi, L. Wang, J. Qiongqiong, *Adaptive Interference Mitigation in GNSS*. Springer Nature Singapore, 2015.
- [3] R. Mitch, C. Dougherty, L. Psiaki, S. Powell, B.O'Hanlon, J. Bhatti et T. Humphreys, "Know Your Enemy: Signal Characteristics of Civil GPS Jammers," *GPS World*, vol. 24, No. 1, pp. 64-71, 2012.
- [4] F. Bastide, E. Chatre et C. Macabiau, "GPS Interference Detection and Identification Using Multicorrelator Receivers," dans *Proceeding Int. Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 2001)*, pp. 872-881, Salt Lake City, 2001.
- [5] DJ. Moelker, EV. Pol et BN. Yeheskel, "Adaptive antenna arrays for interference cancellation in GPS and GLONASS receivers," dans *Proceeding of the IEEE position location and navigation symposium*, pp 191-8, 1996.
- [6] MD. Zoltowski, F. Haber, "Advanced adaptive null steering concepts for GPS," Dans *Processing MILCOM conference, universal communications*, vol 3, pp. 1214-1248, San Diego, 1995.
- [7] P. Li, D. Lu, R. Wu et al. "Adaptive anti-jamming algorithm based on the characteristics of the GPS signal," dans *Proceedings of 2008 international symposium on intelligent signal processing and communication systems*, pp.181-184, 2008.

- [8] F. Bastide, et al., “Automatic Gain Control (AGC) as an Interference Assessment Tool,” dans *Proceeding ION GPS 2003*, pp. 2042-2053, Portland, 2003.
- [9] S., Savasta, F., Dovis, R., Lesca, D., Margaria, et 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, 2000.
- [10] B. Motella, et L. Presti, “Methods of Goodness of Fit for GNSS Interference Detection,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 50, no. 3, pp. 1690-1700, 2014.
- [11] W.L. Meo, “Novel SREKF-based recurrent neural predictor for narrowband FM interference rejection in GPS,” *International Journal Electron Commun*, vol.62, no. 3, pp. 216–222, 2008.
- [12] F. Dovis, L. Musumeci, et J. Samson, “Performance Comparison of Transformed- Domain Techniques for Pulsed Interference Mitigation,” dans *Proceeding of Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2012)*, pp. 3530-3541, Nashville, 2012.
- [13] M.R. Mosavi, M. Pashaian, M.J. Rezaei, K. Mohammadi, “Jamming mitigation in global positioning system receivers using wavelet packet coefficients thresholding,” *IET Signal Processing*, vol. 9, no. 5, pp. 457–464, 2015.
- [14] Z. A. Khezzar, R. Benzid, L.Saidi, “New Thresholding Technique in DCT Domain for Interference Mitigation in GNSS Receivers,” *Traitement du signal*, vol 37,no.02 ,pp. 169-180,2020.



Chapitre I

FONDAMENTAUX DES SYSTEMES DE NAVIGATION PAR SATELLITES

CHAPITRE 1

FONDAMENTAUX DES SYSTEMES DE NAVIGATION PAR SATELLITES

Introduction

Le but de ce chapitre est de présenter un résumé approprié sur les bases fonctionnelles du GNSS et d'introduire les connaissances indispensables pour suivre les discussions présentées tout au long de cette thèse. Il introduit ainsi, les principes du positionnement par satellites et présente les différents systèmes GNSS existants. Par la suite, la structure des signaux GNSS est montrée. Enfin nous présenterons les différents traitements du signal transmis par les satellites de navigation au niveau de récepteur GNSS.

I.1 Principes fondamentaux du GNSS

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

Naviguer pourrait être défini comme une conduite en mode garanti et sécurisé d'un mobile de son point de départ à sa destination finale. Avec ce concept, nous pouvons comprendre que la navigation est un processus en temps réel et qu'il est important de récupérer la position du mobile déplacé et de garder des mesures cohérentes avec la vitesse du véhicule. La navigation moderne n'évalue plus sa propre position en observant les étoiles, mais, de manière similaire, elle se fait en collectant des signaux radio transmis par des satellites à des positions connues. La position est ensuite récupérée en faisant une trilatération des différentes distances obtenues, en traitant les signaux reçus [1].

I.1.1 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 peut être exprimé comme dans I.1, où c est la vitesse de la lumière [1].

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

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

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^{eme} 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 [3].

I.1.2 Segments du système de navigation

Le système de navigation par satellites est composé de trois segments principaux : le segment spatial, le segment de contrôle et de surveillance et le segment utilisateur. La figure I.2 représente une les différents segments d'un système de navigation.

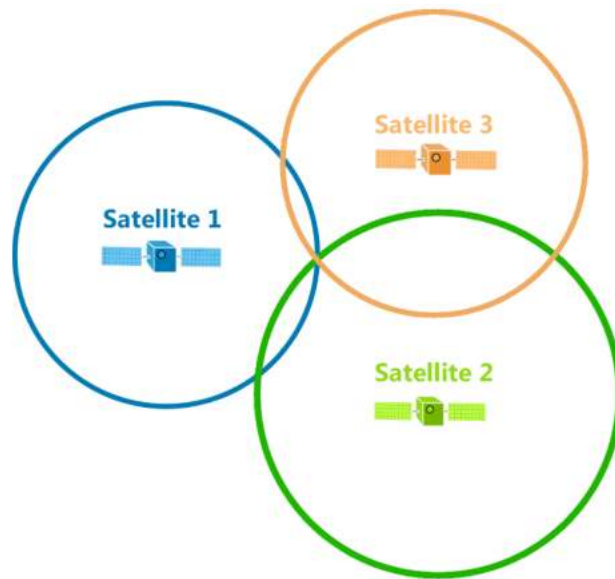


Fig.I.1 Principe de trilatération

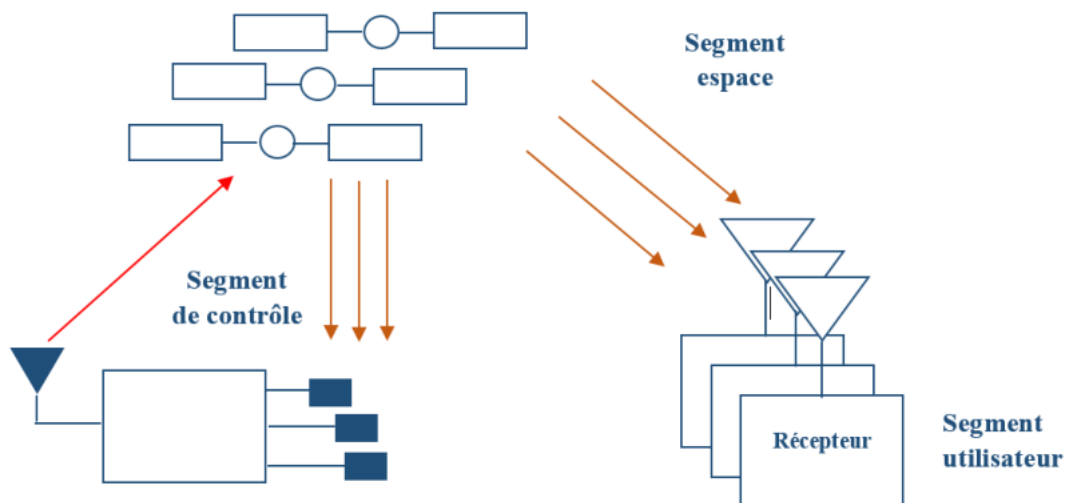


Fig.I.2 Segments du système GPS

I.1.2.1 Segment spatial

Le segment spatial est constitué de satellites disposés dans différents plans orbitaux. Les satellites ont des horloges atomiques précises qui sont en effet synchronisées avec l'horloge du système. Les satellites transmettent des codes de télémétrie et des données de navigation. La figure I.3 montre une illustration de la constellation Galileo et de ses satellites.



Fig.I.3 Constellation des satellites de radio navigation

I.1.2.2 Le segment de contrôle

Le segment de contrôle surveille et télécharge les données vers les satellites, via des stations au sol à différents endroits dans le monde. Il surveille des paramètres tels que le comportement, l'état et les orbites des satellites, et met également à jour les horloges des satellites, les éphémérides, les almanachs, etc. Il envoie également d'autres informations aux satellites. Le segment de contrôle maintient l'horloge du système et génère des messages de navigation [1].

I.1.2.3 Le segment utilisateur

Le segment utilisateur se compose des dispositifs d'utilisateur final qui reçoivent les signaux satellites. Il n'y a pas de limite sur le nombre d'utilisateurs simultanés dans les quatre GNSS mentionné précédemment. Les récepteurs traitent les codes de télémétrie et les données de navigation dans les signaux satellites pour déterminer la position, l'heure, etc. L'évolution des performances et de la taille du récepteur a été l'un des facteurs clés de l'utilisation croissante des systèmes de navigation par satellites où des micro-récepteurs ont été intégrés dans un téléphone portable. La précision s'est également améliorée à d'une façon importante.

I.2 Les différents systèmes mondiaux de navigation par satellite

Dans cette section, nous présentons les principaux systèmes GNSS disponibles et leur statut. Les différents GNSS ont des similitudes, mais certains utilisent des signaux différents. Les systèmes ont respectivement des signaux ouverts et cryptés. Il existe différents services tels que les services ouverts disponibles pour tous, les services autorisés, les services commerciaux, etc.

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. A partir de avril 2019 la constellation GPS devient 31 satellites opérationnels [1][4].

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 (lagacy) et ils sont transmis par tous les satellites de la constellation GPS. Les deux signaux utilisent deux fréquences porteuses : L1 sur 1 575,42 MHz 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 [1].

I.2.2 Système de navigation GLONASS

GLONASS a été développé par l'ancienne Union soviétique en 1976 et est géré par le gouvernement russe depuis l'effondrement de l'Union Soviétique. Le 12 octobre 1982. Le premier satellite *GLONASS* a été lancé avec succès, indiquant la naissance du deuxième GNSS

après le GPS. Contrairement au GPS, les signaux GLONASS initiaux utilisaient la technique *FDMA* (Frequency Division Multiple Access), de sorte que tous les satellites du système GLONASS utilisaient le même code d'étalement, mais différents satellites utilisaient des fréquences porteuses de signaux différentes. Cette disposition est très différente de la technique *CDMA* utilisée par le système GPS pour distinguer 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 $L1 = 1602 + 0,5625 \times k$ (MHz) et $L2 = 1246 + 0,4375 \times k$ (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 [1].

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 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).[1][5]

I.2.4 Système de navigation Beidou

Beidou est un système de navigation et de positionnement par satellites construit en Chine avec des droits de propriété intellectuelle indépendants. Par rapport à d'autres systèmes, l'une des caractéristiques mise en évidence du système Beidou est qu'il est capable de communiquer des messages courts.

Chronologiquement, le système expérimental (système de 1ère génération) a commencé son développement depuis 1994 et a atteint des capacités de positionnement actif en 2000. La deuxième étape, qui est la construction du Beidou (système de deuxième génération) a

commencé en 2004, et la capacité de positionnement passif régional a été atteinte en 2012. Enfin, pour la troisième étape, a été élaboré 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 [1][8].

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 depuis des emplacements dans les régions Asie-Océanie. Les services QZSS ont commencé officiellement le 1er novembre 2018, tandis que le plan actuel est d'avoir une constellation de sept satellites d'ici 2023. Le principal objectif de QZSS est d'augmenter la disponibilité du GPS dans les nombreux canyons urbains du Japon [1].

I.2.6 Système de navigation NavIC

NavIC-1L a été lancé avec succès le 12 avril 2018 pour augmenter la constellation NavIC à sept satellites opérationnels. NavIC couvre l'Inde et une région s'étendant sur 1 500 km autour d'elle, avec des plans pour une extension supplémentaire de la couverture en augmentant le nombre de satellites dans la constellation de sept à onze. Les signaux NavIC consistent en un service de positionnement standard et un service de précision. Les deux sont transportés sur la bande L5 (1176,45 MHz) et la bande S (2492,028 MHz) [1].

I.2.7 Les systèmes d'augmentation spatiale SBAS

Les performances des systèmes mondiaux de navigation par satellites (GNSS) peuvent être améliorées par des systèmes régionaux d'augmentation par satellite (SBAS). Le SBAS améliore la précision et la fiabilité des informations GNSS en corrigeant les erreurs de mesure des signaux et en fournissant des informations sur la précision, l'intégrité, la continuité et la disponibilité de ses signaux.

Le SBAS utilise des mesures GNSS prises par des stations de référence localisées avec précision déployées sur un continent entier. Toutes les erreurs GNSS mesurées sont transférées vers un centre de calcul central, où les corrections différentielles et les messages d'intégrité sont calculés. Ces calculs sont ensuite diffusés sur la zone couverte à l'aide de satellites

géostationnaires qui sont considérés comme une superposition au message GNSS d'origine [1][5][6].

Les systèmes SBAS, actuellement, en fonctionnement sont :

- **EGNOS** (European Geostationary Navigation Overlay Service) pour l'Europe.
- **WAAS** (Wide Area Augmentation System) pour les Etats-Unis.
- **GAGAN** (GPS Aided GEO Augmented Navigation) pour l'Inde.
- **SDCM** (System for Differential Corrections and Monitoring), assure la surveillance de l'intégrité du GPS ainsi que de GLONASS ;
- **SNAS** (Satellite Navigation Augmentation System) pour le système chinois Beidou ;

I.3 Les signaux GNSS

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

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

Un signal GPS/GNSS comporte trois composantes principales :

- La modulation (porteuse) : plusieurs bandes de fréquences sont partagées par les systèmes de navigation. La transposition des signaux numériques en bande de base dans ces bandes fréquentielles est réalisée par des modulations BPSK ou BOC et leurs variantes ;
- Un code d'accès DS-CDMA : La technique DS-CDMA permet aux satellites de la même constellation de partager la même bande de fréquence sans interférer. Le DS-CDMA par un code PRN (Pseudo Random Noise) est la technique d'accès utilisée. Le système GLONAS 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-CDMA dans ses nouveaux satellites [1] ;
- 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 Fréquences et modulation

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

La porteuse est modulée par les signaux précédents à l'aide de méthodes « binary phase shift keying (BPSK) ». Notez que les deux signaux sont modulés en- phase et quadrature les sur L1.[1][8]

$$s^k(t) = \sqrt{2A_C} c^k(t)d^k(t) \cos(2\pi f_{L1}t) + \sqrt{2A_{PL1}} P^k(t)d^k(t) \sin(2\pi f_{L1}t) + \sqrt{2A_{PL2}} P^k(t)d^k(t) \sin(2\pi f_{L2}t) \quad (I.3)$$

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.5 présente le signal finale BPSK.

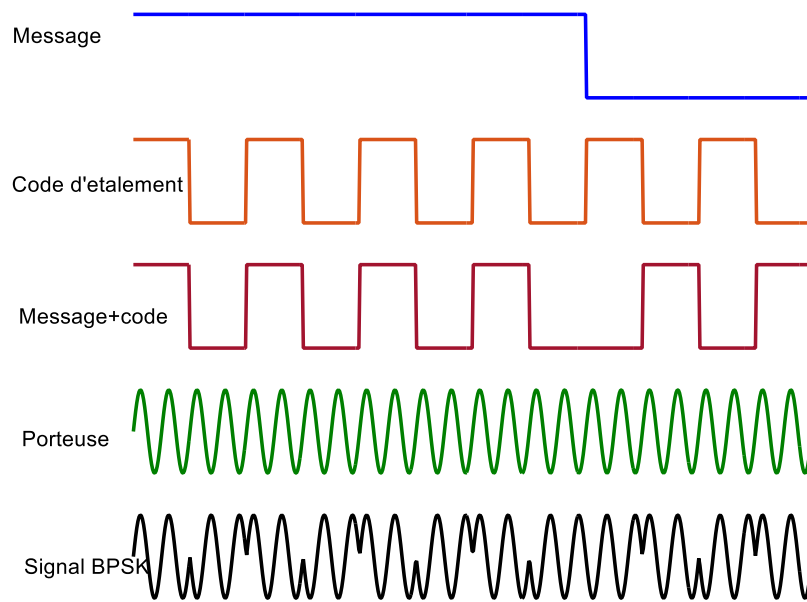


Fig.I.4 Structure des signaux GPS L1C/A [12]

Le débit du code d'étalement $f_c=1.023MHz$ 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 $1.023MHz$ [10] : $f_c = 1/T_c = n \times 1.023 MHz$. Un signal avec modulation d'étalement BPSK-R (n) a des séries temporelles d'étalement

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

Avec symbole d'étalement

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

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

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

La figure I.5 présente les PSDs des signaux de block III (C/A et P(Y)).

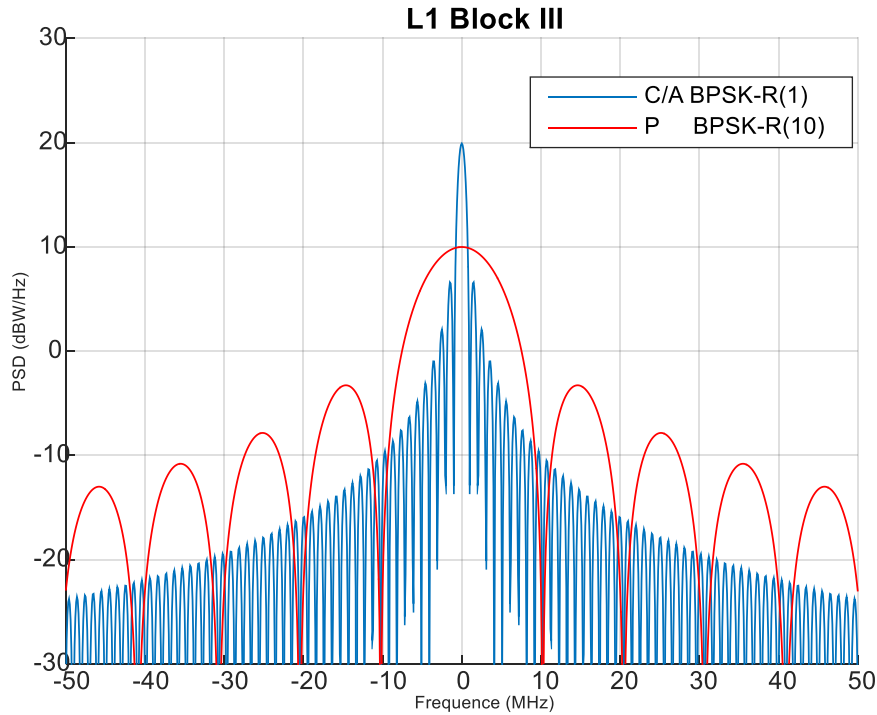


Fig.I.5 PSD des BPSK-R(n) [12]

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 de 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 $f_c = 1,023 \text{ MHz}$ [8]. On a donc :

$$f_s = m \times 1.023 \text{ MHz.}$$

$$f_c = n \times 1.023 \text{ MHz.}$$

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

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

Le schéma de la différence entre signal modulé en $BOC(1,1)$ et un autre avec BPSK est donné à la figure I.6

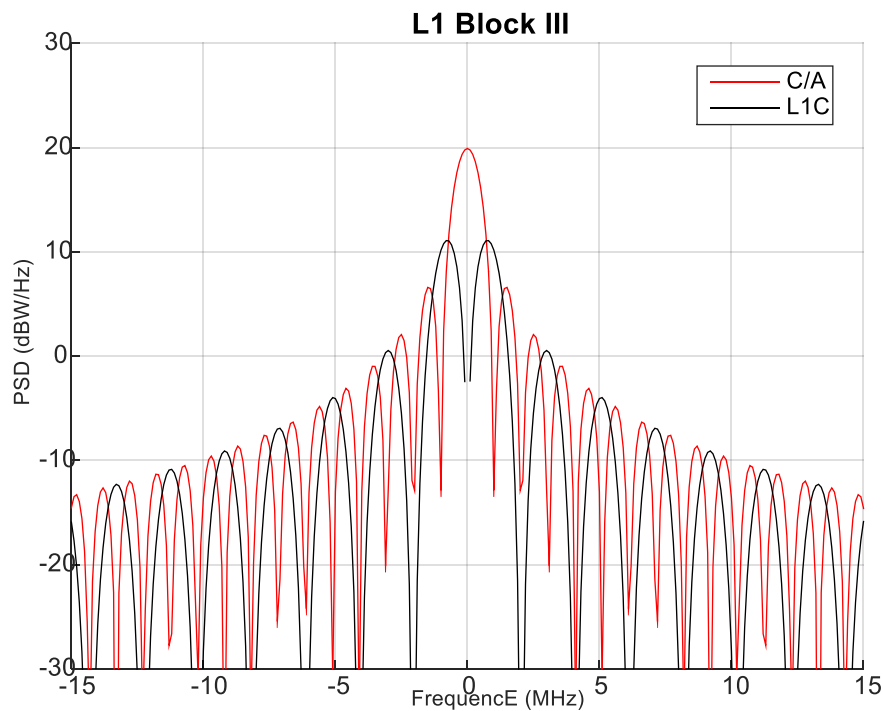


Fig.I.6 Modulation BPSK et BOC(1,1) [12]

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 [8] :

$$\Phi_{BOC_s(m,n)}(f) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{f_c} \sin^2(\pi f / f_c) \tan(\pi f / f_s), \frac{2m}{n} \text{ paire} \\ \frac{1}{f_c} \frac{\cos^2(\pi f / f_c)}{(\pi f / f_c)^2} \tan(\pi f / f_s), \frac{2m}{n} \text{ impaire} \end{array} \right\} \quad (I.8)$$

La figure I.7 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 différents phases et paramètres BOC.

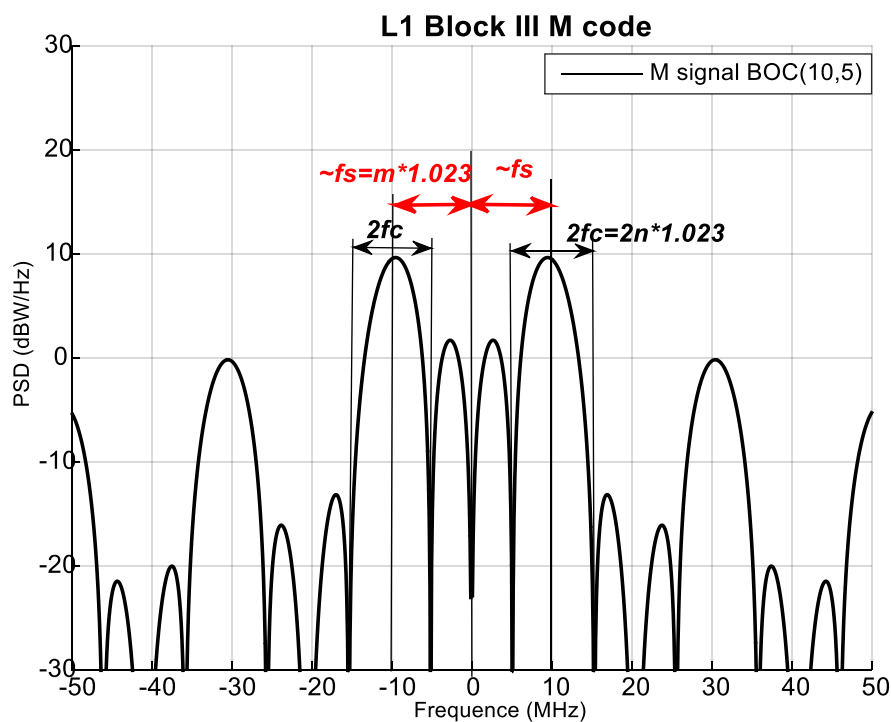


Fig.I.7 PSD d'une modulation BOC(10,5) [8]

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* (*AltBOC*) [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.8.

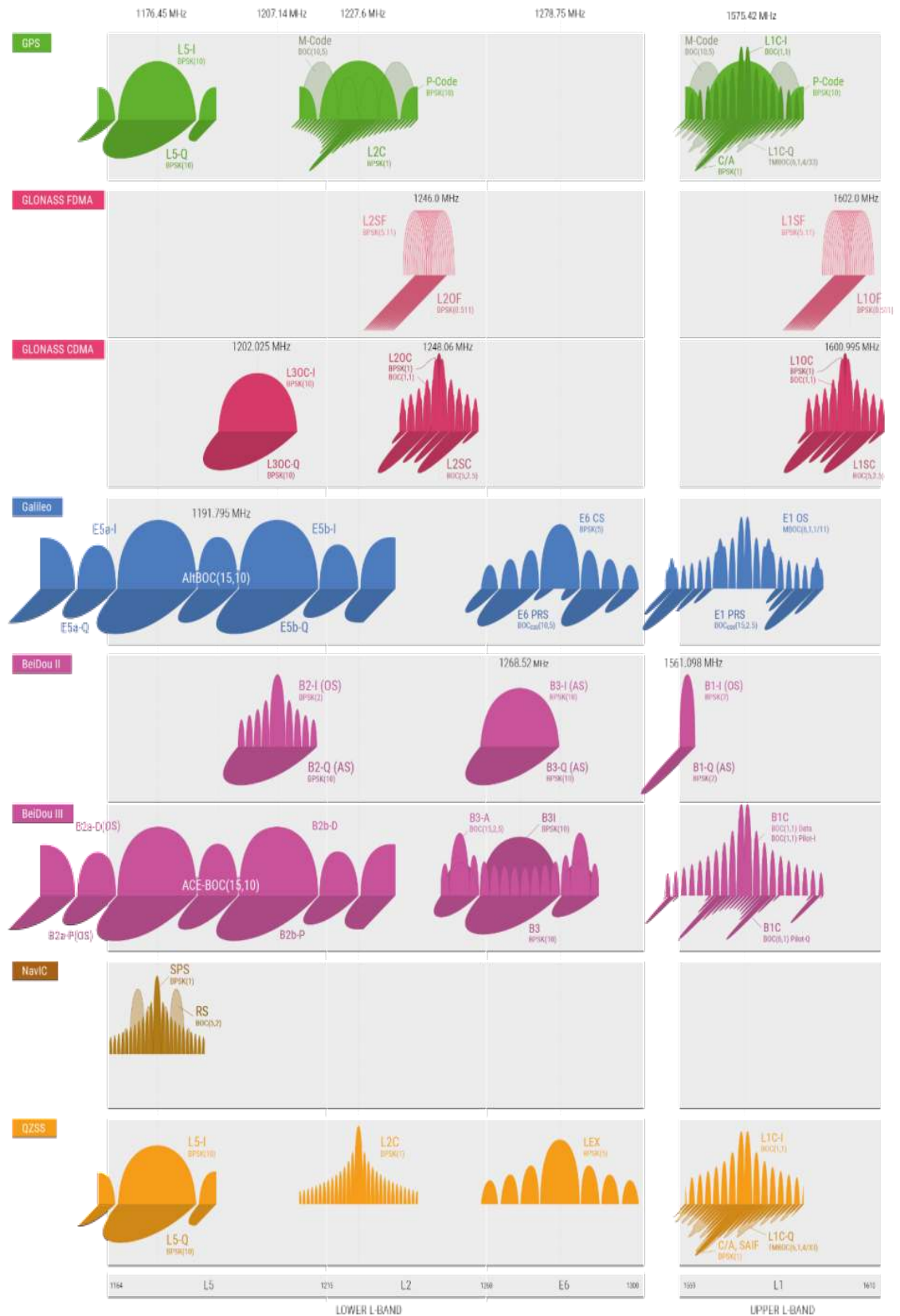


Fig.I.8 Occupation fréquentielle et modulation des systèmes GNSS [8]

I.3.3 Les codes pseudo-aléatoires

Les systèmes GNSS sont des systèmes à étalement de spectre, qui consiste à transmettre un signal d'information avec un spectre beaucoup plus large que nécessaire. Cela peut être accompli en multipliant le signal d'information par une séquence spécifique, dite code d'étalement, qui possède un débit plusieurs fois supérieur au débit du signal original. Cette technique s'appelle étalement de spectre par séquence directe (DS-SS) [8][10]. Les codes utilisés sont des codes PRN (Pseudo Random Noise) composés d'éléments binaires appelés "chip". A chaque satellite est associé un code PRN qui lui est propre.

Le code C/A (code Gold), généré à partir des registres à décalage linéaire avec un retour LFSR (figure.1.9), le nombre maximum des états binaires utilisables produit dans chaque période est $N = 2^n - 1$ où n est le nombre des bits de registre à décalage, alors, le code C/A ayant une longueur de 1023 chips, sa période est donc de $T_{C/A} = 1$ ms avec un débit binaire $f_c = 1.023 \text{ MH}$

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

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

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

Pour l'auto-corrélation la maxime de pic est 1023 qui correspond à la longueur maximale de séquence d'étalement $P = 2^n - 1 = 1023$, donc le code ne corrélé que avec lui-même, figure I.10.

Les signaux GPS modernisé et Galileo utilisent des codes PRN appelé système à plusieurs niveaux « tiered PRN codes ». La construction du code à plusieurs niveaux permet la génération de codes d'étalement longue à partir de codes primaires et un code secondaires plus courts. Le code secondaire permet de modifier les répétitions successives du code primaire [11].

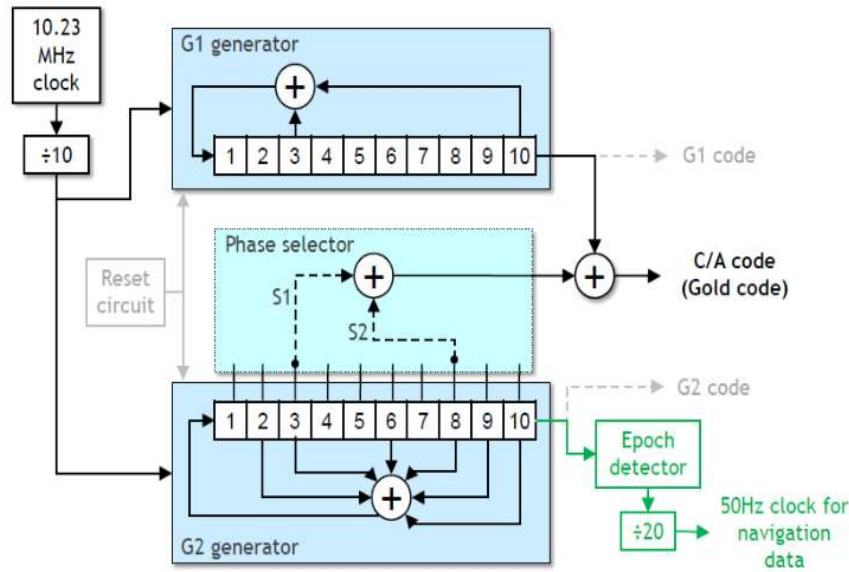


Fig.I.9 Générateur des codes d'étalements C/A code [12]

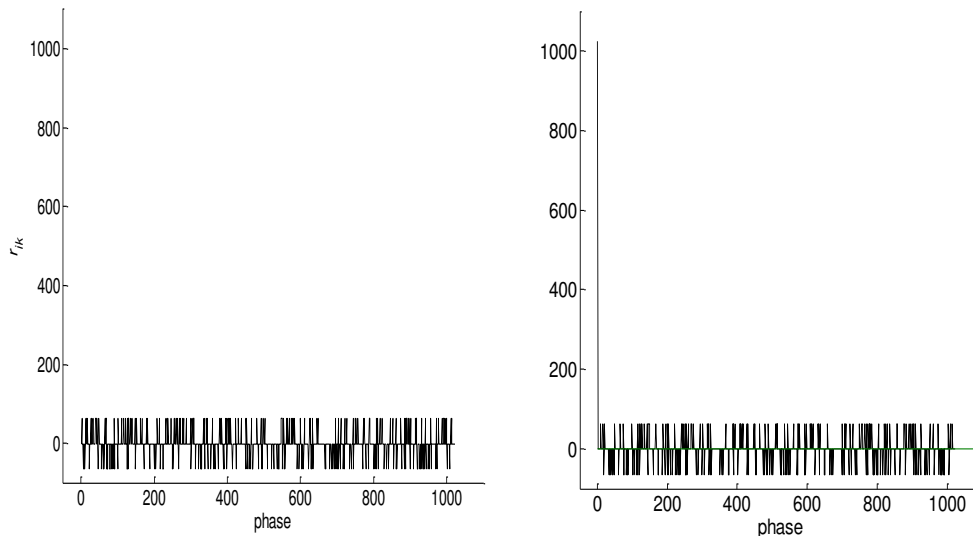


Fig.I.10 Auto-corrélation et corrélation-croisé des codes des satellites (C/A) [12]

I.3.4 Les messages de navigation

Les messages de navigation contiennent des données bien définies, qui sont nécessaires aux récepteurs pour effectuer leur calcul de position. Ces données sont calculées dans les centres de contrôle au sol de GPS et de Galileo puis sont transmises au moins quotidiennement aux

satellites lorsque ceux-ci sont en communication avec une station sol de transmission. Chaque satellite enregistre ces données à bord et les intègre dans les signaux qu'il transmet aux récepteurs. Ces données comportent notamment les almanachs, les éphémérides, les paramètres de correction ionosphérique et les corrections d'horloge. La diffusion de ces informations est réalisée à un débit extrêmement faible, de l'ordre de 50 bit/s pour GPS C/A et jusqu'à 250 bit/s pour Galileo [5][12].

I.4 Réception du signal GNSS

I.4.1 Architecture d'un récepteur GPS

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

On représente Figure I.11 l'architecture générale d'un récepteur. Dans cette architecture on distingue une partie analogique, qui conditionne le signal avant traitement, et une partie numérique qui réalise l'ensemble des traitements de band de base et le calcul du PVT (Position, Vitesse, temps).

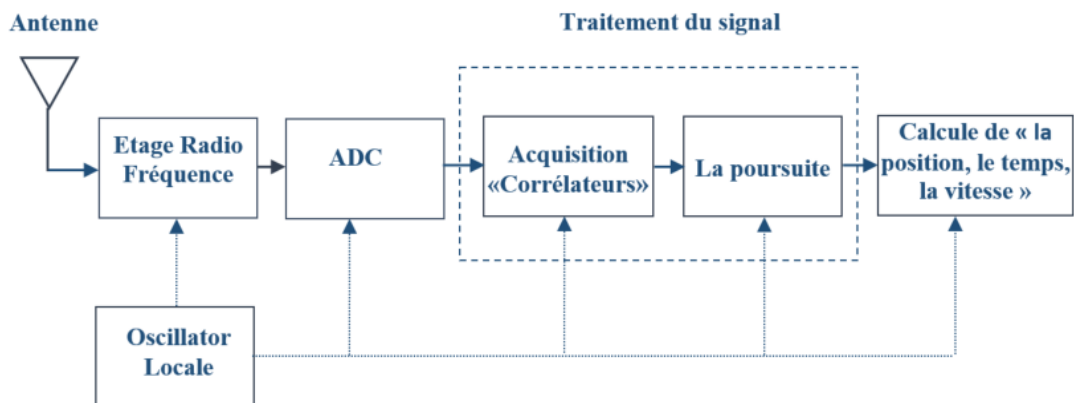


Fig.I.11 Schéma fonctionnel du récepteur GNSS

Les différents sous-systèmes, de la Figure I.11, qui composent l'architecture d'un récepteur sont les suivants :

- L'antenne
- La chaîne radio- fréquence : Front-end (RF chain)

- Le convertisseur analogique-numérique (ADC)
- L'unité de traitement du signal (Signal processing)
- Les fonctions de traitement de navigation (Navigation processing)
- Un oscillateur local (Reference oscillator & frequency synthesizer).
- Une alimentation.

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

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

Où M est le nombre total des satellites visibles, $s_i(t)$ représentant le signal GNSS transmis provenant de $i^{\text{ème}}$ satellite visible, and $n(t)$ est st le bruit introduit par le récepteur, on suppose le bruit additif, Gaussien, centré et de variance unitaire (AWGN). notons que , chaque signal GNSS utile peut être exprimé comme suit [5][10][8] :

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

Où P est la puissance du signal reçu, $d(t)$ les données de navigation, $c(t)$ le code d'étalement du signal en visibilité, tandis que τ_0 , f_d et φ_0 sont le retard du code reçu, la fréquence Doppler, et la phase introduite par le canal ; f_{IF} est fréquence centrale de signal GNSS.

Les signaux RF , amplifiés et filtrés, sont alors transformés en fréquences intermédiaires (IF) grâce aux multiplieurs basses fréquences. En suite une conversion analogique numérique est réalisée sur le signal à changer à la fréquence intermédiaire par un bloc composé du convertisseur analogique-numérique (ADC) piloté par le contrôle automatique de gain (AGC).

Conséquent, le signal échantillonné et numérisé à la fréquence $f_s = \frac{1}{T_s}$ est donné par :

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

On peut montrer que pour une largeur de bande de la chaîne radio- fréquence B_{IF} , en échantillonnant le signal à la fréquence de Nyquist $f_s = 2B_{IF}$, la variance du bruit devient [1] :

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

N_0 est la densité spectral de puissance PSD du bruit.

En conséquence, le signal GNSS numérisé du satellite visible devient :

$$s(n) = \sqrt{2Pd} (nT_s - n_0) c(nT_s - n_0) s_c(nT_s - n_0) \cos(2\pi(f_{IF} + f_d)nT_s + \theta_0) \quad (\text{I.14})$$

Les signaux des différents satellites en visibilité étaient reçus tous ensemble par l'antenne du récepteur GNSS et il faut séparer chaque signal individuel, pour chacun d'eux, mesurer l'instant de réception grâce à la fonction de corrélation. Pour cela, les récepteurs sont dotés de plusieurs "canaux", à chacun desquels est attribué le traitement d'un satellite donné [12][13].

I.4.2 L'acquisition des signaux GNSS :

Cette opération obligatoire a pour but de détecter la présence du signal d'un satellite dans l'ensemble des signaux reçus par l'antenne du récepteur. L'acquisition permet également de déterminer le décalage du code et de fréquence provoqués par la diffusion du signal et l'effet Doppler. De manière générale, l'acquisition est une recherche temps-fréquence qui consiste à calculer, sur un ensemble de délais temps/fréquence, les différentes corrélations entre le signal reçu et une réplique locale affectée par un délai et un Doppler fixé [6][13].

La réplique est générée par le récepteur en faisant varier le l'ensemble code-porteuse. L'acquisition consiste alors à chercher le maximum de la corrélation, entre le signal reçu r et un signal local régénéré \hat{r}

$$v_m = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_n \hat{r}_{n+m} \quad (\text{I.15})$$

N : est le nombre total d'échantillons du signal

m : est le décalage

v_m : est le maximum atteint lorsque le signal local \hat{r} a le même code et la même fréquence porteuse que le satellite recherché dans le signal r . Ce signal contient l'ensemble des satellites visibles. Si le satellite n'est pas visible la corrélation est nulle ou presque.

On a donc une recherche bidimensionnelle à effectuer pour extraire l'ensemble des informations suivantes :

- Détecter la visibilité d'un satellite dans l'ensemble des signaux reçu par un récepteur ;
- déterminer, pour un satellite visible, le retard sur le code et le décalage Doppler de la porteuse

Les trois techniques d'acquisition des signaux GNSS sont les suivantes [11] [13] :

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

On représente dans la Figure I.12 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.

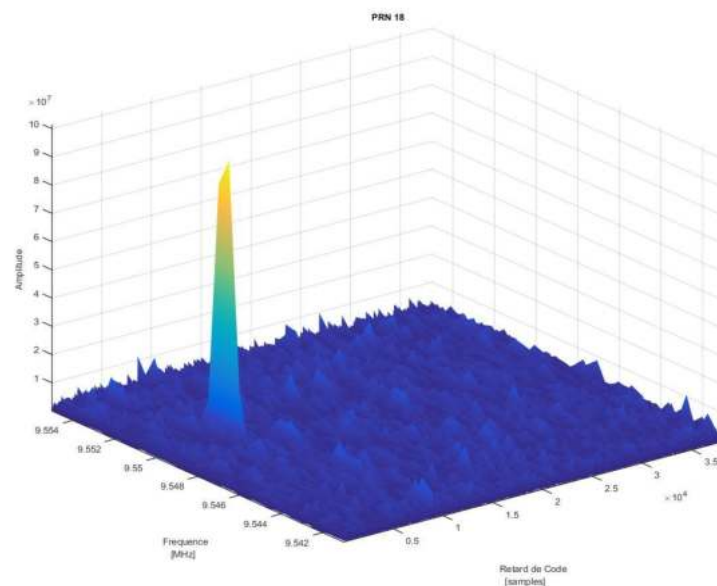


Fig.I.12 Acquisition d'un satellite visible (la fonction d'ambiguïté).

Dans le cas de la recherche en série, les décalages de code et de fréquence sont évalués en série jusqu'à ce que les valeurs correctes soient trouvées. Figure I.13. Ainsi, le signal $r[n]$ est multiplié avec un code d'étalement généré localement qui a une phase de 0 à 1022. Après la multiplication du code C/A avec le signal $s[n]$, l'étape suivante consiste à générer deux porteuses par un oscillateur local avec une différence de phase 90° entre les deux. Les deux

composantes I (en phase) et Q (en quadrature) sont intégrées sur une période du code d'étalement (1ms pour C/A). Pour améliorer le rapport signal sur 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. Pour un pas de recherche en fréquence de 500 Hz et un pas temporel de 1bit de code, il est nécessaire de calculer 41943 valeurs de corrélation [11].

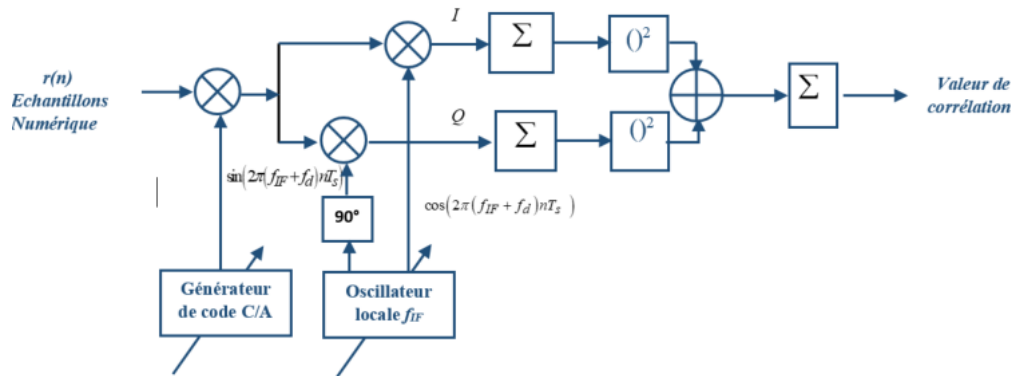


Fig.I.13 Principe de l'acquisition par la recherche en série [11].

L'objectif de la méthode d'acquisition par recherche parallèle sur le retard de code est d'effectuer une corrélation avec le signal entrant et un code PRN dans le domaine fréquentiel, pour modérer les inconvénients de la méthode de recherche en série. Le signal d'entrée est converti en deux composantes « en phase et en quadrature » qui sont utilisées en entrée comme partie réelle et complexe. Le résultat est multiplié par le conjugué de la transformée de Fourier (FFT) du code d'étalement à générer du satellite recherché. Enfin le résultat sera obtenu en prenant l'amplitude de la transformée de Fourier inverse (IFFT) du produit (pour le retour au domaine de temporel) [11]. On présente dans la figure I.14 le principe de fonctionnement de cette approche.

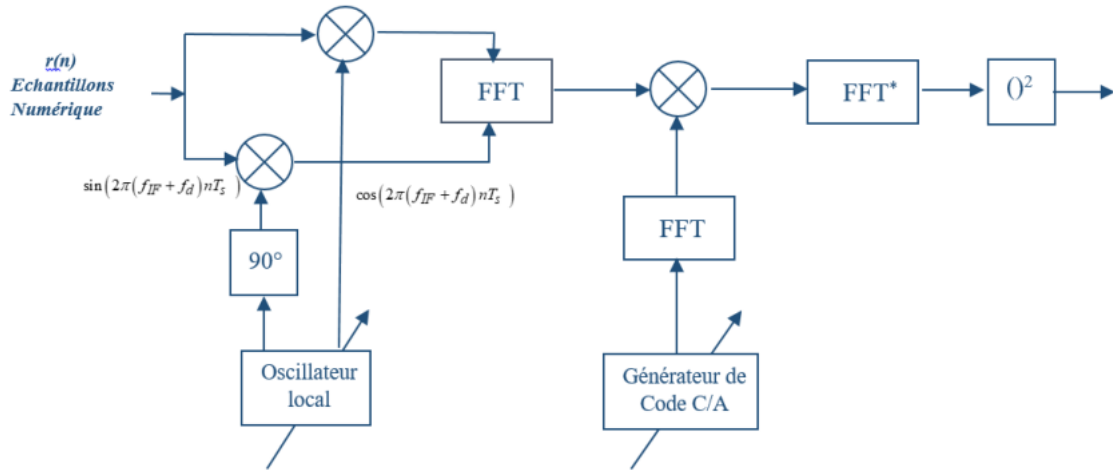


Fig.I.14 Principe de l'acquisition par la recherche parallèle [11]

Le module d'acquisition sert à vérifier la présence du satellite, 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)

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

Si la quantité Z dépasse un certain seuil prédéfini, alors on parle d'une acquisition réussie, il est possible, également, de produire des estimations grossières initiales du décalage Doppler et de code et de fréquence.

I.4.3 Poursuite du signal GNSS

Après l'étape d'acquisition détaillée dans la section I.4.2 qui contribue à confirmer l'existence d'un satellite visible et d'estimer le retard et la fréquence Doppler initiaux du signal, le récepteur continue à "poursuivre" le signal en ajustant en permanence l'évolution du retard sur le code, de la fréquence et de la phase porteuse générée par les mouvements relatifs entre le satellite et le récepteur de l'utilisateur. Pour cela trois boucles d'asservissement doivent coopérer :

- La boucle à verrouillage de fréquence FLL (Frequency Lock Loop) qui poursuit la fréquence porteuse $f_{IF} = (f_{IF} + f_d)$.
- La boucle à verrouillage de phase PLL (Phase Lock Loop) qui poursuit la phase φ_0 .

- la boucle à verrouillage de délai de code DLL (Delay Lock Loop) qui poursuit le retard du code τ_0 .

Dans le système de poursuite, de la Figure I.15, ces trois boucles sont intégrées. En effet, la sortie de la boucle de poursuite de la porteuse sera utilisée lors de la démodulation (carrier wipe-off) de la boucle de poursuite du code. Les boucles de poursuite PLL et FLL utilisent le code synchronisé (code “prompt”), fourni par la boucle de code pour le dés-étalement du signal (wippe-off) [4] [6][12].

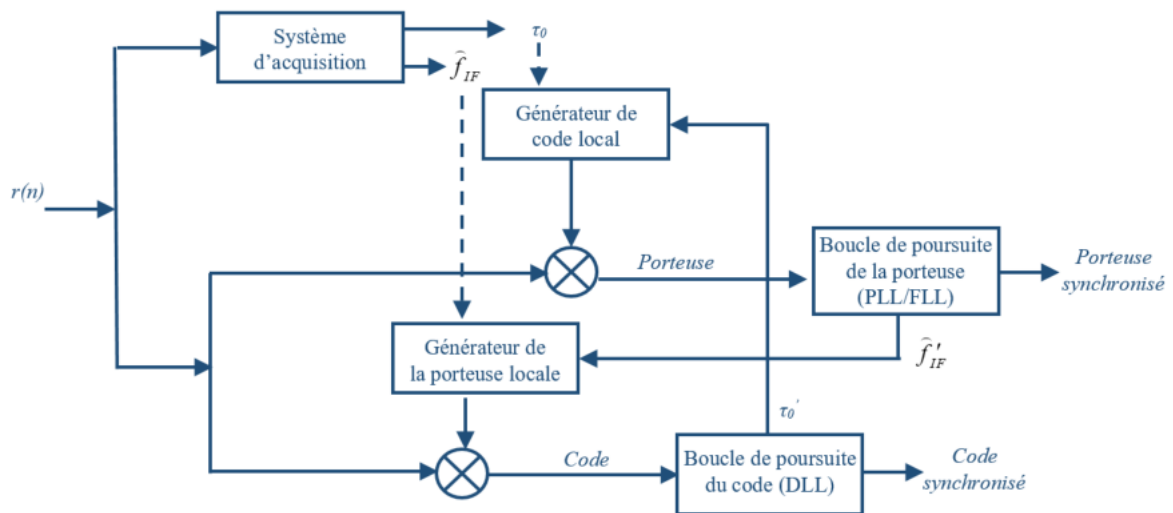


Fig.I.15 Schéma fonctionnel d'une boucle de poursuite du code et de la porteuse

La Figure I.16 représente l'évolution de la corrélation, déduite des composantes I et Q, lorsque le code du signal reçu est en retard, synchronisé, ou bien en avance.

I.4.4 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].

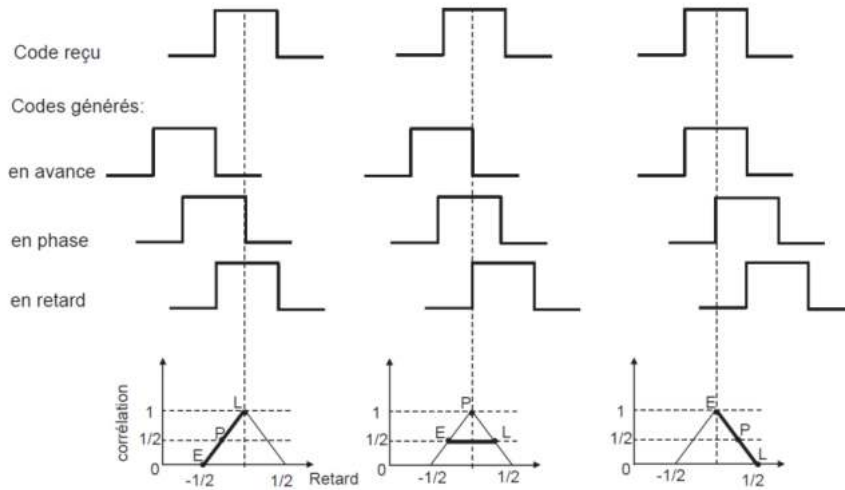


Fig.I.16 Evolution de la corrélation en fonction des codes Avance, En phase et Retard

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][6][14]

Le *SNR* est généralement exprimé en décibels :

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

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

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

I.5.2 Le rapport C/No

Le rapport de la puissance de la porteuse sur la densité de puissance du bruit, *C/No*, 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/No* peut être formulé comme suit :

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

Soit en décibels :

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

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

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

BW : la largeur de la bande équivalente du bruit du dernier étage du frontal RF du récepteur $[dB Hz]$ [13].

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 [5][14] .

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.

I.6 Les vulnérabilités sur le GNSS

Les performances en terme de précision d'estimation de position, la fiabilité et de la continuité de service dépendent de l'aptitude de récepteur à acquérir le signal GNSS dans l'espace et de continuité de l'opération de poursuite. Bien que le système se base sur la technique DS-SS ce qui conduit à une robustesse intrinsèque, la puissance faible de signal reçu

(20 dB sous le niveau de bruit thermique) rend les systèmes aux vulnérables à différentes perturbations [1][15].

Les erreurs connues en réception peuvent être de deux types : les sources internes et les sources externes au système GNSS. Les sources internes peuvent inclure des erreurs de synchronisme d'horloge, le bruit interne des équipements électroniques, des retards instrumentaux ou l'effet du centre de phase d'antenne. Ces erreurs sont minimisées dans la phase de conceptions mais pas complètement éliminées. Au moyen de facteurs de correction ou de calculs supplémentaires, ces problèmes peuvent être totalement supprimés. Les erreurs externes sont dues à des causes liées à la propagation des signaux. Les principaux effets sont causés par l'état de l'atmosphère et les caractéristiques de l'environnement local du récepteur. Les plus remarquables sont les retards ionosphériques et troposphériques, les erreurs de trajets multiples, les signaux d'interférence et enfin les attaques d'espionnage (spoofing attacks) [16].

I.7 L'impact des Interférences radiofréquence sur les récepteurs GNSS

La distance entre le satellite et le récepteur est très importante et la puissance d'émission du satellite est assez faible, généralement le signal émis est immergée dans le bruit thermique du récepteur. Lorsque le récepteur est soumis aux impacts des divers interférences radiofréquence RF intentionnelles « inconscientes », le signal GNSS ne peut pas être extrait du bruit, ce qui entraîne finalement une réduction de la précision de positionnement et une perte de sur la boucle de verrouillage de la poursuite.

Les interférences radiofréquence (*RFI*) sont généralement définies comme le phénomène qui se produit lorsque l'énergie *RF* rayonnée par une source externe provoque un dysfonctionnement d'un appareil électronique. D'une manière simple, les interférences peuvent être définies comme « quel que soit le signal, quel que soit le service, fonctionnant à la même fréquence que le récepteur satellite et pouvant l'ennuyer ». Les interférences sur les récepteurs GNSS peuvent être classées en deux types : les interférences intentionnelles et non intentionnelles. La Figure I.18 montre les différentes sources d'interférences.

Les interférences intentionnelles comprennent le brouillage et les attaques d'imitation « spoofing » ; tandis que les interférences non intentionnelles incluent les signaux transmis indésirables (avec la même fréquence porteuse que les signaux GNSS), les interférences de trajets multiples et les interférences d'impulsions dans la bande [8][16].

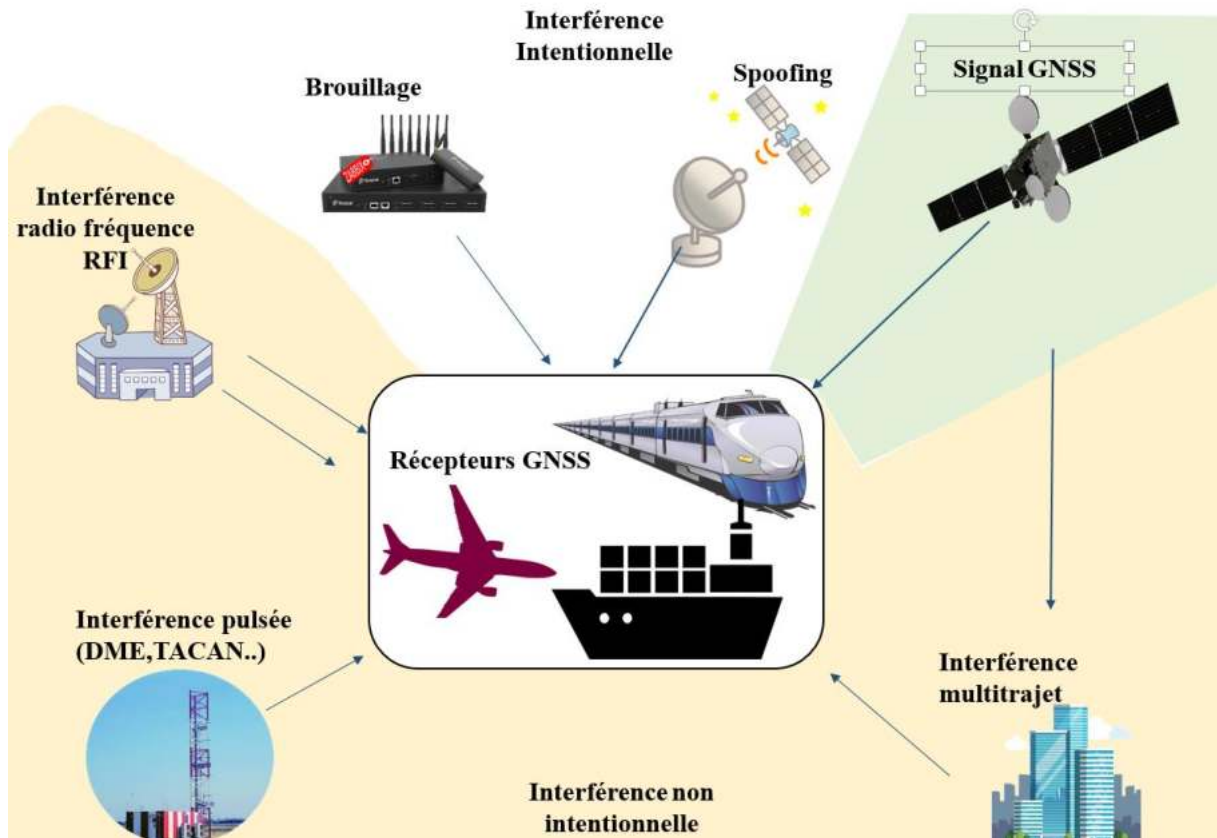


Fig.I.17 Différents types d'interférences sur les récepteurs GNSS

Conclusion

Premièrement, ce chapitre a présenté brièvement le GNSS et son état de développement. Ensuite, en utilisant le GPS comme exemple, nous avons présenté brièvement les principes de base du GNSS sous différentes perspectives telles que le principe de trilatération, la composition, la structure du signal et les caractéristiques du GNSS, et les principes de base sur les récepteurs GNSS. Les différents traitements sur le signal reçu sont aussi présentés.

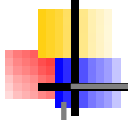
Cependant, nous avons donné dans ce chapitre le principe du calcul des rapports C/N_0 et SNR constituent les principales métriques de la qualité du signal reçu.

Enfin, nous avons présenté les vulnérabilités sur le GNSS, et nous nous sommes intéressés à la problématique spécifique qui est les impacts des interférences sur les récepteurs GNSS, ainsi qu'un bref aperçu des différents types d'interférences.

Bibliographie

- [1] E. Kaplan et Ch. Hegarty, *Understanding GPS/GNSS: Principles and Applications*. Artech House, 2017.
- [2] S. Tay, *Analyse et modélisation de l'utilisation de signaux GNSS en environnement marin*. Thèse de Doctorat, Université européenne de Bretagne, 2012.
- [3] A. Bourdeau, *Approches avancées de navigation par signaux GNSS en environnement urbain utilisant un modèle 3D*. Thèse doctorat, Université de Toulouse, 2013.
- [4] S. Roche, *Méthodes de poursuite de phase pour signaux GNSS multifréquence en environnement dégradé*. Thèse doctorat, Université de Toulouse, 2013.
- [5] J. Nurmi, E.S. Lohan, S. Sand et H. Hurskainen, *GALILEO Positioning Technology*. Signals and Communication Technology Springer, 2014.
- [6] A. Bourkane. *Estimation du rapport signal a bruit d'un signal GPS par filtrage non linéaire*. Thèse doctorat, Université de Tanger, 2015.
- [7] P.A Esteves, *Techniques d'acquisition à haute sensibilité des signaux GNSS*. Thèse doctorat, Université de Toulouse, 2014.
- [8] J. W. Betz, *Engineering Satellite-based navigation and Timing Global Navigation Satellite Systems Signals and Receivers*. John Wiley & Sons, 2016.
- [9] J.W. Betz, "Binary offset carrier modulations for radionavigation," *Navigation Journal of The Institute of Navigation*, vol. 48 no.4, p. 227–246 , 2002.
- [10] E.G. Manfredini. *Signal processing techniques for GNSS anti-spoofing algorithm*. These doctorat, Politecnico di Torino, 2017.
- [11] Z. A. Khezzar, *Acquisition Rapide des Signaux GNSS un par récepteur logiciel*. Thèse de magistère, Université de Batna, 2011.
- [12] K. Borre, D.M. Akos, N. Bertelsen, P. Rinder et S.H Jensen, *A Software-Defined GPS and Galileo Receiver A Single-Frequency Approach*. Birkhauser, 2007.
- [13] J. Tsui, *Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach*. John Wiley & Sons, 2005.
- [14] J. Angelo, "What is the difference between SNR and C/N0 ," *Inside GNSS*, vol.5 ,pp. 20–25, 2010.
- [15] F. Dovis, *GNSS Interference Threats and Countermeasures*. Artech House ,2015.

- [16] W. Renbiao, W. D. L. Wenyi, L. Wang, J. Qiongqiong, *Adaptive Interference Mitigation in GNSS*. Springer Nature Singapore, 2015.



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.

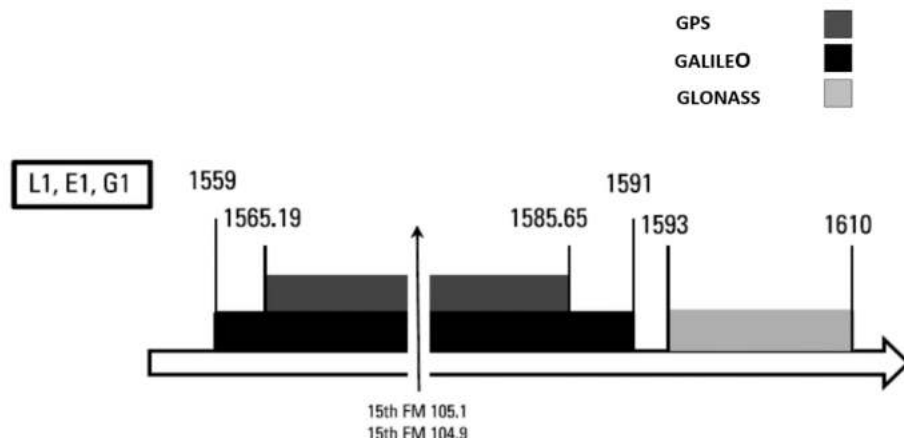


Fig.II.1 Interférence potentiel d'une harmonique des chaînes TV [1].

II.2.1.3 Les Harmoniques FM

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

II.2.1.4 Service mobile par satellite

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

II.2.1.5 Les harmoniques VOR et ILS

Le VHF Omnidirectionnel range (VOR) est un type de système de radionavigation pour les avions 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 avions pour les approches atterrissage.

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

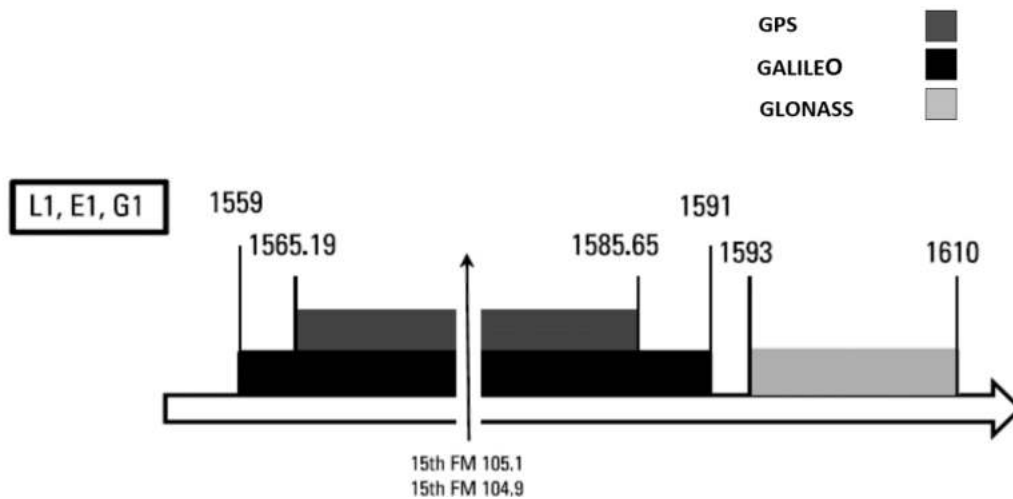


Fig.II.2 Interférence potentielle d’une harmonique FM [1].

II.2.2 Les signaux d’interférences dans la bande

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

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

II.2.2.1 Systèmes de communication aéronautiques militaires / civils

Les systèmes de communications militaires peuvent être considérés comme des interférences dans la bande en raison de la bande de signal utilisée par les systèmes.

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

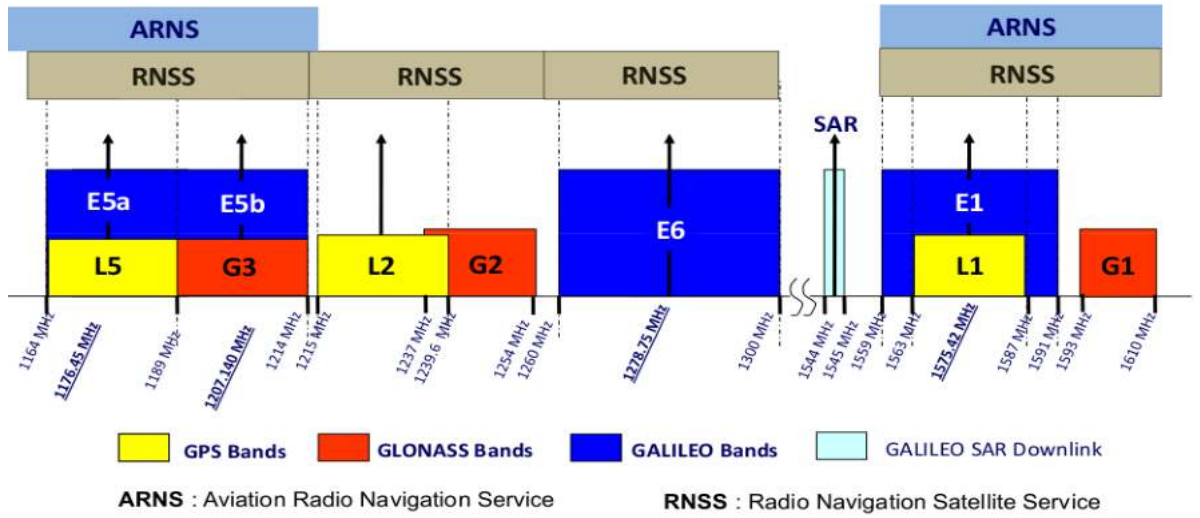


Fig.II.3 Attribution des fréquences ARNS

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

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

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

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

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

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

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

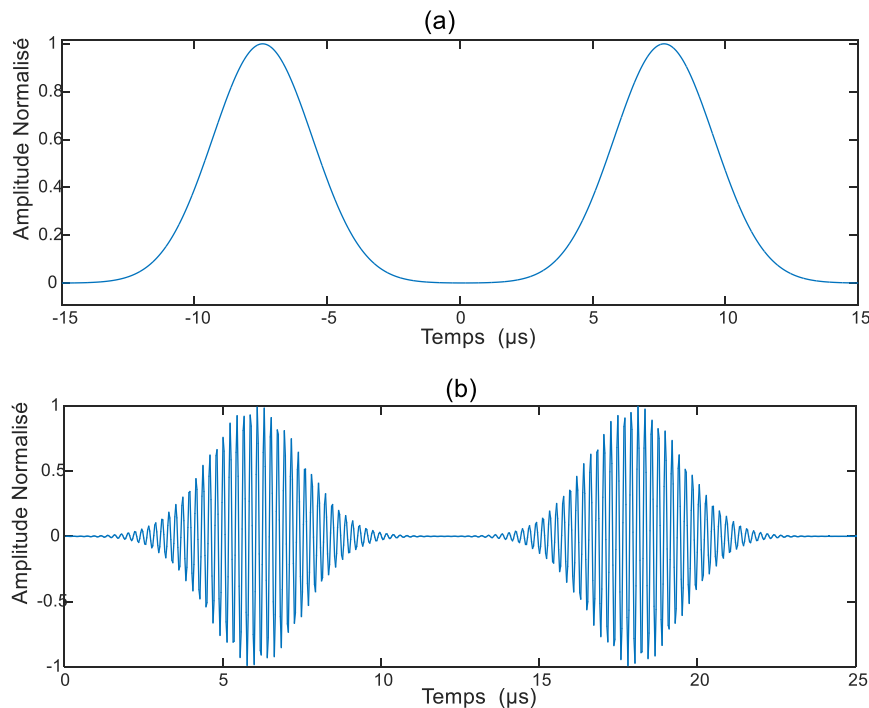


Fig.II.4 L'interférence Pulsée, Les paires de la pulse DME(a), la forme de signal pulsé DME après modulation (b).

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 réacquisition du signal. Bien que le brouillage soit une menace bien connue dans les applications militaires « formes de guerre électronique », il représente une menace croissante pour de nombreuses applications basées sur un GNSS. Le brouilleur également appelé un dispositif de confidentialité personnelle (PPD) est capable de brouiller (ou de bloquer) les signaux GNSS, probablement en empêchant les récepteurs de fonctionner correctement dans la zone du brouilleur [9]. La figure II.5 montre différents modèles de brouilleurs civils.

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

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



Fig.II.5 Brouilleurs civils

Par conséquent, le signal de chirp est modélisé comme :

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

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

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

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

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

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

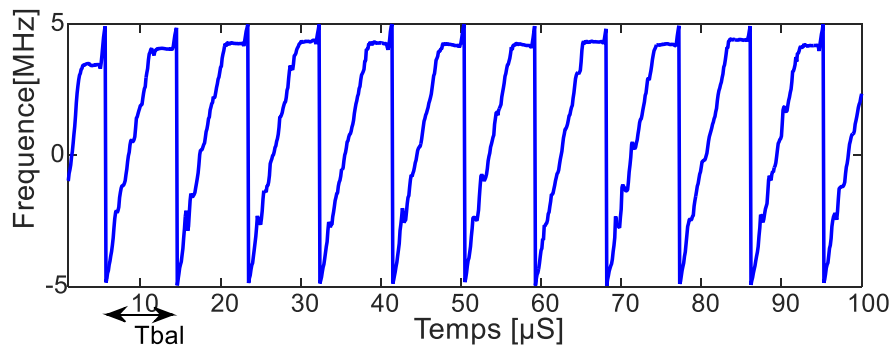


Fig.II.6 Présentation temps-fréquence d'un signal de type chirp

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

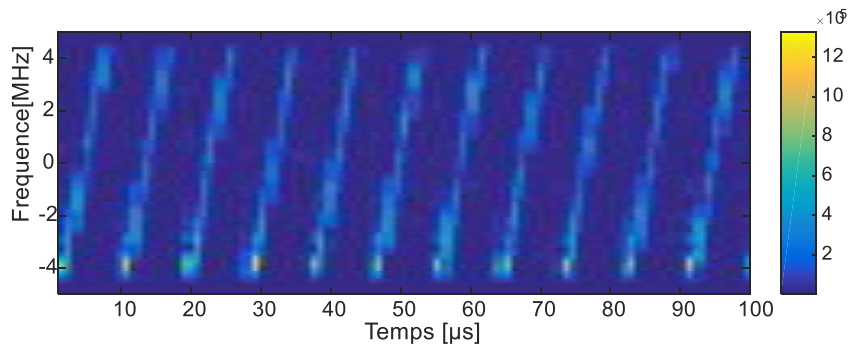


Fig.II.7 Spectrogramme d'un signal Chirp transmis par un brouilleur portable.

II.4 Impact de la RFI sur les récepteurs GNSS

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

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

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

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

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

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

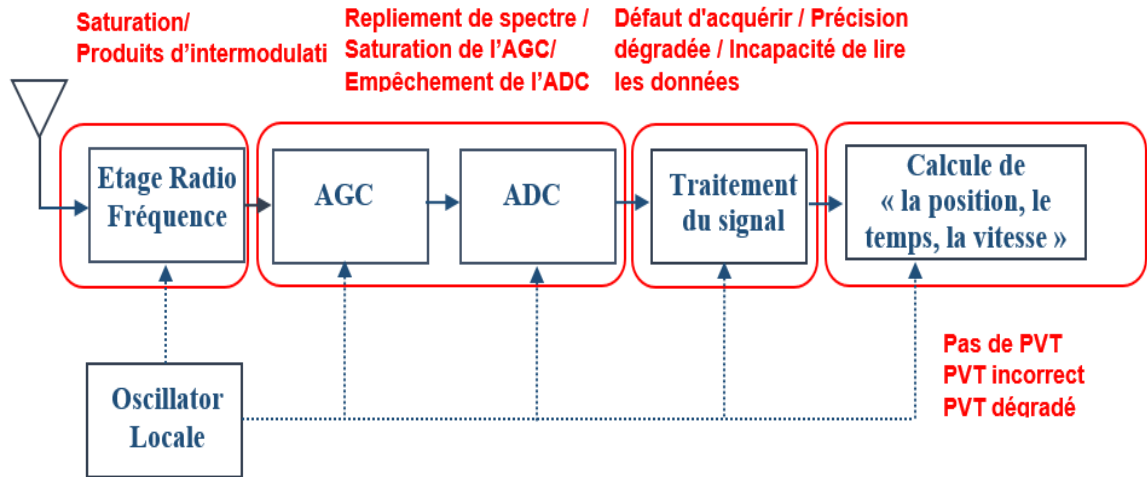


Fig.II.8 Les effets des interférences sur le traitement du récepteur [11]

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

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

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

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

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

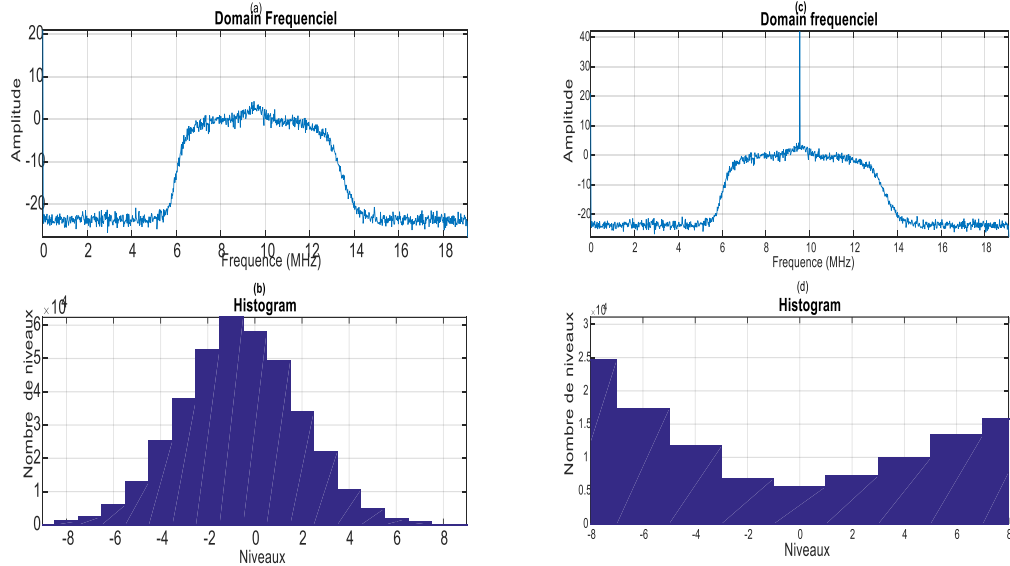


Fig.II.9 PSD de signal GPS L1 C/A en l'absence d'interférence (a), Histogrammes des échantillons à la sortie de l'ADC en l'absence d'interférence (b), PSD dans le cas de présence d'interférence (c), la sortie de l'ADC dans le cas de présence d'interférence (d).

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

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

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

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

$$ISR = 10 \log \frac{I}{S} \tag{II.4}$$

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

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

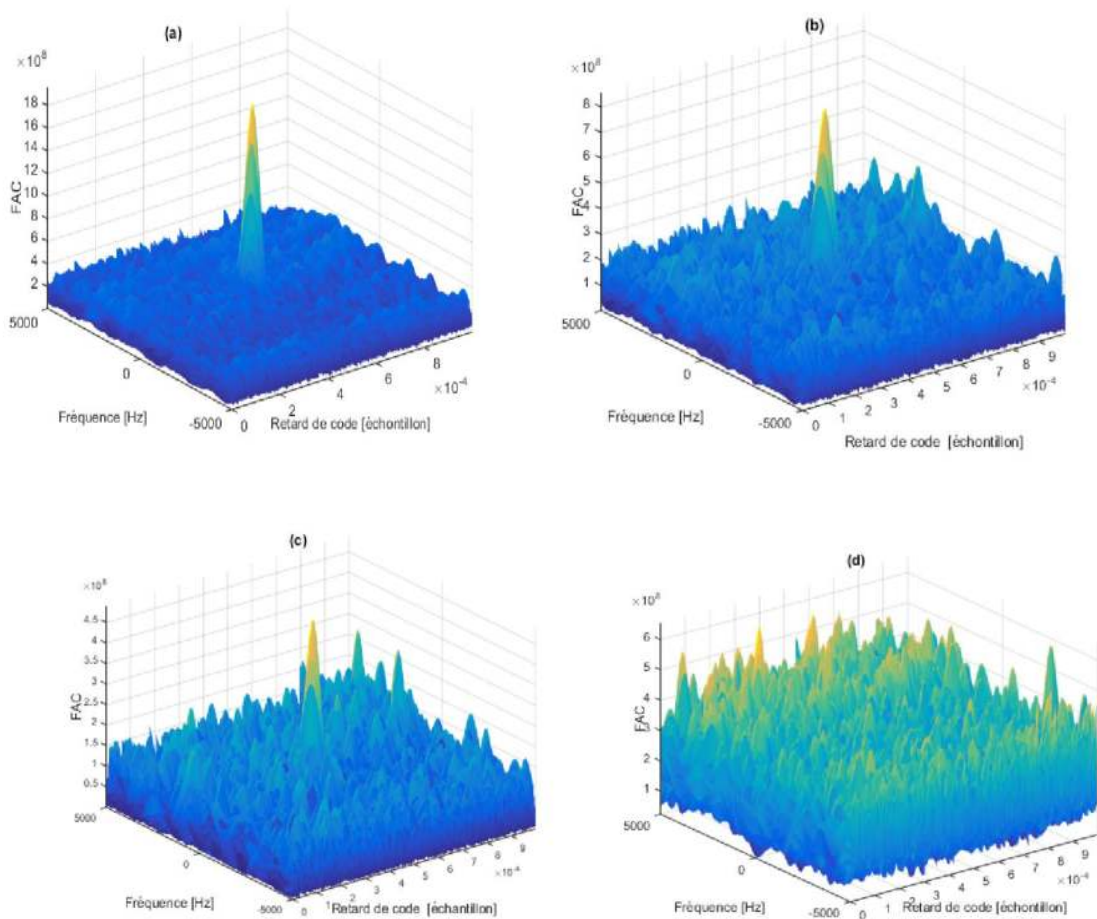


Fig.II.10 Amplitude de corrélation d'acquisition pour GPS L1 C/A, absence d'interférence CWI (a), Interférence CWI avec ISR=20dB(b), Interférence CWI avec ISR=35dB (c), interférence CWI avec ISR=50dB(d).

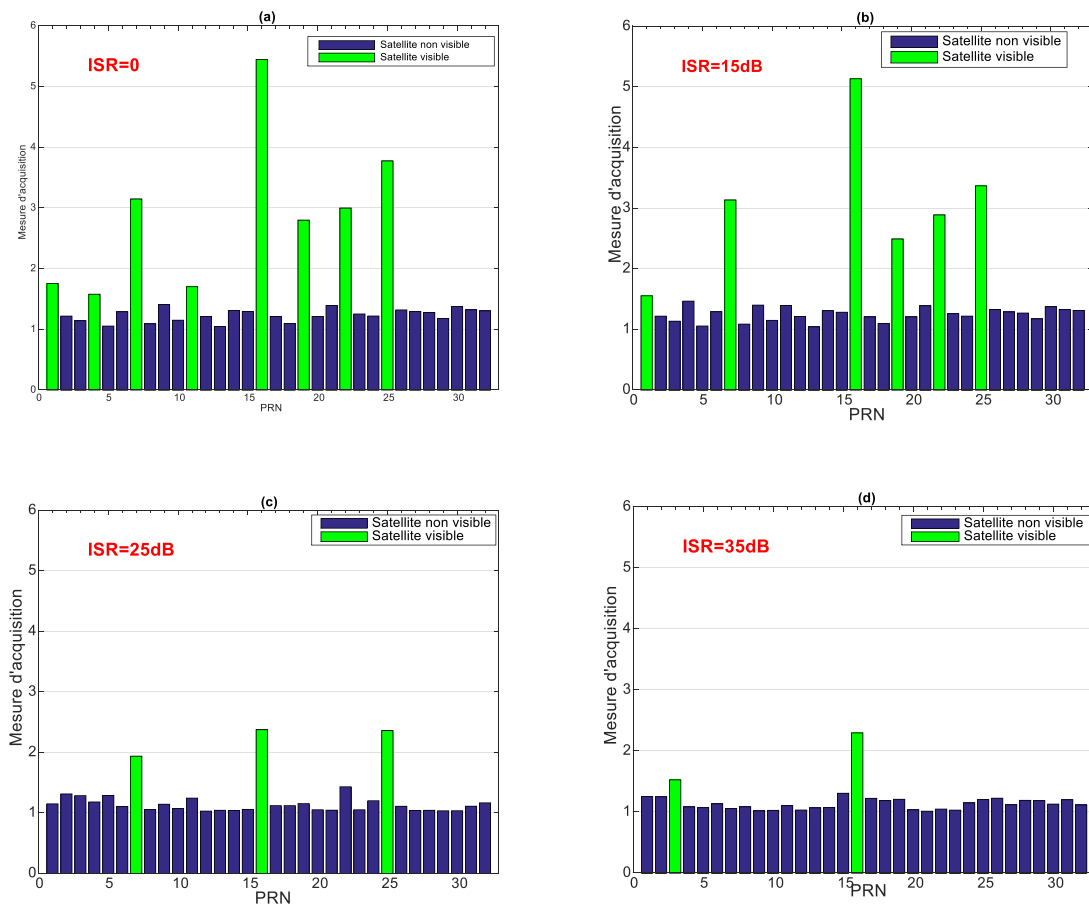


Fig.II.11 La visibilité des satellites en fonction de différents ISR

II.4.3 Impact sur la phase de poursuite

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

II.4.4 Impacte sur le rapport Signal sur bruit Estimé

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

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

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

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

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

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

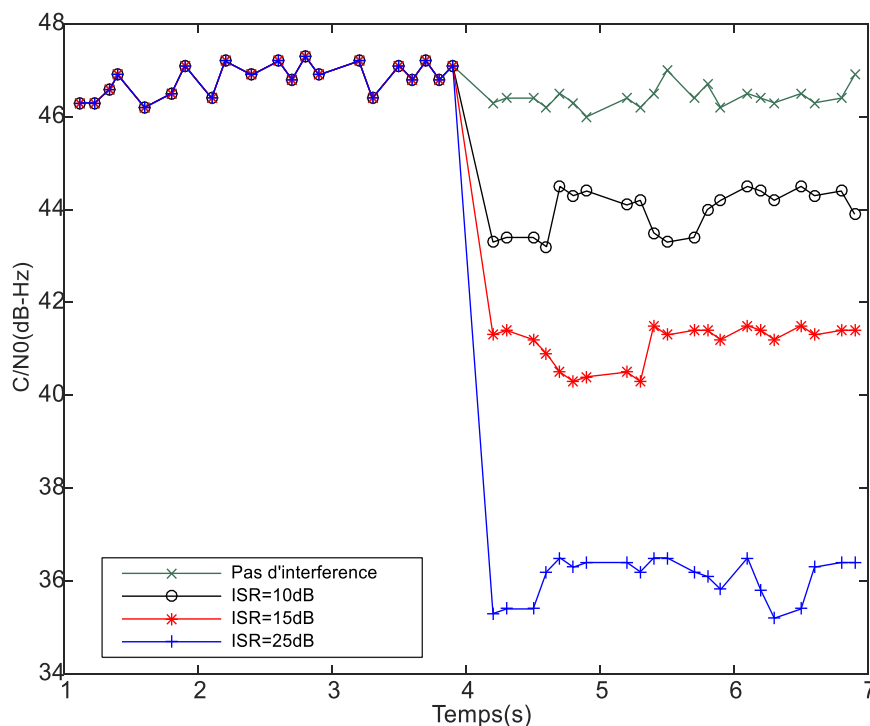


Fig.II.12 L'estimation de rapport porteuse sur bruit CNR pour une interférence NBI [1]

Conclusion

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

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

Bibliographie

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

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

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



Chapitre III

LES CONTREMESURES D'INTERFERENCE DANS LES RECEPTEURS GNSS

LES CONTREMESURES D'INTERFERENCE DANS LES RECEPTEURS GNSS

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 désétalement, 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, de nombreuses techniques de détection et d'atténuation des RFI ont été développées au cours des dernières années. Ce chapitre est un résumé des différents types de contre-mesures pour combattre les RFI présentes dans la littérature.

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 [1] ;
- 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 [2,3].
- Les techniques de post-corrélation basées sur l'analyse de la forme de la fonction de corrélation. Celles-ci exigent la préexistence de l'acquisition et la poursuite normale du signal. Elles sont moins efficaces en cas d'une forte puissance de l'interférence [4].
- 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 [4, 5, 7,8].

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.

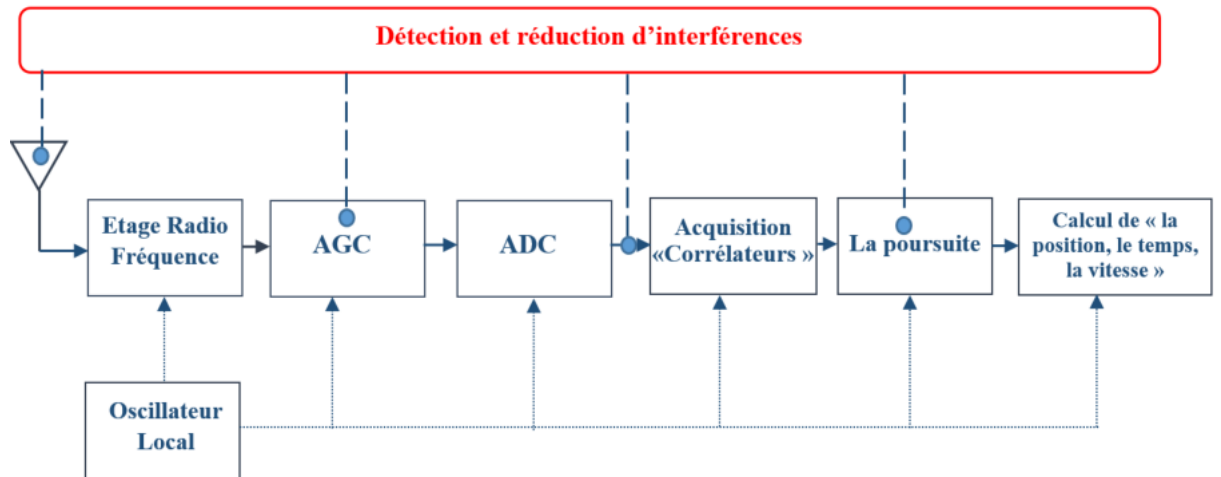


Fig.III.1 Schéma conceptuel des blocs de traitement de l'interférence dans les récepteurs GNSS

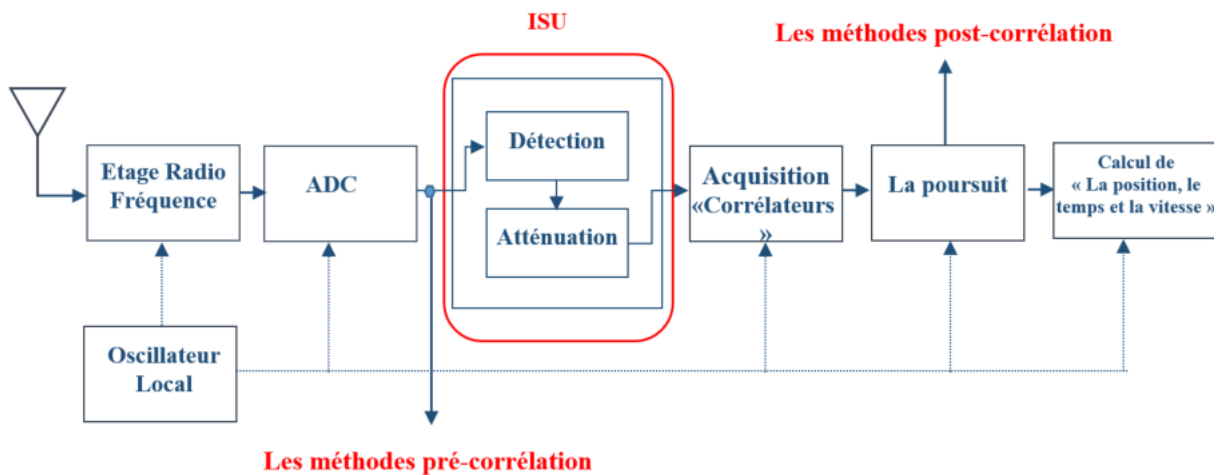


Fig.III.2 L'unité de la suppression des interférences (pré-corrélation)

III.2 La modélisation du signal reçu

Le signal GNSS contaminé reçu à l'entrée de la partie radio d'un récepteur peut être exprimé par :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{M-1} s_i(t) + j(t) + n(t) \quad (\text{III.1})$$

Où : M indique le nombre total des satellites visibles, $s_i(t)$ désigne le signal GNSS transmis reçu du $i^{\text{ème}}$ satellite en visibilité, cependant, $j(t)$ est l'interférence de corruption RF, et $n(t)$ est le bruit gaussien blanc additif (AWGN).

Par conséquent, à la sortie de l'ADC, le signal composite reçu peut être décrit comme suit :

$$r(n) = \sum_{i=0}^{M-1} s(nT_s) + j(nT_s) + n(nT_s) \quad (\text{III.2})$$

III.3 Description de d'interférence

Comme il est mentionné précédemment dans le chapitre II, les récepteurs GNSS peuvent être infectés par de divers types d'interférences. La plupart de ces interférences (*RFI*) sont considérées comme des interférences à bande étroite (*NBI*). à cet effet, notre étude consacrée à ce type d'interférences. Conséquemment, l'interférence à onde continue *CWI* est le premier type considéré, puisque elle a l'effet la plus existant et les plus désastreux qui pouvant facilement diminuer considérablement les performances de récepteur GNSS. Cette dernière a une leur occupation spectrale qui tend vers zéro. Le deuxième type d'interférence auquel on peut faire face est les signaux pulsés transmis par les services *DME/TACAN*.

Les interférences citées ci-dessus peuvent être modélisées comme suit :

III.3.1 L'interférence a onde continue unique (SCWI) :

$$j_{scwi}(t) = J \cos(2\pi(f_{IF} \pm \Delta f)t + \varnothing) \quad (\text{III.3})$$

Où : J est l'amplitude du signal d'interférence et Δf est la différence par rapport à la fréquence centrale du signal GNSS, et \varnothing est une phase initiale aléatoire uniformément distribuée dans l'intervalle $[-\pi, \pi]$.

III.3.2 L'interférence a onde continue multiple (MCWI) :

$$j_{mcwi}(t) = \sum_{i=1}^N J_i \cos(2\pi(f_{IF} \pm \Delta f_i)t + \varnothing_i) \quad (III.4)$$

Où : J_i , Δf_i et \varnothing_i sont respectivement l'amplitude, la différence de fréquence et la phase aléatoire de la $i^{ème}$ tonalité.

III.3.3 L'interférence Pulsé (DME)

Elle modélisé par :

$$j(t) = \sqrt{P} \sum_{i=1}^M \left(e^{-\frac{\alpha(t-t_k)^2}{2}} + e^{-\frac{\alpha(t-\Delta t-t_k)^2}{2}} \right) \times \cos(2\pi(f_{IF} \pm \Delta f)t + \varnothing) \quad (III.5)$$

Où : P est la puissance du pic du DME/TACAN à l'antenne, t_k est l'ensemble des temps d'arrivée des paires d'impulsions, f_{IF} est la fréquence de l'interférence reçue, \varnothing est la phase de la porteuse du signal d'interférence.

III.4 Les stratégies de surveillance et de détection des interférences

La possibilité de contrôler le signal interféré à l'entrée du récepteur en adoptant d'adopter un algorithme de détection d'interférence rapide permet l'activation correcte du système de contremesure d'interférence en évitant autant que possible toute dégradation du signal GNSS et gardant, ainsi, le récepteur GNSS opérationnel même dans un environnement d'interférence sévère. Diverses méthodes de détection des interférences seront proposées, où chaque méthode se concentre sur une caractéristique spécifique des signaux d'interférence.

Les performances des méthodes de détection sont évaluées en termes de capacité de détection, de délai de détection, de la sensibilité à la puissance d'interférence et de la complexité de calcul. Les techniques de détection pour les méthodes de traitement de pré-corrélation sont généralement regroupées en deux groupes principaux :

III.4.1 Détection d'interférence par l'analyse statistique dans le domaine temporel

Les interférences variantes dans le temps peuvent être identifiées en appliquant des techniques d'analyses statistiques basées sur l'observation des fluctuations temporelles de la distribution de l'échantillon de signal à la sortie de l'ADC. Ces techniques sont basées sur le fait que les données à traiter « les échantillons des signaux à la sortie de l'ADC de la chaîne

radio » peuvent être modélisées comme des processus aléatoires, dont les «caractéristiques statistiques» sont sensibles à la présence d'une interférence, puis peut être utilisé pour la détection [6,7].

Le signal à la sortie du block de traitement en bande de base de récepteur GNSS est représenté comme suit

$$y(n) = s(n) + n(n) \quad (\text{III.6})$$

Où, $s(n)$ est la $n^{\text{ème}}$ échantillon du signal S_iS et $n(n)$ est le $n^{\text{ème}}$ échantillon du bruit gaussien discrétisé à une moyenne zéro. Dans le cas où l'interférence est présente, le signal échantillonné devient :

$$r(n) = y(n) + \alpha j(n) \quad (\text{III.7})$$

Où, $j(n)$ est l'interférence et α est l'amplitude d'interférence, Le processus aléatoire de signal $r(n)$ devient :

$$R[n] = Y[n] + \alpha Q[n] \quad (\text{III.8})$$

Étant donné que les caractéristiques spectrales et statistiques de l'interférence sont inconnues, une méthode de détection de la qualité d'ajustement non paramétrique (GoF) a été proposée et analysée en détail dans [6]. Pour la détection interférence, les échantillons IF à la sortie de l'ADC peuvent être utilisés pour construire un test statistique et prendre la décision adéquate. Comme mentionné précédemment, en cas de présence d'une d'interférence, la forme régulière de l'histogramme sera modifiée, permettant au test de détecter une susceptible distorsion [5]. Il s'agit d'un problème spécifique de détection qui peut être formulé en termes de test d'hypothèse, où une hypothèse binaire peut être formulée comme suit :

$$\begin{cases} H_0(RFI \text{ absent}) : p_X(x) = p_Y(x) \\ H_1(RFI \text{ present}) : p_X(x) \neq p_Y(x) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Où $p_x(x)$ et $p_y(x)$ sont des fonctions de la densité de probabilité de premier ordre (PDF) d'un processus aléatoire stationnaire (au moins stationnaire dans l'intervalle de temps observé, $0 \leq n < N$).

La méthode de travail de cette technique, englobe les étapes suivantes :

1. Premièrement, la version discrète de la PDF de $R[n]$ doit être évaluée lorsque l'hypothèse H_0 est vérifiée. La méthode prend un ensemble de mesures $x_m = \{x_m[0], x_m[1], \dots, x_m[N - 1]\}$ pour construire le PDF de référence dans la forme d'un

histogramme de référence $\mathbf{E} = \{E_1, E_2, \dots, E_k\}$ où k est le nombre d'échantillons qui représente $p_x(x)$.

2. Un ensemble de mesures $\mathbf{x}_m = \{x_m[0], x_m[1], \dots, x_m[N-1]\}$ sont prises (cette fois les signaux d'interférence peuvent être présents), et l'histogramme observé $\mathbf{O} = \{O_1, O_2, \dots, O_k\}$ qui représente $p_Y(x)$ est construit par conséquence.
3. La méthode évalue le test statistique selon :

$$T_x(\mathbf{x}_m) = \sum_{i=1}^k \frac{(O_i - E_i)^2}{E_i} \quad (\text{III.10})$$

La valeur $T_x(\mathbf{x}_m)$ est utilisée pour discriminer entre les deux hypothèses H_0 et H_1 . Lorsque les deux histogrammes (référence et observé) coïncident parfaitement $T_x(\mathbf{x}_m) = 0$, intuitivement, nous pouvons dire que plus la valeur de la statistique de test est importante les deux histogrammes seront moins similaires.

4. La probabilité

$$p_m = Pr\{T_x(\mathbf{x}_m) > T_x(\mathbf{x}_m)\} \quad (\text{III.11})$$

Cette quantité est dénommé la p-valeur, nous observons que si $p_m \approx 1$, alors $T_x(\mathbf{x}_m) = 0$, par conséquence, les deux histogrammes sont presque identiques. Contrairement, si $p_m \approx 0$, les deux distributions sont différentes [6,7]. La décision est donc prise en fixant un seuil p_α , dit niveau de signification, comme suit :

$$\begin{cases} p_m > p_\alpha(\mathbf{x}) : H_0 \text{ est acceptée} \\ p_m < p_\alpha(\mathbf{x}) : H_0 \text{ est rejetée} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

III.4.2 Détection des interférences par la surveillance spectrale

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

La surveillance spectrale est couramment associée à la technique de suppression des interférences dans le domaine fréquentiel, de façon que la suppression de la fréquence

d'interférence dans [9], la suppression dans le domaine temps-fréquence [10,11] elle se base aussi sur la surveillance spectrale avec une précision de localisation et de caractérisation supplémentaire.

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

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

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

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

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

La détection se produit lorsque $|X(k)|^2 \geq \gamma$. Ce détecteur est optimal lorsque l'interférence est une onde continue CWI [8]. Cette valeur de fréquence est égale à $\frac{2\pi k_{\max}}{N}$.

La méthode présentée est appelée Périodogramme, ses variantes incluent les méthodes de Bartlett et Welch. Dans l'algorithme de Bartlett, le signal d'entrée est divisé en M fenêtres sans chevauchement où chaque fenêtre à une longueur P . L'algorithme Welch, quant à lui, est une extension de la méthode Bartlett en autorisant les fenêtres superposées. La taille de chaque fenêtre « P » est très petite de sorte que le contenu fréquentiel peut être supposé constant pour chacun d'eux. Pour chaque fenêtre, le périodogramme est calculé et l'estimation du spectre de la puissance de Welch est obtenue en faisant la moyenne des périodogrammes pour les M fenêtres consécutives pour $x[n]$ d'une séquence N points, la méthode peut être exprimée comme [4,8]:

$$\Gamma(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{M-1} \left| \sum_{n=0}^{P-1} x_i[n] \exp(-j \frac{2\pi kn}{N}) \right|^2 \quad (\text{III.15})$$

Le seuil de cette méthode peut être calculé comme suit :

$$\gamma = \frac{\sigma_0^2}{N} K^{-1} \left((1 - P_{fa})^{\frac{2}{P-4}}, M \right) \quad (\text{III.16})$$

Où σ_0^2 est la variance du bruit dans une fenêtre propre et K est appelée la fonction gamma incomplète qui est définie par :

$$K(x, a) = \frac{1}{\Gamma(a)} \int_0^x \exp(-t) \times t^{a-1} dt \quad (\text{III.17})$$

Où $\Gamma(a)$ est la valeur de la fonction gamma dans a .

III.5 Le simulateur source-ouverte du signal Galileo E5 'GE5-TUT'

Le processus de simulation permet de représenter, de chercher et d'évaluer les futurs modèles de production avant de les mettre en œuvre. Dans le cas des systèmes GNSS, les simulateurs sont un élément essentiel, car les situations inattendues peuvent être difficilement à corrigées. Ainsi, les faibles coûts de déploiement, la flexibilité et la grande capacité à contrôler de nombreux scénarios et à traiter une énorme quantité de données font des simulateurs, un outil indispensable.

Les performances des techniques d'atténuation des interférences ont été obtenues à l'aide d'un simulateur 'GE5-TUT' open-source dans le MATLAB. Ce simulateur du système Galileo est dédié à la bande E5. Le simulateur permet la simulation de la transmission de données, qui est composée de trois blocs essentiels qui sont : émetteur, le canal de propagation et le bloc du récepteur. Par conséquent, l'algorithme d'atténuation est simulé en tant qu'un bloc défini et intégré dans le simulateur [12].

Les caractéristiques des signaux Galileo sont mentionnées précédemment dans le chapitre I. Le signal E5 de Galileo est constitué de deux bandes, la première est centrée sur 1176.45 MHz et la deuxième est centrée sur 1207.140 MHz. Le signal E5 de Galileo est modulé avec la technique AltBOC (15,10) avec un débit des chips égale à 10.23 Mbps. La Figure III.3 illustre la densité spectrale de puissance (PSD) de la bande E5. Par conséquent, le signal Galileo E5a-I a été choisi dans tous nos scénarios de simulation.

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

$$ISR = 10 \log \frac{I}{S} \quad (\text{III.18})$$

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

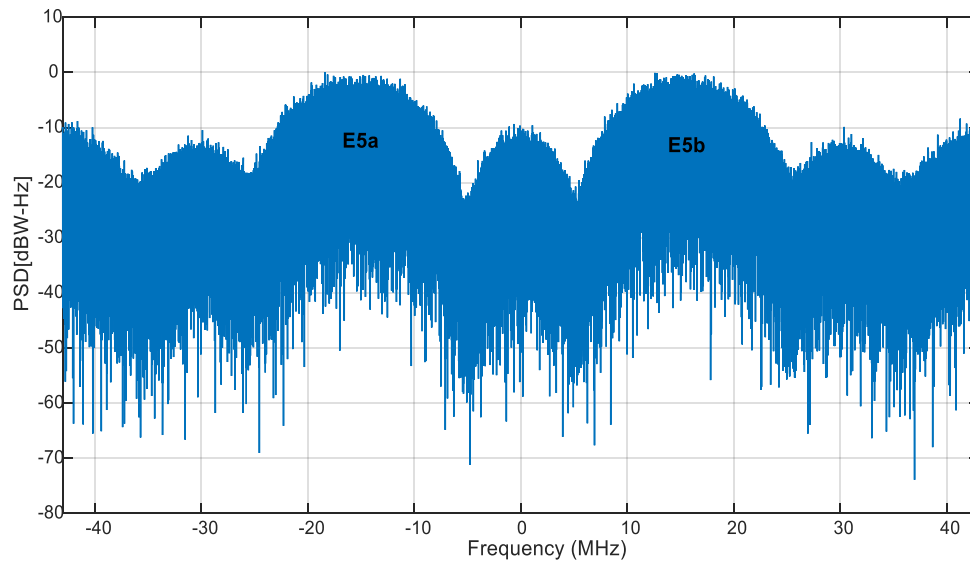


Fig.III.3 La densité spectrale de puissance (PSD) de la bande E5

Les détails concernant les paramètres du signal sont dénombrés dans le tableau III.1

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

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

Le CWI employé, est un signal sinusoïdal pur dans le cas du SCWI, il est situé au centre du lobe principal à la fréquence intermédiaire $f_{IF} = 4,655$ MHz de la bande E5a ce qui correspond à une fréquence porteuse de 1176,45 MHz. Ce scénario présente l'attaque la plus dangereuse sur le système. L'interférence MCWI simulée est la somme de plusieurs signaux sinusoïdes avec des fréquences différents répartis sur la bande E5aI, avec celle de la fréquence intermédiaire $f_{IF} = 4,655$ MHz. Pour plus d'illustration, la densité spectrale de puissance (PSD) du signal interféré avec 50 dB est présentée à la figure III.4.

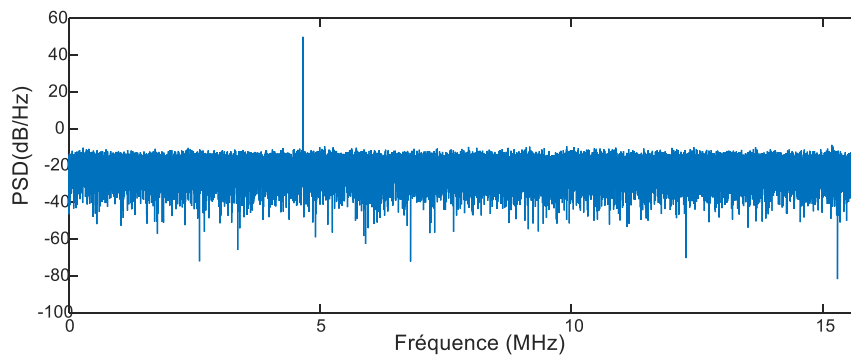


Fig.III.4 PSD de signal d'entrée E5a contaminé « ISR=50dB »

Pour le cas d'une impulsion DME, celle-ci est générée à partir d'une paire d'impulsion Gaussienne modulée par une porteuse $f_{IF} = 4,655$ MHz de la bande E5a ce qui correspond à une fréquence porteuse de 1176,45 MHz.

III.6 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 [7] :

- 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 [13,14].
- 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 [15,16,17].
- 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) [10,11,13].

III.6.1 Filtrage dans le domaine temporel

L'observation du signal dans le domaine temporel est souvent utile pour la détection d'interférences, mais elle n'est pas toujours la meilleure solution pour appliquer les techniques d'atténuation. En fait, la plupart des signaux d'interférences sont associés aux signaux GNSS entrants, et il n'est pas possible d'agir sur les interférences et les composantes du signal GNSS indépendamment. Une exception est les signaux d'interférence pulsés, qui sont, en général, limités dans le domaine temporel, mais ils affectent tout le spectre de fréquences [5,7]. Pour ce type de signaux, la technique de suppression d'impulsions a été présentée dans la section suivante.

III.6.1.1 La technique de suppression des interférences pulsées

La contre-mesure de l'interférence pulsée, la plus courante, est la méthode de suppression d'impulsions dans le domaine temporel. Etant donné que l'approche est dans le domaine temporel, la méthode de suppression d'impulsion ne nécessite pas des calculs lourds. Elle est déjà implémentée dans les récepteurs GNSS modernes [17,18]. Le schéma principal de la suppression numérique d'impulsions dans la partie numérique de la chaîne radio-fréquence du récepteur GNSS est illustré par la figure III.3

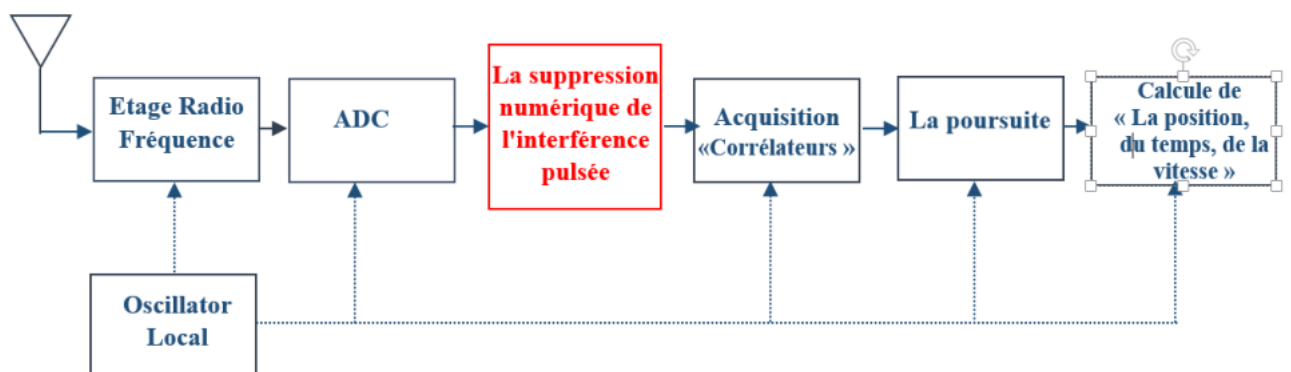


Fig.III.5 Schéma bloc de la suppression numérique de l'interférence pulsée

Ce type de circuit numérique fournit une excision d'interférence pulsée par le moyen d'une opération de seuillage sur les échantillons à la sortie du convertisseur ADC. Fondamentalement, chaque échantillon est comparé à un niveau de seuil numérique, qui est établi en fonction d'une estimation de la puissance de bruit thermique uniquement « les impulsions sont courtes et ont une très grande amplitude par rapport au niveau de bruit », et il est supprimé chaque fois que le seuil est dépassé [7, 18,19].

La sélection d'un seuil approprié est l'un des facteurs cruciaux pour la performance de la détection, ou la sélection est basée sur le niveau du bruit. Puisque les signaux GNSS sont immergés dans le bruit, le bruit et les signaux GNSS sont considérés comme des «signaux bruit». Comme le niveau du bruit change tout le temps, lorsque l'amplitude du bruit dépasse le seuil de détection, le système de détection estime qu'une cible (ou un signal d'interférence) a été trouvée. Ce type d'erreur est défini comme et la probabilité de son occurrence est connue sous le nom de *CFAR*.

Le seuil dans le domaine temporel est calculé par [19] :

$$th_0 = \sigma \cdot \sqrt{2} \cdot \text{erfc}^{-1}(p_{fa}) \quad (\text{III.19})$$

Le supprimeur d'impulsions est utilisé dans les récepteurs GNSS conçus pour fonctionner dans des scénarios aéronautiques. En fait, plusieurs systèmes de radionavigation aéronautiques (ARNS) basés sur une forte transmission de signaux pulsés à partir de balises au sol, telles que DME ou TACAN introduites plus tôt au chapitre 2, partagent la même bande passante de fréquence utilisée par les signaux GPS L5 et Galileo E5 [19,20].

Comme le montre la figure III.6, la suppression des impulsions peut apporter une amélioration considérable. Cette méthode est assez efficace mais, elle n'élimine pas complètement les interférences. En effet, les restes des queues gaussiennes peuvent être détectés même après traitement. Notamment la technique n'est pas efficace contre les impulsions faibles car le seuil ne peut pas être dépassé et l'interférence peut glisser dans le récepteur en diminuant la valeur d'ISR [12]. Un autre inconvénient remarquable est celui que la suppression des impulsions implique la suppression du signal GNSS. La figure III.7 présente le PSD de signal avant et après le traitement en point de vue spectrale.

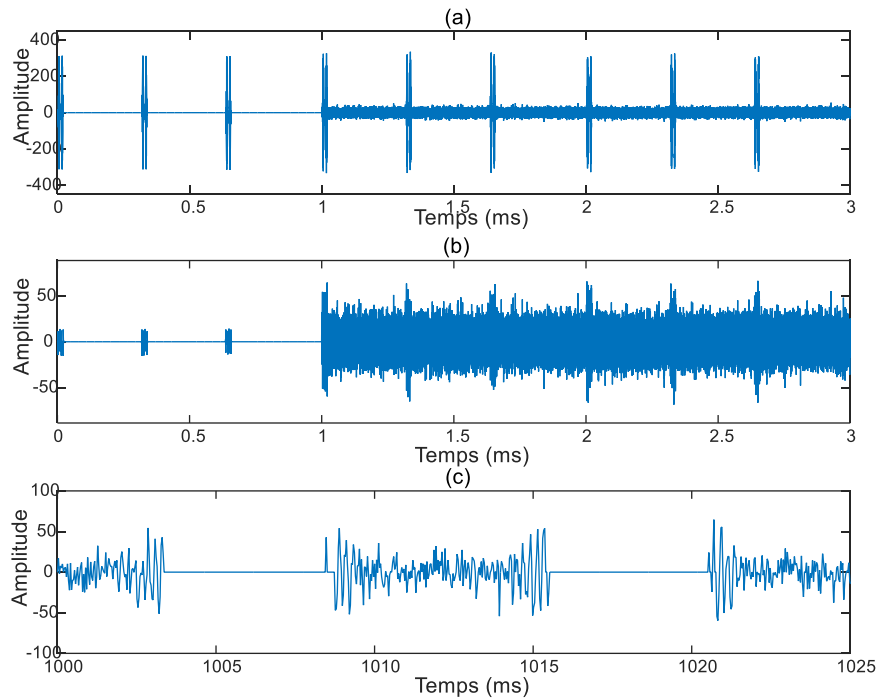


Fig.III.6 Performances de la méthode de suppression de l'interférence pulsée « domaine temporel ». Signal contaminé (a) Le signal après la suppression (b). Une opération zoom sur le signal traité (c)

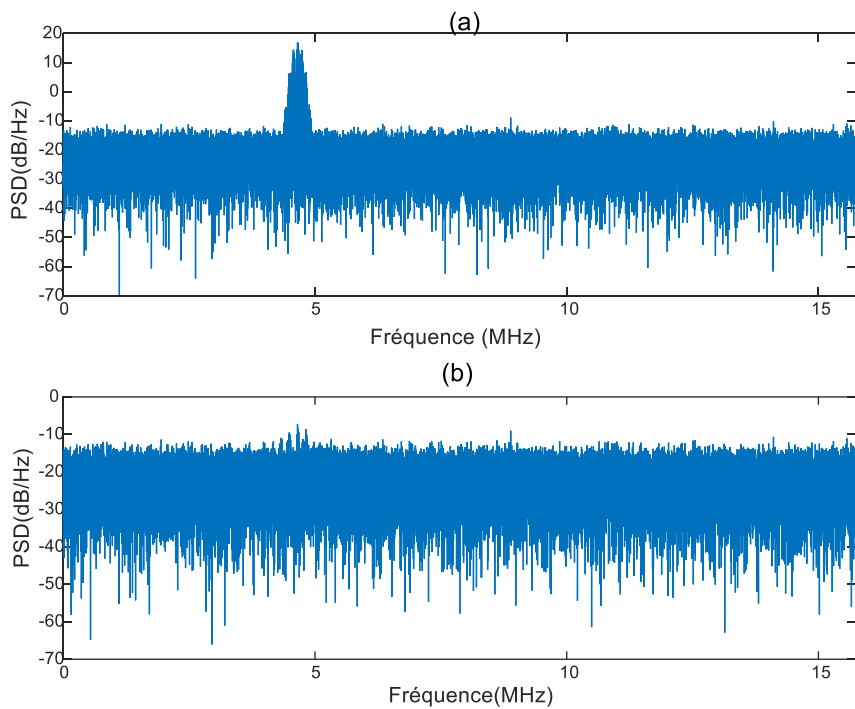


Fig.III.7 PSD des signaux (Scenario d'une interférence pulsée) : PSD du signal contaminé (a). le PSD du signal récupéré après le seuillage (b)

III.6.1.2 Le filtrage sélectif adaptatif (Notch filter)

Le filtrage sélectif adaptatif peut être considéré comme la contremesure la plus courante au niveau DSP. Cette technique se base sur l'utilisation d'un filtre coupe-bande avant les blocs de traitement du récepteur GNSS en bande de base, combiné avec une unité adaptative qui estime la valeur instantanée de la fréquence de l'interférence « fréquence de coupure » [13]. Le filtre coupe-bande sélectif est caractérisé par une réponse fréquentiel passe-bande avec une section très étroite du spectre rejeté correspondant à la fréquence porteuse d'interférence en onde continue (CWI), fournissant ainsi une atténuation de l'interférence et préservant, autant que possible, les composantes spectrales utiles du signal GNSS.

L'implémentation la plus courante des filtres coupe-bande est basée sur les filtres numériques à réponse impulsionnelle infini (IIR). Comparé aux filtres à réponse impulsionnelle finie (FIR), un filtre IIR offre les mêmes performances qu'un FIR équivalent mais avec un ordre inférieur (moins d'opérations). L'inconvénient des filtres IIR est la réponse de phase non linéaire qui introduit des retards de groupe dépendant de la fréquence et affecte négativement les mesures GNSS telles que la phase de la porteuse et le retard de code [8]. Un filtre IIR causal peut être écrit en termes d'une équation de différence générale où le signal de sortie à un instant donné est la combinaison linéaire d'échantillons du signal d'entrée et de sortie à des instants précédents :

$$y(n) = \sum_{m=1}^N a_m y[n-m] - \sum_{k=0}^M b_k x[n-k] \quad (\text{III.20})$$

Ainsi, dans le domaine de la transformation Z, la réponse du filtre IIR devient

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_k z^{-k}} \quad (\text{III.21})$$

La fonction de transfert d'un filtre sélectif avec deux pôles pour réduction des interférences CWI est écrite comme suit :

$$H(z) = \frac{1 - 2\Re\{z_0\} z^{-1} + |z_0|^2 z^{-2}}{1 - 2k_\alpha \Re\{z_0\} z^{-1} + k_\alpha^2 |z_0|^2 z^{-2}} \quad (\text{III.22})$$

Où z_0 doit être placé sur la fréquence d'interférence correspondante $z_0 = \beta \exp\{j2\pi f_i\}$ et f_i est la fréquence de l'interférence CWI. Le paramètre β détermine l'amplitude du zéro du filtre.

Le paramètre $0 < k_\alpha < 1$, connu comme le facteur de contraction des pôles, détermine la largeur de filtre sélectif. Plus k_α est proche de l'unité, plus le filtre coupe-bande est étroit, ce qui signifie à son tour une réduction de la distorsion sur le signal GNSS utile. Deux exemples de réponse fréquentiel du filtre coupe-bande pour différents facteurs de contraction des pôles sont présentés dans la figure III.8.

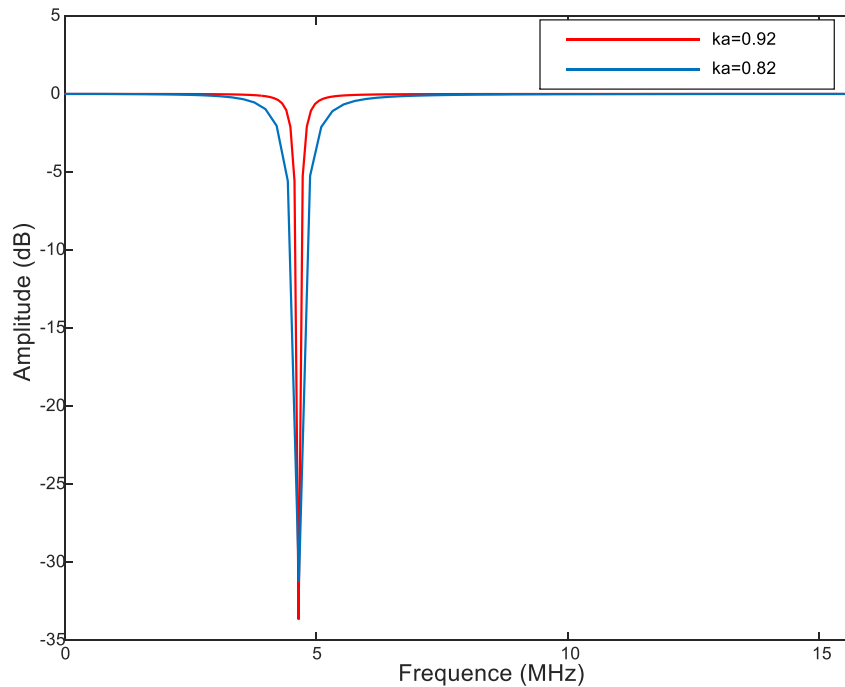


Fig.III.8 La fonction de transfert d'un filtre très sélectif IIR deuxième ordre

La fréquence porteuse d'interférence est un paramètre inconnu, les auteurs de [14] proposent également une intégration du filtre coupe-bande avec une unité adaptative, qui charge les paramètres de filtre pour l'estimation de la fréquence porteuse CWI. La structure de base du filtre coupe-bande couplé à une unité adaptative est présentée dans la figure III.9.

Le numérateur de la fonction de transfert de filtre représenté dans l'équation III.23 est défini comme le bloc de moyenne mobile (MA) du filtre coupe-bande à deux pôles, considérant que le dénominateur de (III.23) représente le bloc autorégressif (AR), qui est introduit afin de compenser l'effet de la partie MA.

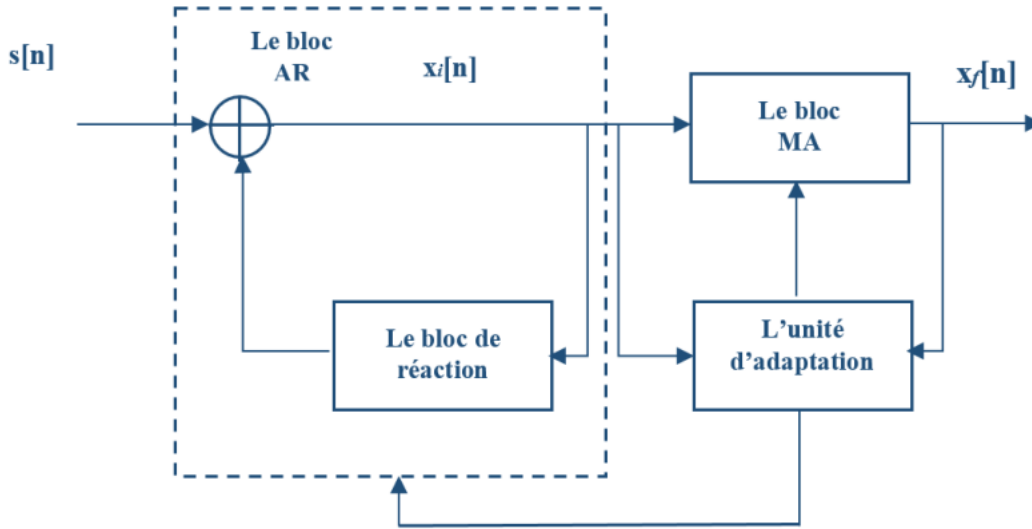


Fig.III.9 La structure d'un filtre sélectif IIR adaptatif

Dans cette structure, l'algorithme de détection pour déterminer la composante de fréquence *CWI* est basé sur la suppression de la contrainte sur l'emplacement des zéros du filtre dans le plan complexe, et leur amplitude est ajustée par une unité adaptative. Grâce à cet algorithme, le filtre coupe-bande est capable de détecter la présence du signal interférant et de décider s'il faut utiliser sa sortie filtrée ou le signal d'entrée non modifié. L'algorithme adaptatif, est basé sur un filtre à moindres carrés normalisé (LMS) itératif, qui minimise la fonction de coût $f_c[n] = E\{|x_f[n]|^2\}$ où : $x_f[n]$ est la sortie de filtre. La minimisation est effectuée par rapport au paramètre complexe z_0 , en utilisant la règle itérative

$$z_0[n+1] = z_0[n] + \mu[n]g(f_c[n]) \tag{III.23}$$

Où

$$g(f_c[n]) = 4x_f[n](z_0[n]x_i[n-2]x_i[n-1]) \tag{III.24}$$

est le gradient stochastique de la fonction de coût $f_c[n]$, et $\mu[n] = \frac{\delta}{E x_i[n]}$ est le pas d'algorithme et $E x_i[n]$ est une estimation de $E\{|x_i[n]|^2\}$ qui est la puissance de la sortie du bloc AR $x_i[n]$. Le paramètre δ est le pas de l'algorithme LMS non normalisé qui contrôle les

propriétés de convergence de l'algorithme. L'amplitude de z_0 dépend de la puissance de l'interférence.

L'atténuation des composantes du signal GNSS interféré peut être effectuée en surveillant la valeur de l'amplitude du zéro z_0 . S'il dépasse un seuil fixe, cela signifie que le filtre adaptative coupe-bande poursuit le signal CWI et sa sortie doit donc être utilisée par le récepteur GNSS. Sinon, le signal d'entrée non filtré doit être utilisé. Le seuil de détection peut être fixé en choisissant un rapport interférence sur bruit $I/N = \gamma$. Le seuil Th est déterminé comme la valeur de l'amplitude du zéro du filtre coupe-bande lorsqu'il atteint le rapport $I/N = \gamma$ choisis.

Après un simple test qui vérifie la condition $|\hat{z}| > Th$, ou le $|\hat{z}|$ est l'estimation de la valeur moyenne de z_0 pour activer le filtre sélectif. La figure III.10 donne une comparaison entre le PSD de signal contaminé et le PSD de signal récupéré.

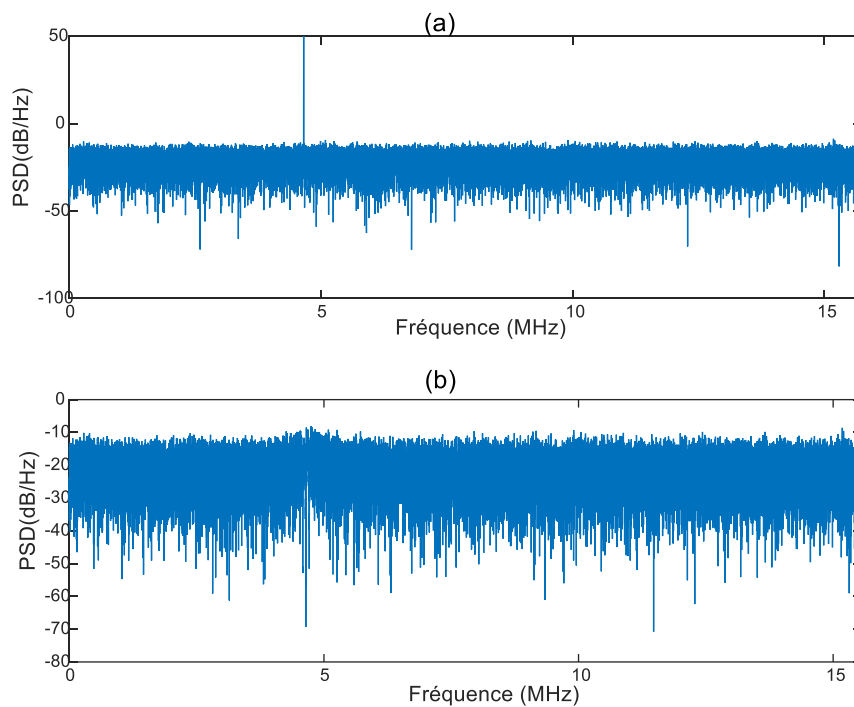


Fig.III.10 Comparaisons des PSD des signaux (SCWI scénario) : PSD de signal contaminé (ISR=50dB) (a). le PSD de signal récupéré rejection après la réduction (b).

III.6.2 Filtrage dans le domaine fréquentiel

La méthode de la réduction des interférences dans le domaine fréquentiel est assez évidente. Toute technique d'atténuation doit être capable de filtrer les composantes harmoniques du signal d'interférence, en préservant autant que possible le spectre du signal GNSS. Cette approche est efficace lorsque le signal d'interférence occupe une partie limitée du spectre de fréquences. C'est le cas où les interférences sont considérées comme une interférence à bande étroite (NBI) ou à onde continue (CWI) [4]. Dans la section suivante, on présente la méthode du filtrage adaptatif dans le domaine fréquentiel (FDAF) qui est basé sur la DFT.

III.6.2.1 La technique de filtrage par la DFT

Une simple méthode, dans le domaine fréquentiel, peut être adoptée pour la suppression des interférences à bande étroite et qui a été présentée dans [15,16]. Son schéma de principe est montré dans la figure III.11. L'algorithme d'abord effectue une transformation de Fourier rapide (FFT) sur le signal d'entrée. Il détecte ensuite les signaux d'interférences par une simple comparaison à un seuil déterminé et en mettant à zéro les valeurs spectrales adéquates dans le domaine fréquentiel. Enfin, le signal est transformé vers le domaine temporel en utilisant la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT). Dans la figure III.11, la détection de l'interférence est la première étape dans l'algorithme de traitement dans le domaine fréquentiel. La définition des valeurs spectrales correspondantes est effectuée en utilisant une méthode similaire à la méthode *CFAR* (Constant False Alarm Rate) utilisée dans les applications radar [17]. Le seuil $Th1$ correspondant au *CFAR* P_{fa} après transformation du bruit gaussien complexe dans le domaine fréquentiel est :

$$Th1 = \sigma \cdot \sqrt{2} \cdot \text{erfc}^{-1}(p_{fa}) \quad (\text{III.25})$$

Si une valeur dépasse le seuil $Th1$, elle peut alors être considérée comme un signal d'interférence. Le signal d'interférence peut ensuite être supprimé en effectuant une mise à zéro des valeurs spectrales détectées dans le domaine fréquentiel. On peut voir sur la figure III.12 que par une seule opération *DFT* on peut supprimer efficacement plusieurs signaux d'interférences de type MCWI « multiple ».

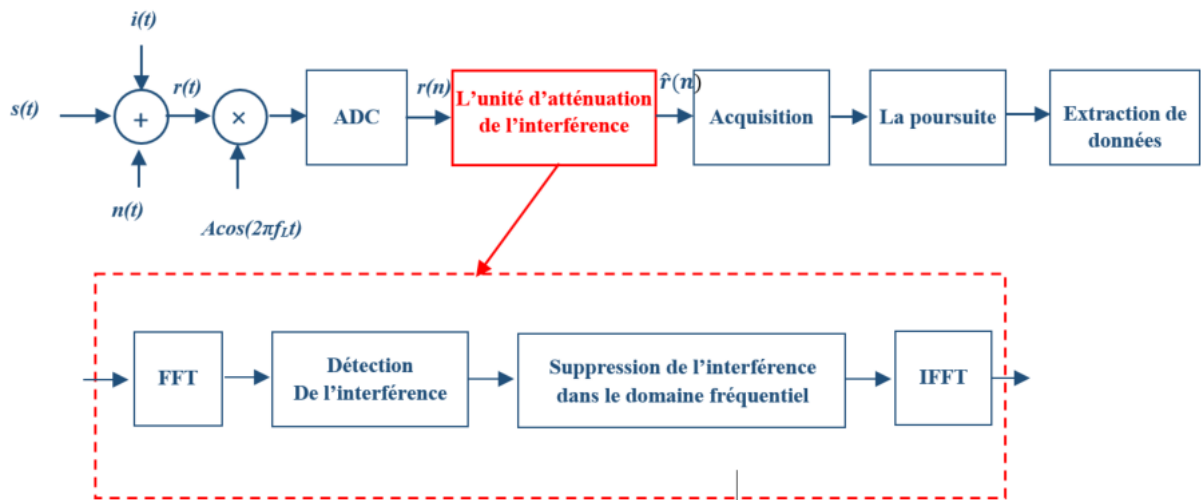


Fig.III.11 Diagramme de suppression des interférences dans le domaine fréquentiel

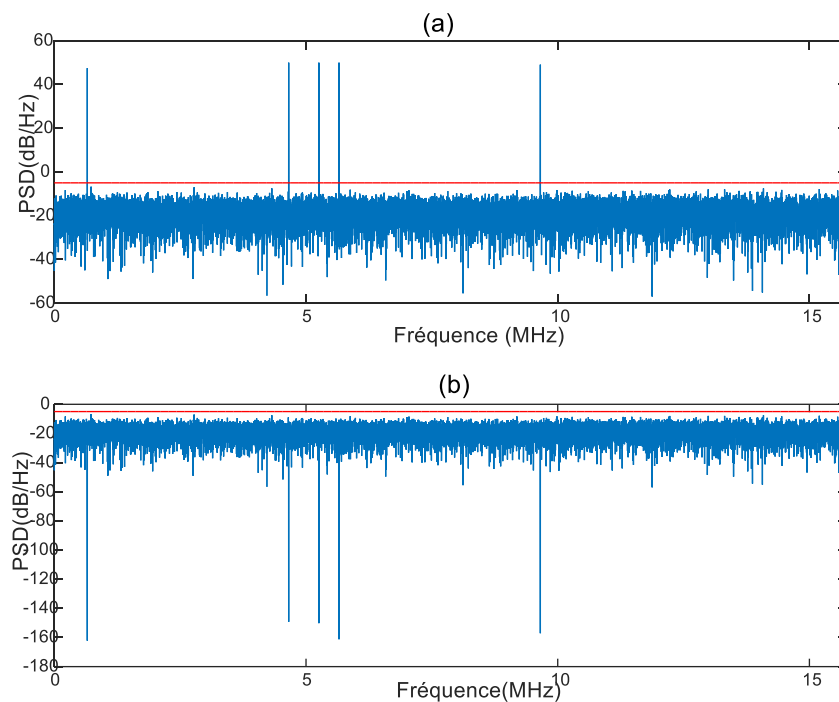


Fig.III.12 Comparaisons des PSD (scénario MCWI) : PSD de signal contaminé (ISR=50dB) (a), le PSD de signal récupéré par la rejection des composantes fréquentielles au-dessous du seuil THI (b)

III.6.3 Le filtrage dans de domaine Temps-fréquence [11,13]

Récemment, des chercheurs dans le domaine GNSS ont commencé à étudier une nouvelle famille de solutions de détection et de suppression des interférences. Ces solutions

sont basées sur l'utilisation des techniques avancées de traitement du signal permettant de représenter le signal numérisé par l'ADC du récepteur, dans un domaine différent, où les informations liées à l'interférence peuvent être mieux identifiées, isolées, traitées ou supprimées. Les familles d'algorithmes qui seront mentionnées dans le texte suivant sont des techniques du domaine transformé temps-fréquence [5,13].

Deux approches pour les algorithmes du domaine transformé TD «temps-fréquence» pour la suppression des interférences peuvent être considérées. La première est la reconstruction synthétique du signal d'interférence, au moyen d'un processus de transformation-inverse basé sur les coefficients d'interférence identifiés. Ceci est peut-être réalisé afin de soustraire le signal d'interférence du signal contaminé (suppression d'interférence). La deuxième approche est basée sur la suppression directe dans le domaine transformé des composantes d'interférence sensées appartenir à l'interférence, avant d'effectuer une opération de transformation-inverse pour la reconstruction du signal (suppression d'interférence). Les étapes des deux approches sont résumées dans la figure III.13.

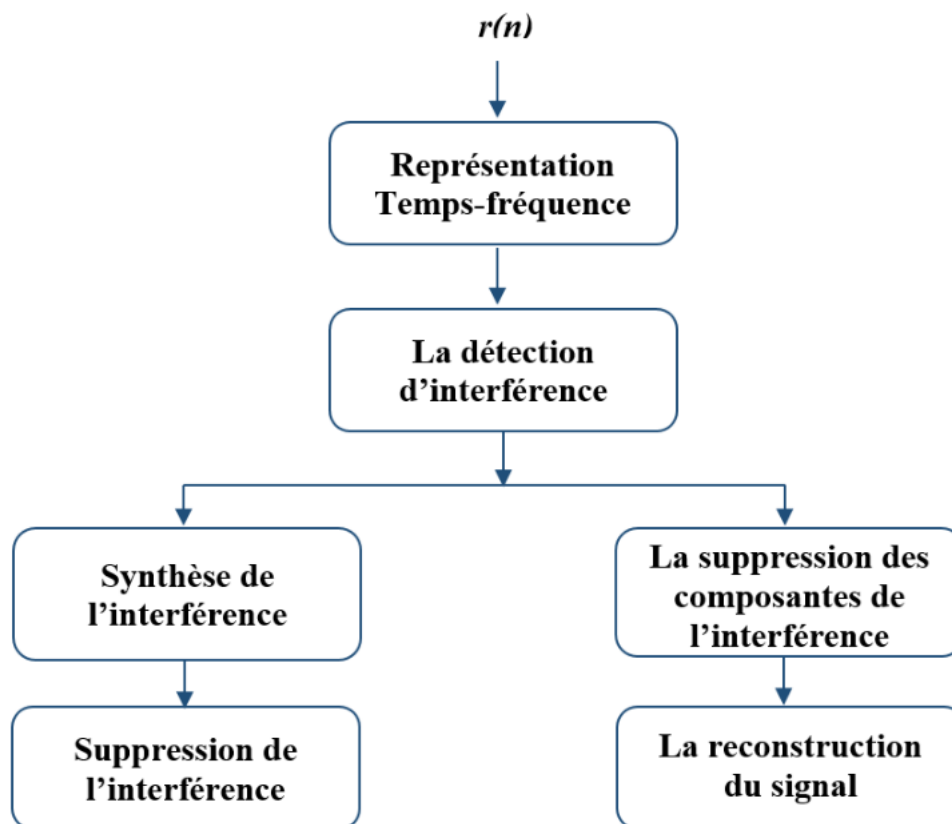


Fig.III.13 Schéma de blocs de l'approche basé sur le filtrage Temps-fréquence [5]

III.6.3.1 La technique basée sur la transformée 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 :

$$STFT(m, k) = \sum_{n=0}^{N-1} r(n)w(n-m) \exp(-j \frac{2\pi kn}{N}) \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (\text{III.26})$$

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 :

$$S_p(m, k) = |STFT(m, k)|^2 \quad (\text{III.27})$$

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.14. 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 [11]. 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.

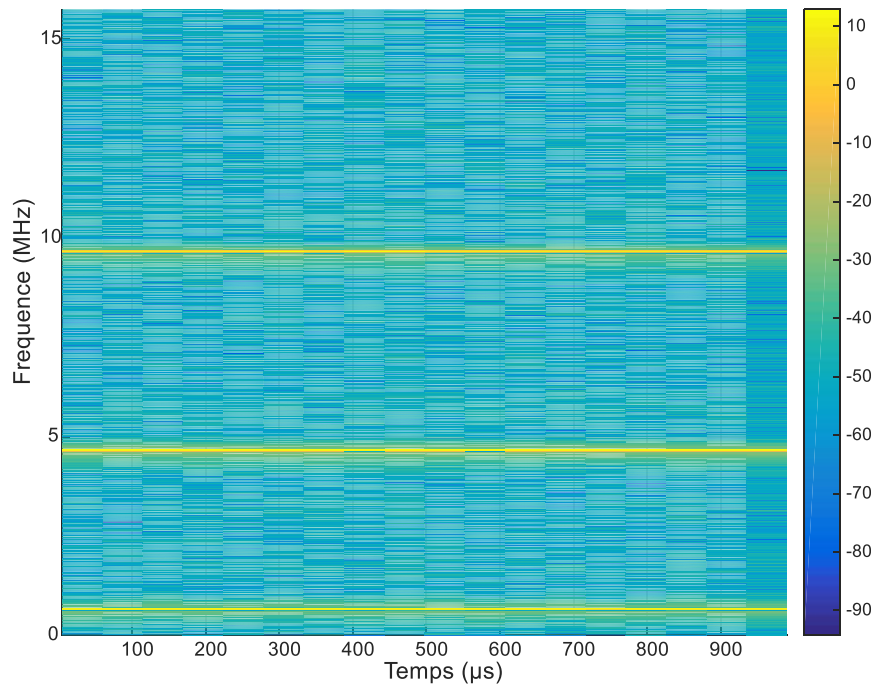


Fig.III.14 Spectrogramme d'un signal E5a contaminé par une MCWI avec une fenêtre de 2000 échantillons

III.6.3.2 La technique basée sur Domaine Temps-échelle : la transformée en ondelettes

L'une des techniques de représentation temps-fréquences appropriées pour la caractérisation des interférences, est la transformée en ondelettes. Par rapport à la transformation STFT qui utilise une longueur de fenêtre constante, la transformation en ondelettes utilise une longueur de fenêtre variable. La WT utilise essentiellement des fenêtres temporelles «larges» pour l'analyse des basses fréquences et des fenêtres temporelles «étroites» pour l'analyse des hautes fréquences afin de fournir un bon équilibre entre la résolution temporelle et fréquentielle.

- **La théorie d'ondelette**

La transformation en ondelettes continue d'une fonction $f(t)$ peut être définie comme [17] :

$$\gamma(\tau, s) = \int x(t) \bullet \psi_{\tau,s}^*(t) dt \quad (\text{III.28})$$

Où $(\cdot)^*$ désigne le conjugué complexe ; $\psi_{\tau,s}$ est la fonction de base de l'ondelette également connu sous le nom d'ondelette. Elle est obtenue par translation et dilatation d'une fonction particulière appelée onde mère $\psi(t)$ comme indiqué dans la formule ci-dessous :

$$\psi_{\tau,s}^*(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \psi\left(\frac{t-\tau}{s}\right) \quad (\text{III.29})$$

$\psi_{\tau,s}$ dépend des paramètres s, τ , τ est le facteur de position et s est le facteur de l'échelle. $\frac{1}{\sqrt{s}}$ Assure la normalisation de l'énergie. La fonction du facteur d'échelle s est de assure l'opération dilatation de la fonction d'ondelette mère. L'opération dilatation de $\psi\left(\frac{t}{s}\right)$ lorsque $s > 1$ permet de localiser la haute fréquence, une opération de contraction $\psi\left(\frac{t}{s}\right)$ lorsque $0 < s < 1$ permet de localiser la basse fréquence.

La fonction d'ondelettes mère $\psi(t)$ doit satisfaire les conditions suivantes :

- La fonction doit être oscillante et d'intégrale nulle : $\int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t) dt = 0$
- Doit être de carré intégrable

La transformation inverse d'une ondelette continue est

$$x(t) = \iint \gamma(\tau, s) \bullet \psi_{\tau,s}^*(t) ds d\tau \quad (\text{III.30})$$

• Transformée en ondelette discrète

Le CWT est calculée en décalant d'une manière continue la fonction ondelette sur le signal et puis calculé la corrélation entre les deux, les coefficients d'ondelettes obtenus sont fortement redondants. Pour maîtriser le problème de la redondance de CWT, une ondelette discrète DWT est introduite. Une transformée DWT utilise que dilatations-translation par étapes discrètes, le facteur s est de 2^j $j \in \mathbb{Z}$ et le paramètre de translation est $2^j k$. L'ondelette discrète peut être représentée par :

$$\psi_{j,k}(t) = 2^{-\frac{j}{2}} \psi\left(\frac{t - 2^j k}{2^j}\right) \quad (\text{III.31})$$

Par conséquent, une transformée en ondelettes discrète est définie comme :

$$\gamma(j, k) = \int x(t) \bullet \psi_{j,k}^*(t) dt \quad (\text{III.32})$$

Selon la méthode précédente, le spectre de fréquence des ondelettes ne peut pas couvrir toute la fréquence jusqu'à la fréquence zéro. Une fois que la segmentation atteint une certaine fréquence, la segmentation s'arrête, et toutes les parties basse fréquence restantes doivent être représentées en utilisant une fonction avec un spectre de fréquences passe-bas.

Cette fonction est la fonction d'échelle $\varphi(t)$ qui peut être représentée à l'aide de l'ondelette correspondante

$$\varphi_{j,k}(t) = 2^{-\frac{j}{2}} \varphi\left(\frac{t - 2^j k}{2^j}\right) \quad (\text{III.33})$$

La figure III.15 illustre les fonctions d'échelle. Les fonctions d'échelle couvrent toutes les zones qui ne sont pas couvertes par les spectres de fréquence de la fonction ondelette jusqu'à l'échelle j , par conséquent, le nombre d'ondelettes passe de l'infini au fini.

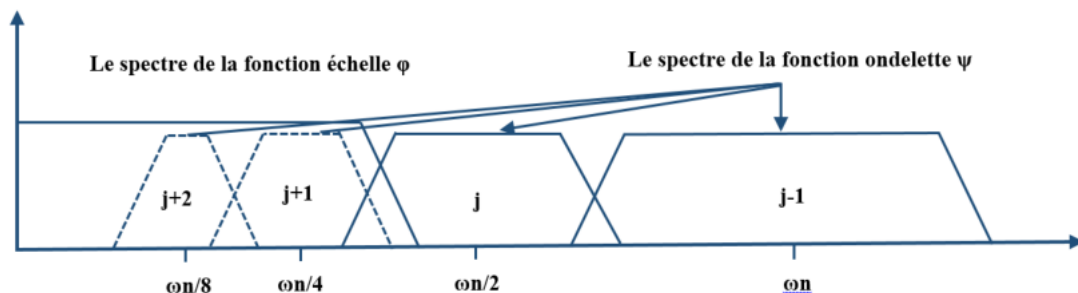


Fig.III.15 Fonction échelle (l'onde père)

Il n'est pas difficile de montrer que toute série $f(t)$ peut être construite comme une séquence de projections sur des ondelettes père (la fonction échelle $\varphi(t)$) et mère (la fonction ondelette $\psi(t)$) « analyse multi-résolution ».

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

$$f(t) = \sum_k s_{J,k} \varphi_{J,k}(t) + \sum_k d_{J,k} \psi_{J,k}(t) + \sum_k d_{J-1,k} \psi_{J-1,k}(t) + \dots + \sum_k d_{1,k} \psi_{1,k}(t) \quad (\text{III.34})$$

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

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

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

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

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

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

$$g(k) = (-1)^k h(1-k)$$

L'inconvénient de la projection directe est la complexité temporelle (nombre important d'opérations). Si pour cela que l'algorithme de Mallat [21] est apparu et celui-ci ne nécessite pas la connaissance de la forme ou la formule analytique de l'ondelette mère et ondelette père. On utilise uniquement $h(k)$ pour sortir les quatre filtres utilisés dans l'algorithme de Mallat, deux filtres « passe-bas et passe-haut » pour la décomposition et également deux filtres pour la reconstruction « passe-bas et passe-haut ».

Cet algorithme connue souvent sous le terme d'appellation (*DWT*) et moins (*FWT*) qui décrit la réalité de cette algorithme [13][19]. La figure III.16 montre une décomposition FWT à deux niveaux d'un signal échantillonné (pyramidale).

- La décomposition par paquets « WPD »

Dans le cas de WPD, le signal passe à travers un banc de filtres à base d'ondelettes uniforme, comme le montre la figure III.17. Le processus de translation-dilatation est également reproduit à sur les bandes de fréquences élevées (détails) qui n'été pas décomposé par DWT, donc le résultat est un banc de filtre uniforme. La sortie de chaque filtre fournit un ensemble de coefficients (échelles). Chaque échelle présente une partie de fréquence déterminée du signal décomposé entrant [13]. Nous utiliserons le vecteur $S = [s_1, s_2, \dots, s_N]$ pour identifier l'ensemble des paquets d'ondelettes obtenu par L niveaux de la décomposition par paquets d'ondelettes dyadiques $N = 2^L$.

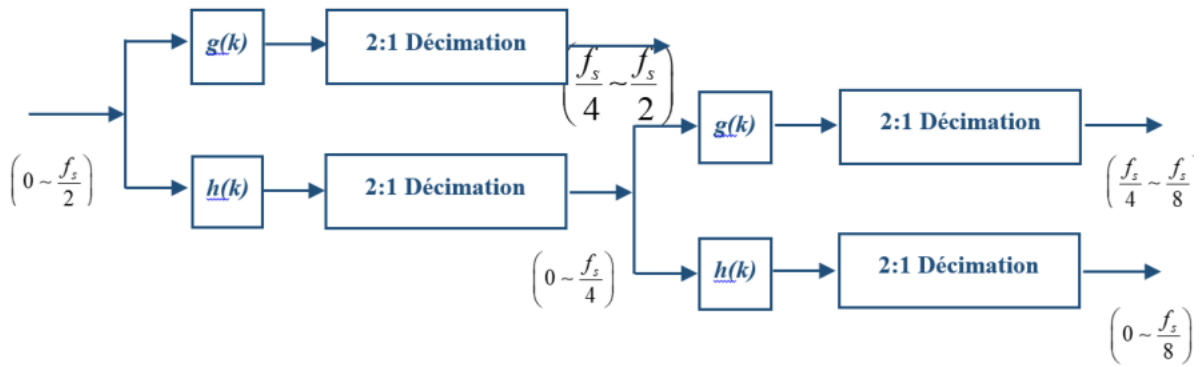


Fig.III.16 Décomposition pyramidale « deux niveaux »

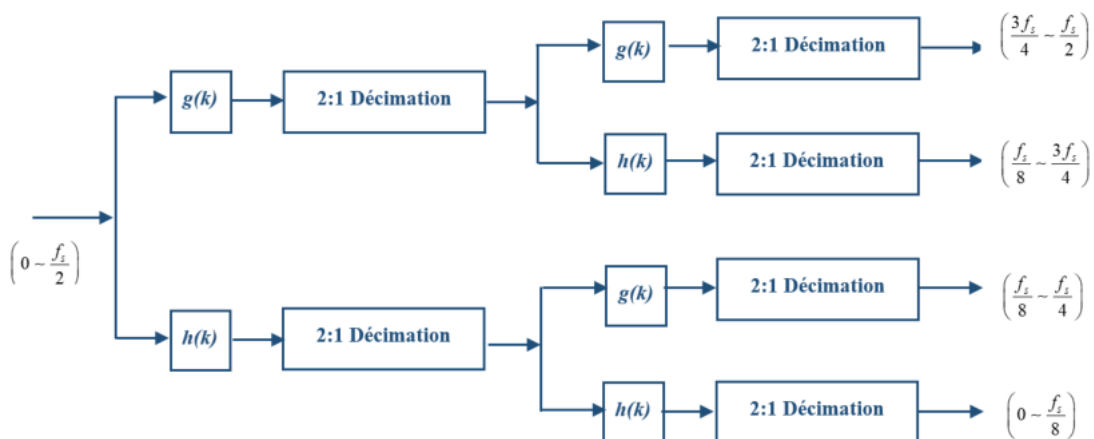


Fig.III.17 Décomposition par de paquets d'ondelettes dyadiques à 3 niveaux

L'algorithme basé sur *WPD* pour la détection et la suppression des interférences est représenté par [13]. La méthode applique une opération de seuillage sur les paquets des coefficients. Elle est principalement basée sur trois étapes :

- **La décomposition** : est la phase où le signal GNSS interféré entrant est passé à travers un banc de filtres uniforme, donc une présentation temps-échelle est réalisée. Le choix de nombre des niveaux de décomposition à appliquer sur le signal est un paramètre libre. Par conséquent un vecteur s est identifié.
- **La détection** : une phase qui est basée sur un processus de surveillance des écarts-types des paquets d'ondelette et sur une hypothèse statistique de chaque s_j , qui peut être considérée comme distribution gaussienne à moyenne nulle. A partir des mesures de l'écart type des paquets d'ondelettes dans le cas où l'interférence est absence, il est possible d'obtenir un seuil dans le domaine de temps-échelle, qui sera utilisé pour la procédure d'excision. Par conséquent $\sigma_s = [\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_N]$ est l'ensemble des l'écart type pour un s_j . On peut créer un vecteur de différentes mesures des écarte types pour différentes périodes k (tests), donc pour chaque paquets on a un $\sigma_{seuil,j}$ où le signal d'interférence n'existe pas. On obtient le vecteur $\sigma_{seuil} = [\sigma_{seuil,1}, \sigma_{seuil,2}, \dots, \sigma_{seuil,N}]$ pour chaque s_j . La moyenne sera :

$$\bar{\sigma}_j[k] = \frac{1}{1+k} \sum_{n=1}^N \sigma_j[n] \quad (\text{III.35})$$

Le seuil pour chaque paquet est calculé selon [13] :

$$V_{seuil,j}[k] = \sigma_j[k] \cdot \sqrt{2} \cdot \text{erfc}^{-1}(p_{fa}) \quad (\text{III.36})$$

- **L'atténuation** : elle est effectuée en comparant les coefficients de la représentation temps-échelle obtenue du signal GNSS entrant avec le de seuil d'échelle de temps basé sur les mesures d'écart-type. L'excision de l'interférence est effectuée en supprimant tous les coefficients qui dépassent le seuil calculé dans le domaine temps-échelle.

- **La reconstruction** : est achevée par une transformation en ondelettes inverse à partir des coefficients modifiées de chaque paquet après la suppression de l'interférence.

La sélection de l'ondelette et les niveaux de décomposition pour WPD

La résolution de la bande de fréquence pour un niveau L de décomposition WPD

$$BW_L = \frac{f_s / 2}{2^L} \quad (\text{III.37})$$

f_s est la fréquence d'échantillonnage

Théoriquement si le nombre de niveaux de décomposition augmente, nous effectuons une division plus fine sur le signal et l'effet de la suppression des interférences est meilleur. Après certains niveaux de décomposition, la décomposition supplémentaire ne peut pas apporter une amélioration significative des performances et la complexité du calcul augmente [17]. Pour la sélection de niveau de la décomposition par paquets, nous devons considérer à la fois la bande passante et la complexité de calcul du signal d'interférence.

Concernant le choix de type de l'ondelette pour la décomposition, on doit tenir compte à la similarité du signal à analyser et l'ondelette. La suppression des interférences est importante, si moins de points avec une énergie plus concentrée dans le domaine des coefficients d'ondelettes sont utilisés pour représenter l'interférence.

Les performances de la suppression des interférences pulsées « DME » basée sur la transformation d'ondelettes par paquets est représenté dans la figure III.18. L'impact sur les performances par le type d'ondelette et nombre des niveaux de décomposition est représenté dans la figure III.19.

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 ou ils sont appliqués.

Ce chapitre a présenté les techniques de traitement des signaux numériques DSP « pré-corrélation » les plus courantes actuellement mises en œuvre pour la détection et l'atténuation des interférences dans les récepteurs GNSS.

La détection des signaux parasites «interférences » peut être considérée comme l'étape centrale du processus de surveillance des interférences. Un aperçu sur les méthodes

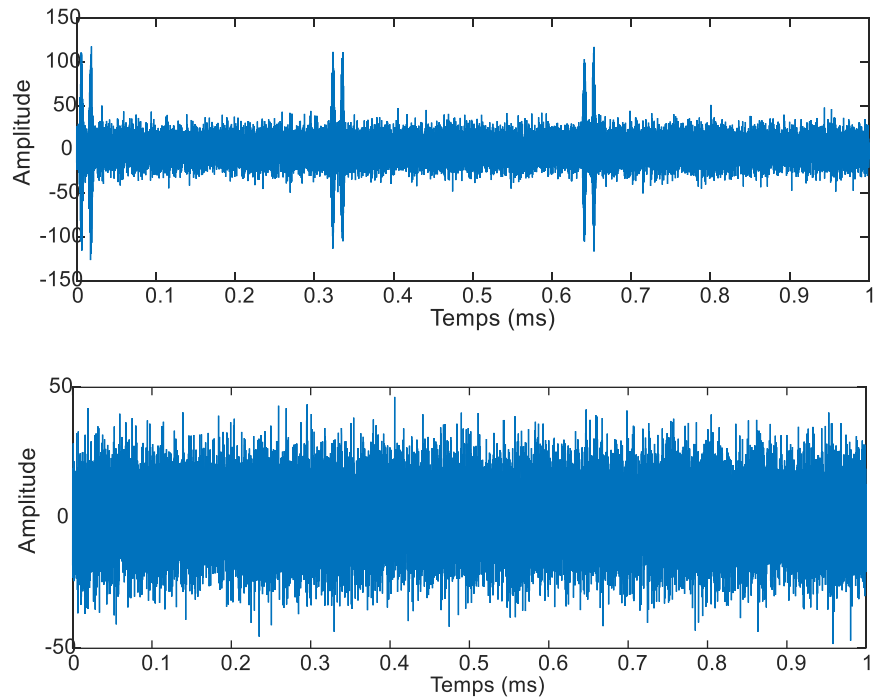


Fig.III.18 Représentation temporelle de signal récupéré par la technique de suppression par WPD

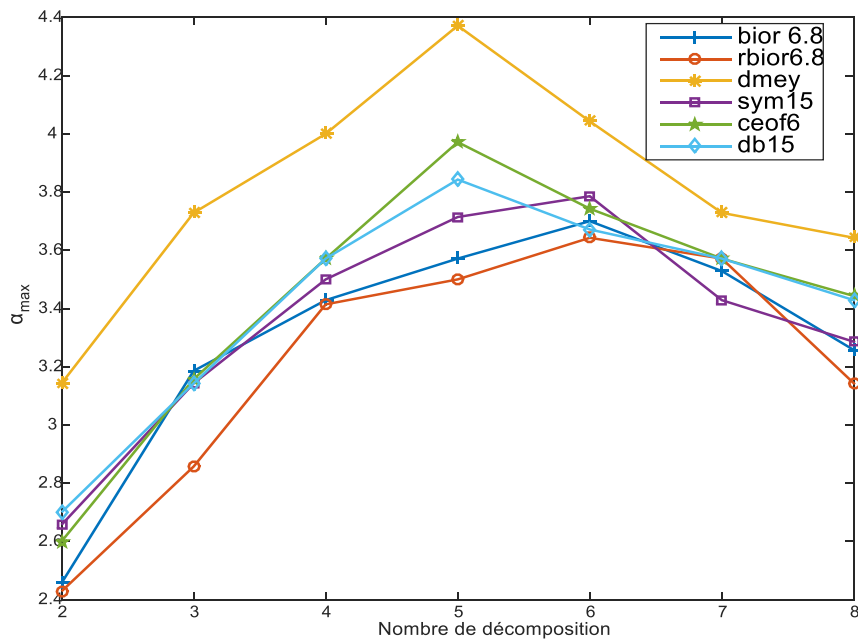


Fig.III.19 Relation entre le type d'ondelette, nombre de niveaux de décomposition et les performances de la suppression

détection en fonction du contenu spectrales ainsi que les méthodes d'analyse statistique sont présentées.

Les méthodes de suppression des interférences les plus utilisées dans la littérature sont analysées. Ces techniques d'atténuation des RFI peuvent être divisées en trois domaines différents. Techniques de domaine temporel, Ces méthodes sont faciles à mettre en œuvre dans un récepteur GNSS et ont une faible consommation, mais nécessitent une connaissance préalable du signal de l'interférence. Techniques de domaine fréquentiel, dans lequel la suppression des interférences est effectuée dans le domaine des fréquences, en examinant les caractéristiques du spectre du signal GNSS reçu. Technique de domaine Temps-fréquence qui fournit une bonne représentation des caractéristiques de l'interférence. Ces méthodes de filtrage peuvent mieux isoler et éliminer les composants d'interférence sans supprimer une grande partie du signal GNSS. Concernant le WPD, sa complexité est principalement déterminée par le nombre des niveaux N de décomposition en ondelettes, ainsi que le choix de type de l'ondelette compatible au type d'interférences.

Bibliographie

- [1] A. Konovaltsev, D. S. D. Lorenzo, A. Hornbostel et P. Enge, "Mitigation of Continuous and Pulsed Radio Interference with GNSS Antenna Arrays," dans *Proceedings of the 21st International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2008)*, Savannah, GA, , pp. 2786–2795 , 2008.
- [2] S. Savasta, F. Dovis, 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.
- [3] F. Bastide, et al., "Automatic Gain Control (AGC) as an Interference Assessment Tool," dans *Proceedings ION GPS 2003*, , pp. 2042–2053, Portland, 2003.
- [4] F. Bastide, E. Chatre, et C. Macabiau, "GPS interference detection and identification using multicorrelator receivers," dans *Proceedings of the 14th*

- International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS '01)*, pp. 872–881, Salt Lake City, Utah, USA, 2001.
- [5] F. Dovis, *GNSS Interference Threats and Countermeasures*. Artech House, 2015.
- [6] B. Motella, et L. Lo Presti, “Methods of Goodness of Fit for GNSS Interference Detection,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 50, no. 3, pp. 1690-1700, 2014.
- [7] L. Musemesi. *Advanced signal-processing technique for interference remover in satellite systems navigation*. These doctorat, Politecnico di Torino , 2014.
- [8] N. Fadaei, *Detection Characterization and Mitigation of GNSS Jamming Interference Using Pre-Correlation Methods*, Mémoire de Master, 2016.
- [9] P.T. Capozza, B.J. Holland, T.M. Hopkinson, et R. L. Landrau, “A Single-Chip Narrow-Band Frequency-Domain Excisor for a Global Positioning System (GPS) Receiver,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.35, no.3, pp.401-411, 2000.
- [10] 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.
- [11] D. Borio, et al., “Time-Frequency Excision for GNSS Applications,” *IEEE Systems*, vol.2, no. 1, pp. 27-37, 2008.
- [12] D. Alonso de Diego, N.G. Ferrara, J. Nurmi, E. S Lohan et G.Hein. Interference mitigation in the E5a Galileo band using an open-source simulator, *Inside GNSS*, vol. Jul/Aug, pp. 55-63, 2016. <http://www.insidegnss.com>.
- [13] L. Musumeci, J. T. Curran et F. Dovis, “A Comparative analysis of adaptive notch filtering and wavelet mitigation against jammers interference,” *Journal of the Institute of Navigation*, vol.63,no.4,pp. 533-550, 2016.
- [14] D. Borio, L. Camoriano et L. Lo Presti, “Two Pole and Multi Pole Notch Filters: A Computationally Effective Solution for GNSS Interference Detection and Mitigation,” *IEEE Systems journal*, vol. 2, no. 1, pp. 38-47, 2008.
- [15] J.A. Young et J.S. Lehnert, “Analysis of DFT-based frequency excision algorithm for direct sequence spread spectrum communications,” *IEEE Transactions on Communications* , vol.46, no.8, pp.1076–1087, 1998.

- [16] P.T. Capozza, B.J. Holland, T.M. Hopkinson et R.L. Landrau, "A single-chip narrow-band frequency-domain excisor for a global positioning system (GPS) receiver," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35 no.3, pp.:401-411, 2000.
- [17] W. Renbiao, W. D. L. Wenyi, L. Wang, J. Qiongqiong, *Adaptive Interference Mitigation in GNSS*. Springer Nature Singapore, 2015.
- [18] J. Grabowski, et C. Hegarty, "Characterization of L5 Receiver Performance Using Digital Pulse Blanking," *dans Procceeding. 15th Int. Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 2002)*, pp.1630-1635, Portland, 2002.
- [19] L. Musumeci, J. Samson et F. Dosis, "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.
- [20] G.X. Gao, L. Heng, A. Hornbostel, H. Denks, M. Meurer, T. Walter et P. Enge "DME/TACAN interference mitigation for GNSS: algorithms and flight test results," *GPS Solutions*, vol. 17, pp.561-573, 2013.
- [21] S. G. Mallat, "A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation," vol. 11, pp. 674-693, 1989.



Chapitre IV

DETECTION ET REDUCTION DES INTEFERENCES PAR LA METHODE DCT-MTT

CHAPITRE IV

DETECTION ET REDUCTION DES INTERFERENCES PAR LA METHODE DCT-MTT

Introduction

Nous avons discuté au chapitre trois les principaux axes englobant les approches les plus courantes pour la réduction des interférences à bandes étroites.

Dans ce chapitre nous proposons une technique de seuillage dans un domaine transformé pour la réduction des interférences à bande étroite dans les récepteurs du système mondial de navigation par satellites (GNSS). La méthode appelé « DCT mitigation thresholding technique (DCT-MTT) », elle peut détecter et rejeter l'interférence à bande étroite sans nécessité d'aucune information à priori et sans apprentissage du signal sans interférence pour déterminer le seuil.

Dans le domaine DCT, le signal transformé est partitionné en paquets non superposés. Chacun peut être un paquet non interféré (de la même variance de bruit additif) qui doit être préservé, ou un paquet d'interférence (si sa variance est significativement supérieure à la variance de bruit additif) qui doit être souillé. La préservation (ou inversement le seuillage) d'un paquet est obtenue grâce à l'utilisation du seuil universel de l'algorithme de DONOHO.

Les résultats de la simulation montrent que la technique est capable de détecter et supprimer l'interférence avec un haut niveau de précision avec une importante préservation du signal de navigation.

IV.1 CONTEXTE THÉORIQUE MATHÉMATIQUE

IV.1.1 La transformée en cosinus discret

La transformée en cosinus discrète (DCT) est une transformée bien connue et l'une des plus utilisées pour le traitement et l'analyse du signal dans le domaine fréquentiel. Elle s'exprime par équation :

$$R(k) = w[k] \sum_{n=1}^N r[n] \cos \frac{\pi(2n-1)(k-1)}{2N} \quad /k = 1, \dots, N \quad (\text{IV.1})$$

Ou :

$$w[k] = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} & k=1 \\ \sqrt{\frac{2}{N}} & 2 \leq k \leq N \end{cases}$$

N est la longueur du signal d'entrée dans le domaine temporel $r[n]$. On remarque que l'indice de fréquence k , est formulé par [15] :

$$k = \left\lfloor \frac{N \times f}{fs / 2} \right\rfloor$$

$$f = \frac{k \times fs}{2N}$$

Où : fs est la fréquence d'échantillonnage f est la fréquence correspondante à l'index k^{eme} et $\lfloor . \rfloor$ est l'opérateur d'arrondi à l'entier le plus proche.

D'autre part, la DCT inverse est présentée dans l'équation (2)

$$r(n) = \sum_{k=1}^N w[k] R[k] \cos \frac{\pi(2n-1)(k-1)}{2N} \tag{IV.2}$$

Il est intéressant de noter que la transformée DCT fait partie des transformations réel au réel. En fait, la DCT est une transformée rapide qui décompose le signal en harmoniques dans la gamme $\left[0 - \frac{Fs}{2}\right]$ Hz.

IV.1.2 Le seuillage universel

La transformée en ondelettes discrète DWT fournit un moyen efficace d'estimer les signaux en présence de bruit. Le débruitage du signal basé sur la DWT est constitué de trois étapes qui sont [16-17]:

- La décomposition du signal par l'intermédiaire de la DWT ;
- Le seuillage des coefficients d'ondelettes pouvant contenir principalement le bruit afin de réduire le bruit du signal utile ;
- Enfin, la phase de reconstruction et la restauration du signal utile qui est obtenu par l'application de la DWT inverse.

Donoho et Johnstone ont introduit une approche non linéaire innovante pour le seuillage dans le domaine des ondelettes. Dans leur technique, le seuillage peut être appliqué en mettant en œuvre des stratégies de seuillage soft ou hard [16]. La valeur du seuil λ_{univ} des fonctions de débruitage est basée sur l'estimation du bruit supposé existant dans les données. Ainsi, le seuil universel proposé par Donoho est exprimé comme suit :

$$\lambda_{univ} = \sigma \sqrt{2 \log N} \quad (IV.3)$$

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

Il est à noter que le niveau de bruit a été estimé par l'estimateur impliquant le calcul de la médiane des valeurs absolues des coefficients d'ondelettes de détail du premier niveau [16-17] exprimée dans l'équation (4)

$$\sigma = \frac{\text{Median}(|cD_j|)}{0.6745} \quad (IV.4)$$

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

$$\text{le seuillage-dur} \begin{cases} y = x \text{ if } |x| > \lambda \\ y = 0 \text{ if } |x| < \lambda \end{cases} \quad (IV.5)$$

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

$$\text{le seuillage-doux} \quad \{y = \text{sign}(x)(|x| - \lambda)\} \quad (IV.6)$$

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

IV.1.3 Estimation de l'écart type à l'aide de la théorie d'échantillonnage statistique

Dans la plupart des méthodes de débruitage, rapportées dans la littérature, l'estimateur bien établi de DONOHO (équation IV-3) est impliqué pour estimer l'écart type inconnu σ de l'AWGN. Cependant, dans notre contribution, l'estimateur sans biais déduit de la théorie de l'échantillonnage est utilisé [19]. Il est décrit par :

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{L-1} \sum_{i=1}^L (z_i - \mu)^2} \quad (IV.7)$$

Où: μ , la moyenne de l'échantillon, est décrite par :

$$\mu = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L z_i$$

Où : L est la longueur de la trame des échantillons (paquets).

IV.1.4 La fenêtre de Tukey :

Les effets de bord sont considérablement réduits lors de l'utilisation du seuillage basé sur la DCT, par multiplication, échantillon par échantillon, du signal d'entrée par la fenêtre la de Tukey. La figure IV.1 présente la forme de la fenêtre. Le modèle mathématique de la fenêtre de Tukey est donné par [18] :

$$w(x) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos\left(\frac{2\pi}{r}(x - r/2)\right) \right\} & (0 \leq x < \frac{r}{2}) \\ 1 & (0 \leq x < 1 - \frac{r}{2}) \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos\left(\frac{2\pi}{r}(x - 1 + r/2)\right) \right\} & (1 - \frac{r}{2} \leq x < 1) \end{cases} \quad (IV.8)$$

Où : r est le rapport entre la longueur de section du cosinus-diminue et la longueur totale de la fenêtre N avec $0 \leq r \leq 1$

IV.2 DESCRIPTION DE LA METHODE PROPOSEE

Récemment, la littérature a émergé sur les méthodes d'excision d'interférence basées sur la décomposition de paquets d'ondelettes [13, 14, 15,16]. L'algorithme basé sur la WPD pour la détection et la suppression des interférences est basé sur trois étapes mentionné précédemment dans le chapitre III :

- La phase de décomposition ;
- La phase de détection-réduction ;
- La phase de reconstruction.

Pendant les phases de décomposition et de réduction les interférences affectent plus de paquets que le paquet de l'intérêt où elles existent théoriquement, en raison de l'ondelette mère et de la nature des bancs de filtres. Comme le montre la figure VI.2, les résultats obtenus à partir de la décomposition par WPD d'un signal Galileo E5a contaminé par une seule onde continue SCWI, illustrent l'impact de l'interférence sur les autres paquets, qui ne sont pas

théoriquement affectés. Par conséquent, l'opération de seuillage supprime une partie utile du signal GNSS dans une autre position qui n'est pas contaminée. A partir de la figure IV.2, nous remarquons que l'interférence existe théoriquement dans le paquet numéro 14, mais les paquets 6, 8, 14, 16 et 30 sont touchés aussi.

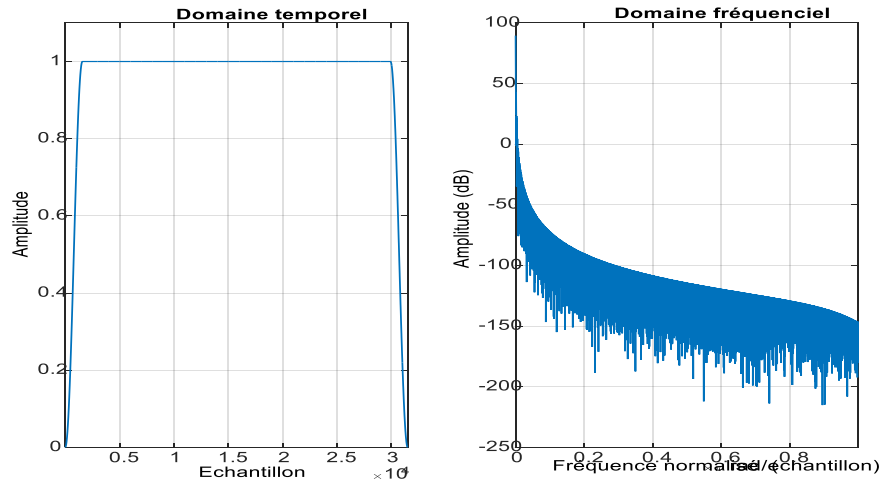


Fig.VI.1 Présentation temporelle et fréquentielle de la fenêtre de Tukey

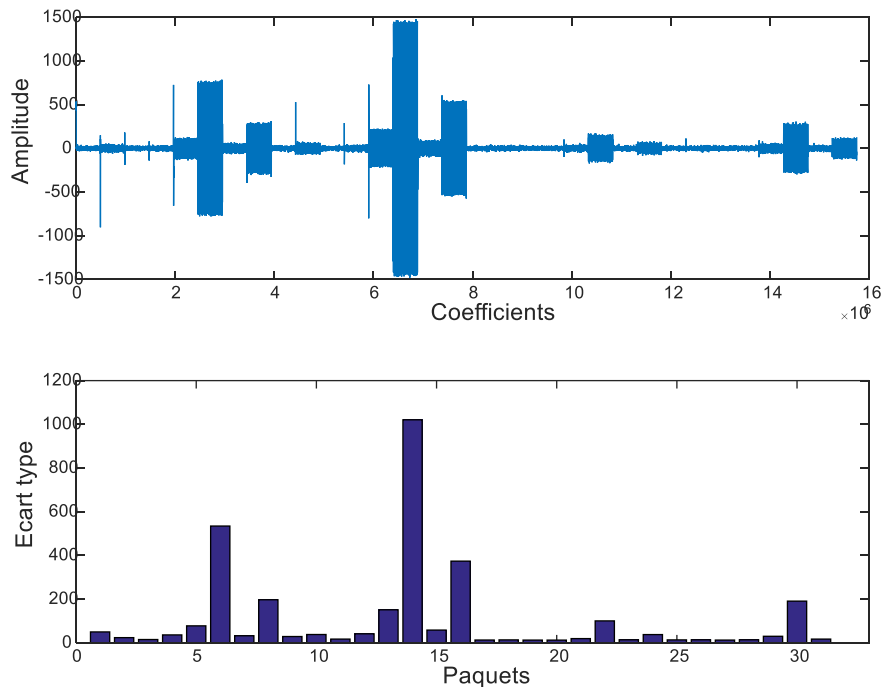


Fig.VI.2 La localisation d'interférences SCWI par l'application de la WDP

IV.2.1 Description de la technique de seuillage proposé

Inspirée de la technique de seuillage par ondelettes de Donoho [16-17] utilisée dans le domaine d'ondelette, de plus, par motivation des travaux présentés dans [20] [21], qui ont utilisé la stratégie de seuillage dans le domaine DCT pour l'amélioration de la parole, également, le travail d'estimation de l'écart type de bruit thermique additif 'AWGN', par l'estimateur de la théorie d'échantillonnage statistique pour le débruitage des signaux ultrasoniques dans [19]. La technique proposée fournit une nouvelle méthode de réduction des interférences GNSS dans le domaine DCT. En conséquence, l'unité d'atténuation des interférences est incorporée dans la partie de pré-désétalement du récepteur GNSS. La figure IV-3 montre les différents blocs constitutifs de la méthode suggérée.

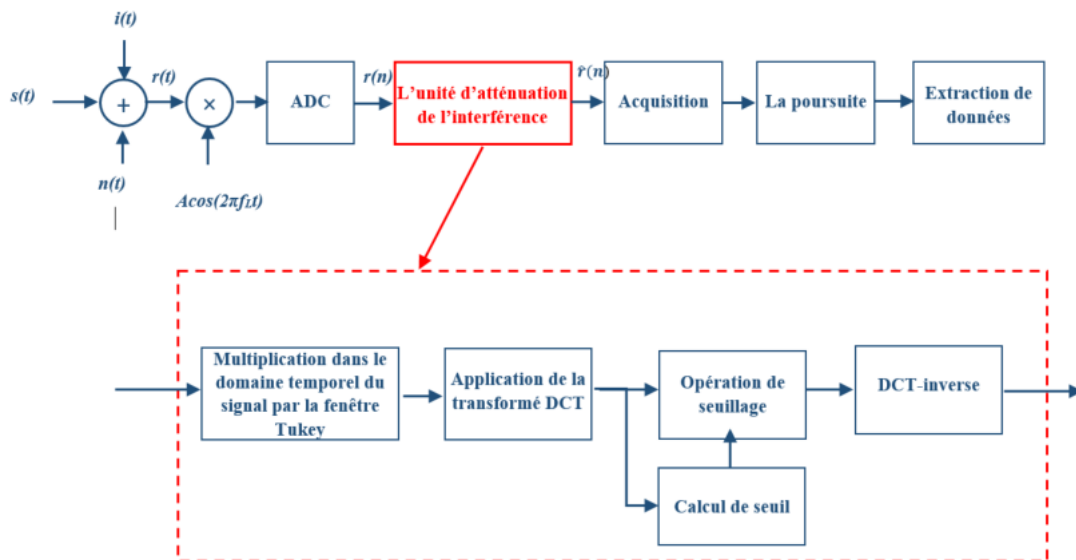


Fig.VI.3 Schéma de l'unité de réduction des interférences GNSS proposée

Comme illustré, tout d'abord, le signal entrant $r(n)$ est multiplié par une fenêtre Tukey afin de diminuer l'effet de bord. Ensuite, le signal résultant est transformé en domaine DC. Le signal transformé est divisé en un nombre approprié de segments afin d'estimer l'écart type élément (σ_i with $1 \leq i \leq M$) de chaque i^{eme} segment (paquet) indépendamment, pour d'estimer un écart type global (σ_{Global}) par la stratégie suggérée. Après, le seuil de la phase d'excision est déterminé selon la méthode du seuillage universel. Par conséquent, les coefficients qui dépassent le seuil calculé sont annulés. Enfin, l'application de l'opération DCT inverse récupère, de manière appropriée, le signal reçu à une interférence réduite. Pour plus d'illustration de l'approche proposée, un organigramme résumé est présenté à la figure IV-4.

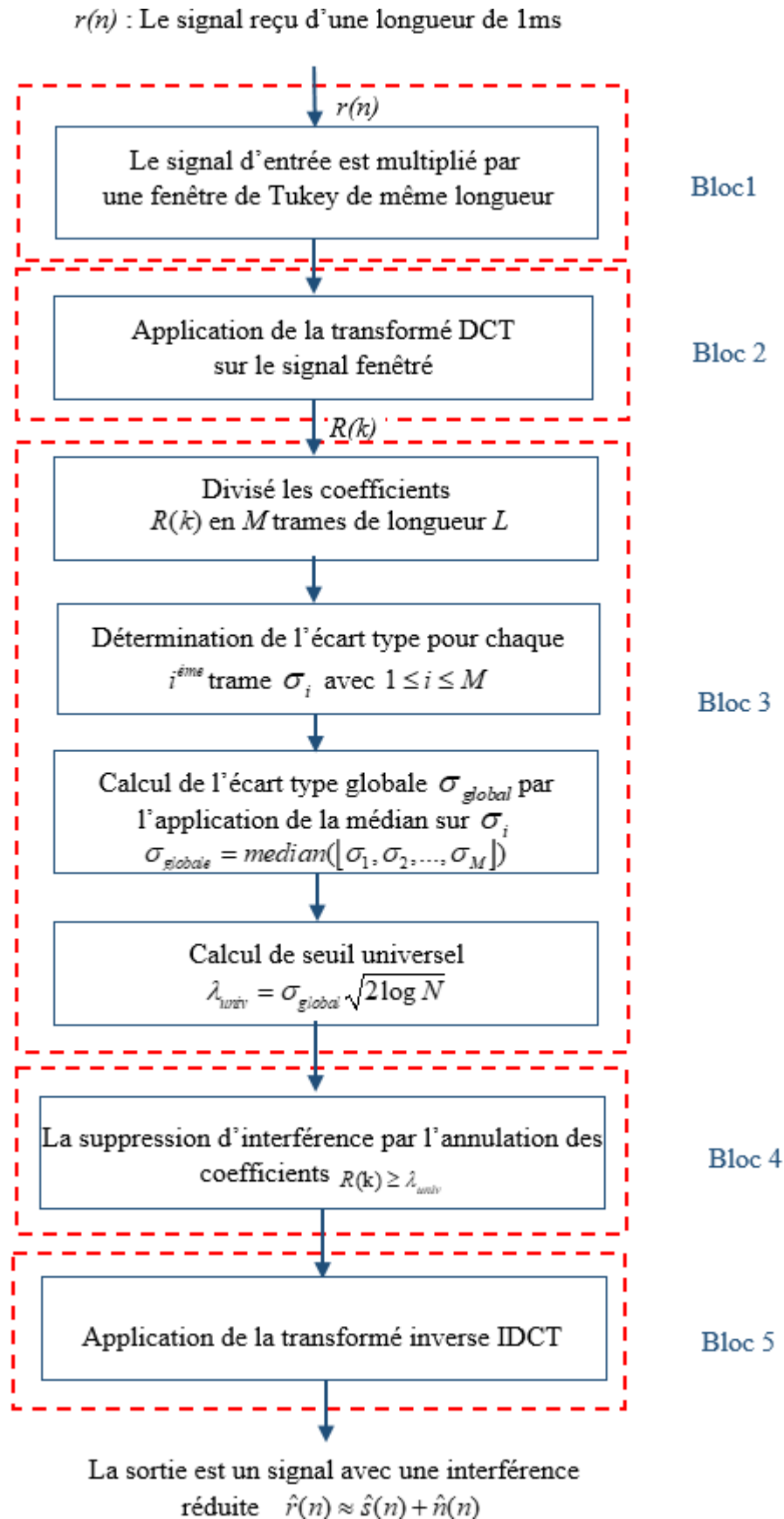


Fig.VI.4 L'organigramme de l'unité de réduction des interférences proposé

IV.3 SIMULATIONS ET RESULTATS

Les performances de l'algorithme proposé ont été obtenues à l'aide d'un simulateur open-source dans le MATLAB. Par conséquent, l'algorithme a été simulé en tant qu'un bloc défini intégré dans le simulateur [22].

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

- La qualité du signal avant le bloc d'acquisition dans lequel la comparaison des PSD donne des informations sur l'état du signal reçu sans et avec l'opération d'atténuation des interférences [1, 11,13].
- Une autre mesure utilisée dans de nombreux domaines tels que : les applications GNSS [13], le domaine biomédical [13], [23] et autres. Ce critère est bien connu sous le nom de coefficient de corrélation et il indique le degré de similitude entre deux signaux (le signal récupéré et le signal propre origine). Il peut être décrit comme suit :

$$c = \frac{\sum_{i=1}^N (r - \bar{r})(\hat{r} - \bar{\hat{r}})}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (r - \bar{r})^2} \sqrt{\sum_{i=1}^N (\hat{r} - \bar{\hat{r}})^2}} \quad (IV.9)$$

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

- La fonction d'ambiguïté $S(\tau, F_d)$, qui est une mesure d'évaluation importante indiquant l'efficacité de l'approche de réduction l'interférence, où τ est retard de code et F_d est la fréquence porteuse de Doppler [1,12,13,22]. Il est à noter que l'interférence diminue l'amplitude de sortie de la corrélation et masque le pic du signal dans le bruit, donc augmente la probabilité de perte de visibilité du satellite.
- La mesure de rapport α_{max} d'acquisition. En effet, un satellite est visible lorsque le rapport α_{max} est supérieur à une valeur prédéfinie dans le récepteur. Où α_{max} représente le rapport entre le pic de corrélation le plus élevé P_1 et le deuxième pic de corrélation P_2 le plus élevé. Par conséquent, la probabilité de détection P_d augmente si le rapport a une valeur significative [4,12,24].

Afin de démontrer l'efficacité du DCT-MTT suggéré, deux scénarios ont été étudiés.

- Le scenario des interférences a onde Continue (CWI).
- Le scenario d'une interférence pulsé (DME).

IV.3.1 Le Premier scenario : la réduction des interférences a onde continue

Le test de simulation est composé du signal Galileo E5a1 et du signal d'interférence à ondes continues ajouté. Le rapport d'interférence sur signal ISR du SCWI et du MCWI est compris entre 10 et 60 dB.

Dans la première étape, nous étudions les performances de la méthode de réduction d'interférence en présence d'un SCWI. La puissance de l'interférence est augmentée au moyen du générateur de signaux, de sorte que l'ISR varie de 10 à 60 dB.

Il est bien connu que le seuillage DCT d'un signal de longueur limitée produit un effet de bord. Pour surmonter le problème rencontré, nous avons constaté que la fenêtre de Tukey ($N, 0,05$) réduit considérablement l'effet de bord après le seuillage dans le domaine DCT qui est suivi par une DCT-inverse. La figure IV-5 représente l'effet sur le signal interféré avec l'utilisation et sans fenêtre de Tukey.

En effet, comme la stratégie de seuillage par ondelettes, dans le domaine DCT, la détermination du seuil approprié est une tâche convergeant vers une restauration réussie des informations utiles. Afin d'obtenir le seuil, le signal fréquentiel résultant par l'application de transformation DCT est divisé en M paquets non superposés de L coefficients chacun. Nous avons trouvé, empiriquement, que la longueur appropriée de chaque paquet peut être $L = 50$ coefficients. Par conséquent, le nombre de paquets résultant est $M = 630$, ce qui donne une bonne connaissance statistique de l'état du signal d'entrée.

A partir de la figure IV-6, nous remarquons la réduction des paquets interférés en raison de l'effet de bord (en raison de l'utilisation de la fenêtre Tukey), en conséquence, la position d'interférence est localisée avec précision. Il est rapporté que les paquets non affectés ont à peu près la même variance de la distribution gaussienne.

Une fois que le vecteur des écarts-types de tous les paquets est obtenu, l'opérateur médian est appliqué sur tout le vecteur $\sigma_i = [\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \dots, \sigma_{630}]$. Par conséquent, l'écart type global (σ_{Global}) est estimé. Ensuite, le seuil universel λ_{univ} est ajusté selon le principe de seuillage de DONOHO. L'opération suivante est le seuillage des coefficients DCT. Par conséquent, tous les coefficients dépassant la valeur λ_{univ} sont annulés. Le vecteur des coefficients modifiés résultant conduit à une approximation de bonne qualité du signal sans interférence lors de l'application du DCT inverse.

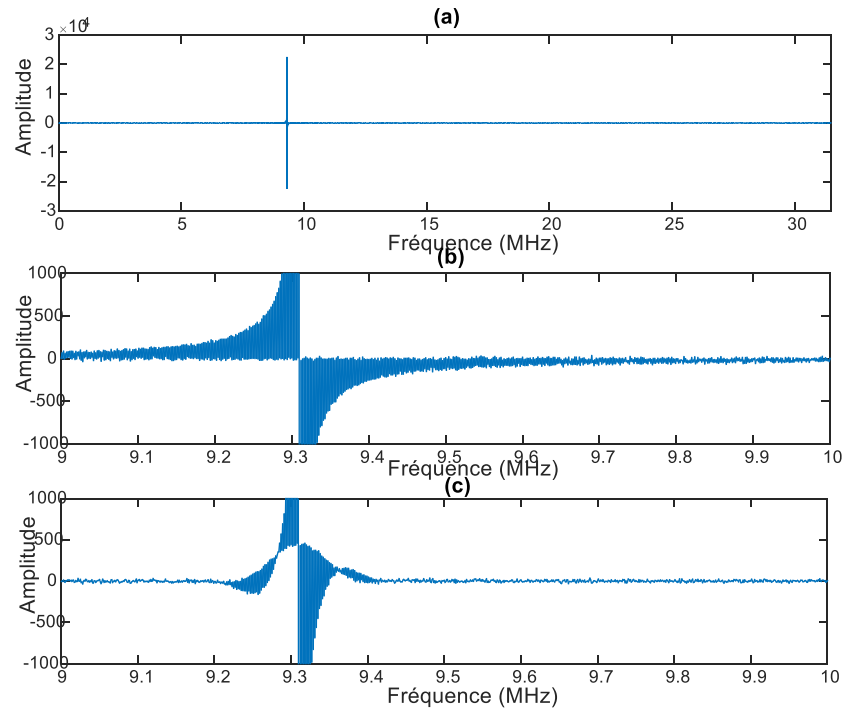


Fig.VI.5 La présentation de l'effet de la fenêtre de Tukey (31500,0.05) sur le signal contaminé, (b) Sans l'utilisation de la fenêtre de Tukey. (c) Avec l'utilisation de la fenêtre

La figure IV-7 illustre la représentation temporelle du signal restauré résultant du seuillage basé sur la DCT-MTT. Il révèle qu'il y a une baisse importante de l'effet de bord lors de l'utilisation de la fenêtre Tukey. De plus, par une inspection visuelle, on peut constater la similitude entre le signal récupéré Figure IV-7 (b) et le signal original non contaminé Figure IV-9 (a) qui est claire par rapport au signal restauré (sans fenêtre Tukey) dans Figure IV-7 (c).

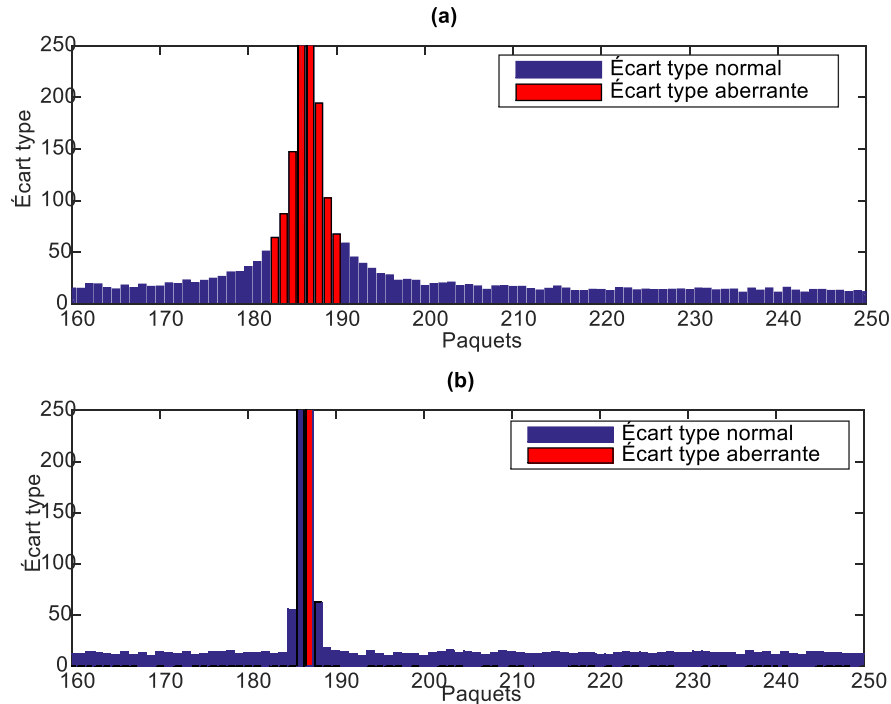


Fig.VI.6 L'effet de la fenêtre Tukey sur estimation de l'écart type, (a) La déviation de l'écart type des paquets interféré sans l'utilisation de fenêtre Tukey, (b) La déviation de l'écart type des paquets interférés avec l'utilisation de la fenêtre Tukey

En suivant le même raisonnement, nous examinons les performances de l'approche DCT-MTT suggérées en présence de Multi ondes continues MCWI, la où la situation est plus compliquée pour le récepteur. De ce fait, plus d'harmoniques d'interférence sont incluses de manière à contaminer plus que le lob principal. Par conséquent, multi-bande sera rejetée. La figure IV-8 montre les paquets interférés selon la contamination MCWI, trois bandes détectées sont étudiées. On remarque que, avec la fenêtre Tukey, l'interférence multi-ondes est mieux localisée.

Additionnement, la figure IV-9 illustre la représentation temporelle du signal récupéré. À partir de la figure IV-9 (c), on peut voir que l'effet de bord a une valeur importante par rapport à l'effet de bord du SCWI, tandis que dans la figure IV-9 (b), l'effet de bord est considérablement atténué par l'utilisation de la fenêtre Tukey.

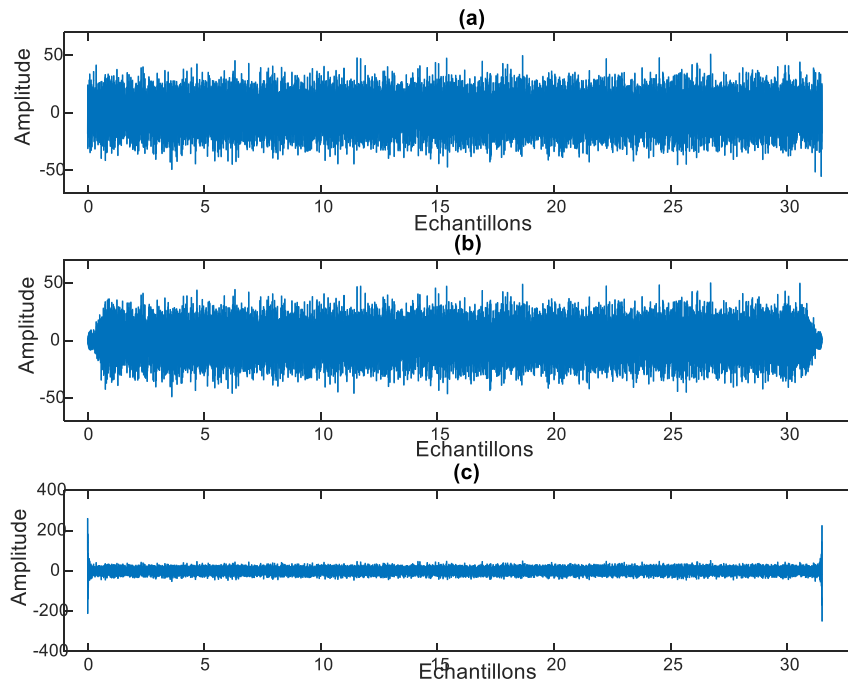


Fig.VI.7 Le signal récupéré après l'unité de la réduction d'interférence pour un SCWI, (a) La représentation temporel du signal origine non contaminé, (b) Le signal récupéré (avec l'utilisation de la fenêtre de Tukey) (c) Le signal récupéré présentant un effet de bord important (sans l'utilisation de la fenêtre de Tukey)

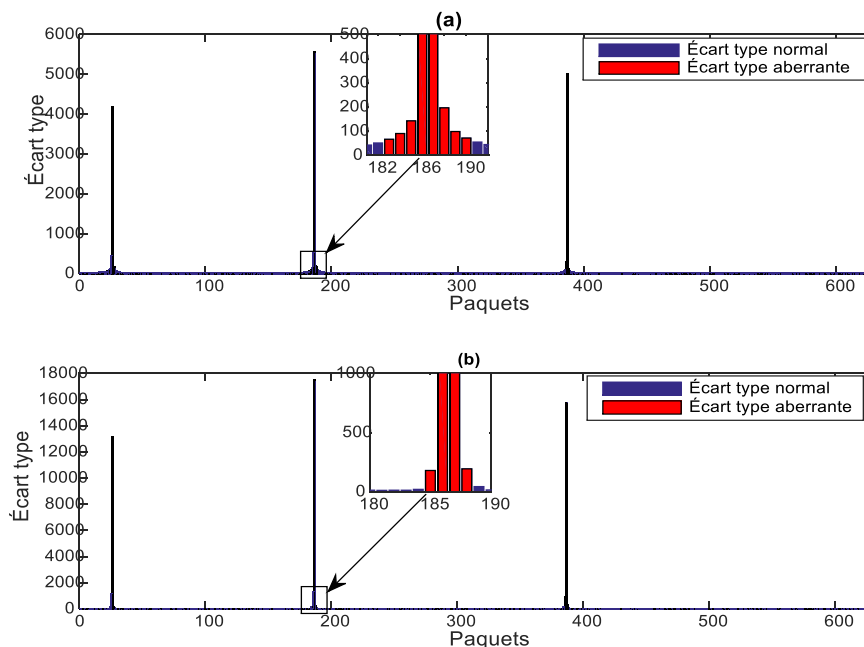


Fig.VI.8 Amélioration rapportée en utilisant la fenêtre Tukey sur l'estimation des écarts-types dans le cas MCWI, (a) Les écarts types des paquets interférés sans utilisation de la fenêtre de Tukey, (b) Les écarts types des paquets interférés avec l'utilisation de la fenêtre de Tukey.

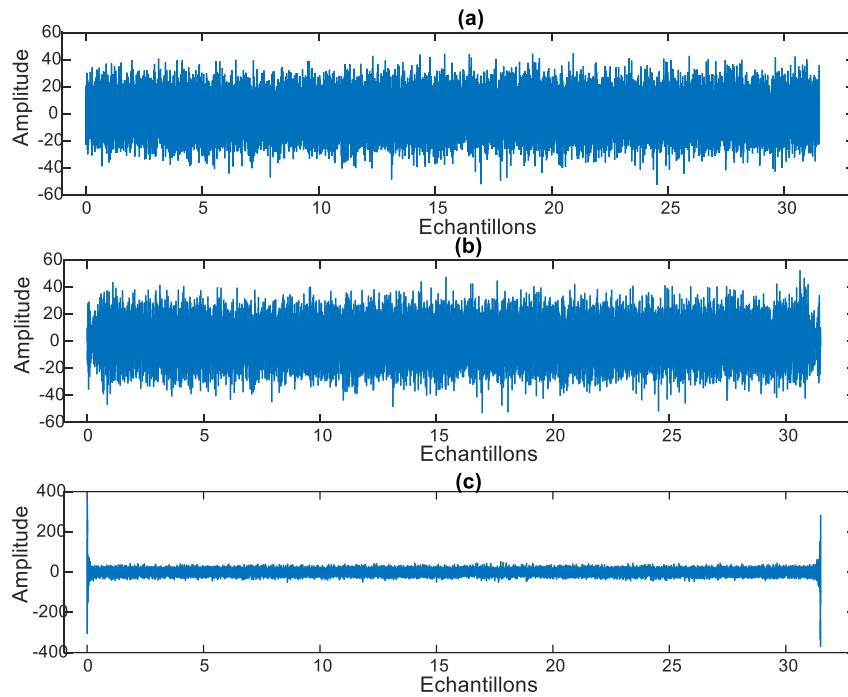


Fig.VI.9 Le signal récupéré après l'unité d'atténuation des interférences pour le cas de MCWI, (a) La représentation temporelle du signal d'origine non contaminé, (b) Signal récupéré (avec utilisation de la fenêtre de Tukey), (c) Signal récupéré montrant l'effet de bord (sans utilisation de la fenêtre de Tukey).

Pour plus d'illustration, la figure IV-10, montre l'impact de l'approche d'atténuation suggérée sur la mesure de la fonction d'ambiguïté. Il est apparent la figure IV-10 (a) que la fonction d'ambiguïté obtenue à partir du signal contaminé ne montre pas de pics de corrélation dominants ou secondaires ce qui même, par conséquent, à une mauvaise estimation des paramètres d'acquisition en présence de MCWI (50dB). Tandis que, la figure IV-10 (b) montre le pic de corrélation lorsque le bloc d'atténuation des interférences est activé.

Quantitativement, le tableau IV-2 compare le α_{max} du signal récupéré par l'application de la DCT-MTT pour les interférences simples et multiples avec celui résultant de l'application de la méthode conventionnelle d'atténuation du filtre coupe-bande IIR et la méthode de réduction qui se base sur les ondelettes par paquets WPD [1,22,24].

Tab.VI.1. Le paramètre d'acquisition α_{max} après la réduction d'interférence pour les cas : MCWI et SCWI

La méthode d'atténuation	Une seule interference	Multi interferences
Le filtre selectif IIR adaptatif	1.93	1.731
La méthode base sur la WPD	1.97	1.781
DCT-MTT Proposée	2.05	1.978

Par ailleurs, la figure IV-11 confirme l'efficacité de la méthode suggérée lors de l'utilisation du coefficient de corrélation comme paramètre de mesure. Par conséquent, les méthodes comparées à la DCT-MTT proposée utilisant la fenêtre de Tukey sont respectivement : la DCT-MTT sans utilisation de la fenêtre de Tukey, la méthode basée sur la décomposition d'ondelettes par paquets « WDP » et le filtre coupe-bande IIR conventionnel.

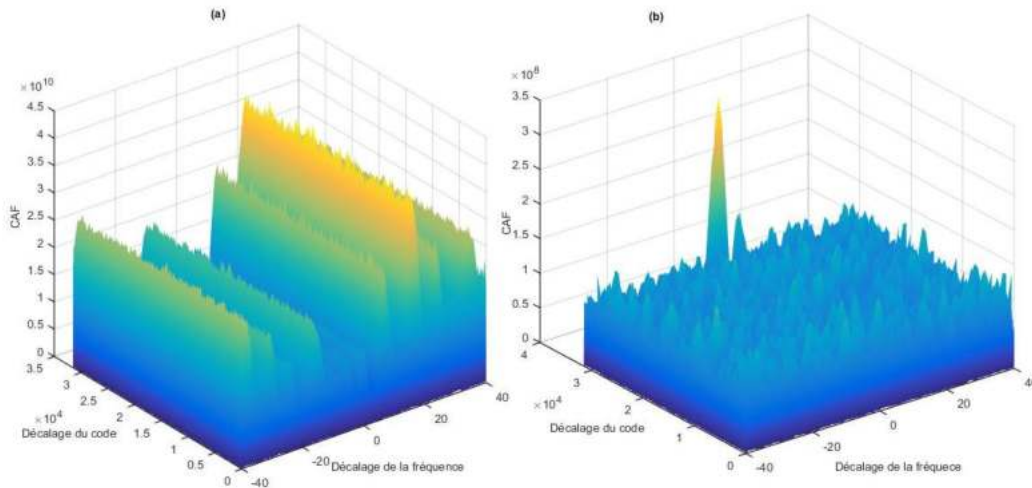


Fig. VI.10 Fonctions d'ambiguïté du signal Galileo E5a en présence de MCWI (ISR = 50 dB) (a) Sans unité de réduction des interférences, (b) Avec l'unité de réduction d'interférences proposée.

Pour une évaluation des performances plus convaincante, les PSD des signaux contaminés et récupérés sont présentés à la figure IV-12. Il est clair que l'application de la stratégie DCT-MTT pour l'atténuation MCWI sur le signal E5a Galileo, améliore de manière significative la qualité du signal récupéré.

IV.3.2 Le deuxième scénario : l'interférence pulsée

Pour évaluer les performances et l'efficacité de l'algorithme suggéré. Dans ce cas, nous simulons Galileo E5aI contaminé par un signal pulsé avec 3000 impulsions par seconde. La figure IV-13 montre un intervalle d'un signal de navigation de 2 ms corrompu par un signal DME d'une densité d'impulsions de 3000 pps selon une puissance de 50 dB.

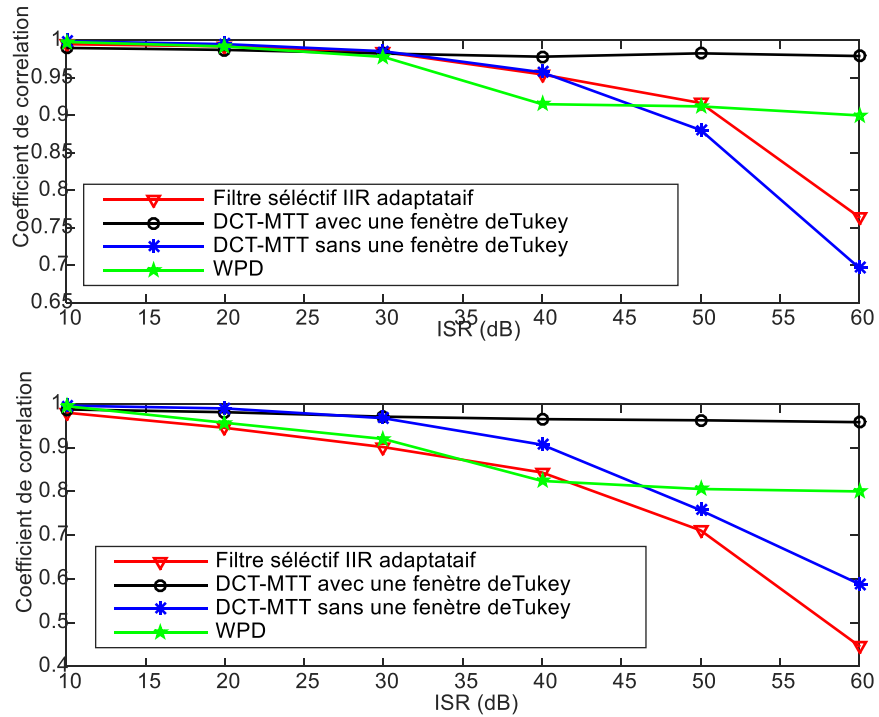


Fig.VI.11 Résultats comparatifs utilisant coefficient de corrélation comme paramètre de mesure (a) Coefficient de corrélation dans le cas de l'atténuation dans le cas de SCWI, (b) Coefficient de corrélation résultant de l'atténuation dans le cas de MCWI

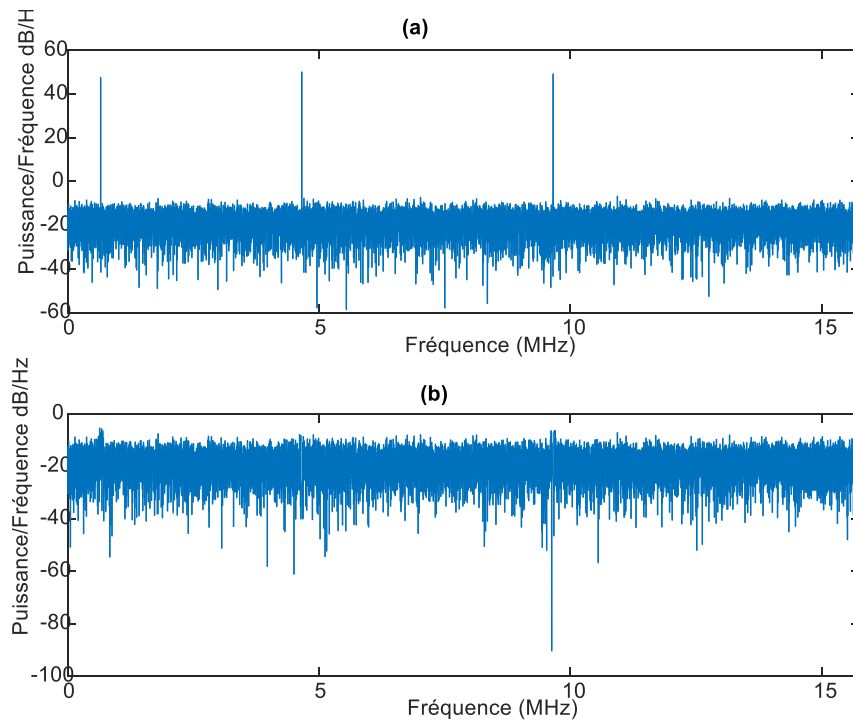


Fig.VI.12 PSD : (a) PSD du signal contaminé (ISR = 50 dB), (b) PSD du signal récupéré après la rejection de l'interférence de type MCWI.

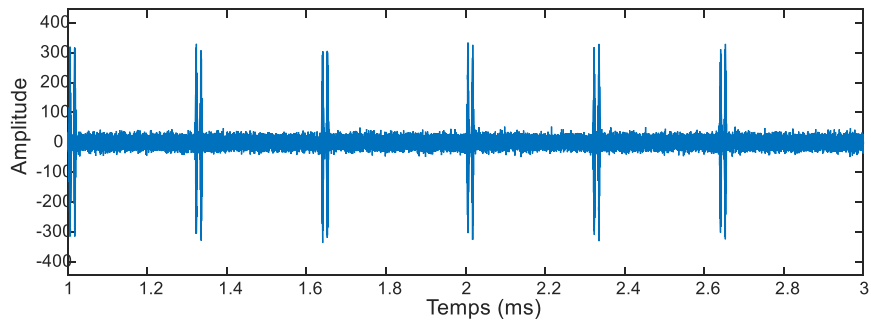


Fig.VI.13 La présentation temporelle d'un signal E5aI contaminé par un signal pulsé « DME » de 3000 pps et ISR = 50 dB

Comme il est montré, précédemment, par l'organigramme de la figure IV-3 et comme expliqué dans le premier scénario de suppression des interférences en ondes continues, la même stratégie est adoptée, cependant, dans le cas des interférences DME, la fenêtre Tukey n'est pas utilisée. La figure IV-14 représente la phase d'estimation des écarts types.

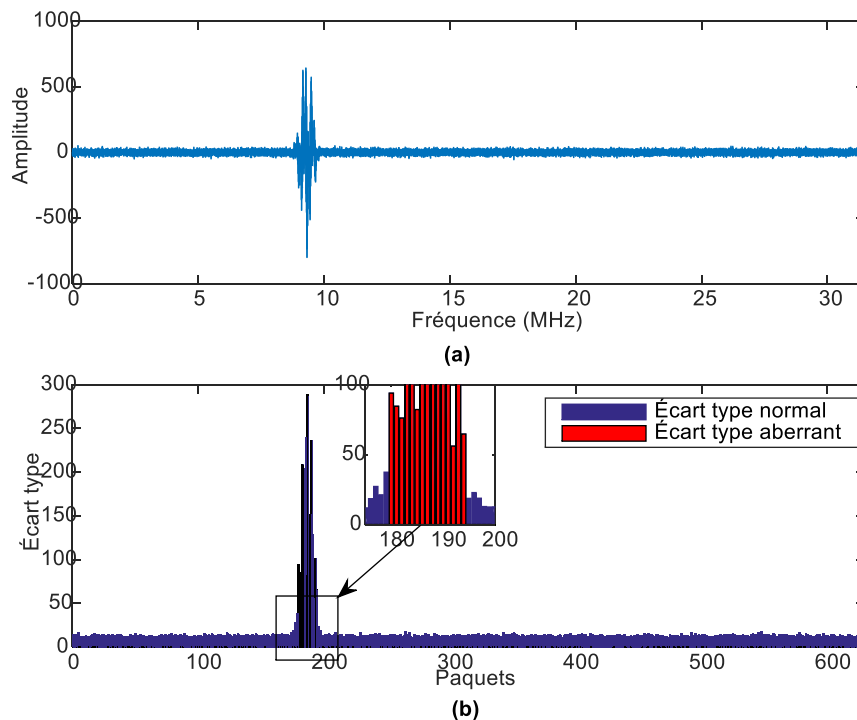


Fig.VI.14 L'estimation des écarts types, (a) La représentation DCT du signal contaminé
(b) L'estimation des écarts types des paquets

La figure IV-15 donne un aperçu de l'impact de la méthode proposée sur la fonction d'ambiguïté du signal Galileo E5a

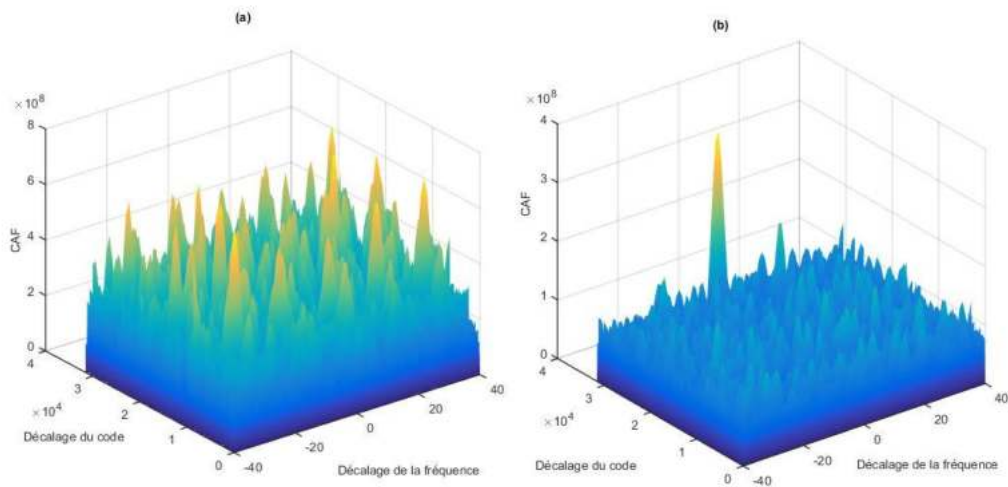


Fig.VI.15 La fonction d'ambiguïté du signal Galileo E5a en présence d'une interférence pulsé (ISR = 50 dB et 3000 pps), (a) Sans unité de suppression d'interférence, (b) Avec l'unité de suppression d'interférence proposée

En outre, la DCT-MTT proposée est comparée à la méthode conventionnel de la suppression d'impulsion DME [7, 22], au filtre coupe-bande IIR [22] et à la méthode basée sur les ondelettes par paquets [13] selon le paramètre de mesure α_{max} . Le tableau IV.2 présente les résultats obtenus à partir de l'espace de recherche d'acquisition.

Tab.VI.2. Le paramètre de mesure d'acquisition α_{max} après la réduction des interférences pulsés « DMA »

La méthode de suppression des interférences Pulsé	α_{max}
La DCT-MTT proposée	1.861
La méthode conventionnelle de suppression des impulsions DME	1.844
Le filtrage sélectif IIR adaptatif	1.632
La méthode basée sur la WPD	1.848

La figure IV-16. Présente les résultats des méthodes mentionnées précédemment selon le paramètre de mesure « coefficient de corrélation ». À partir des résultats, l'efficacité de l'approche DCT-MTT dans le cas du scénario pulsé est démontrée

De plus, la comparaison entre les PSD du signal reçu contaminé par une interférence DMA et le signal après l'unité de suppression des interférences est représentée sur la figure IV-17.

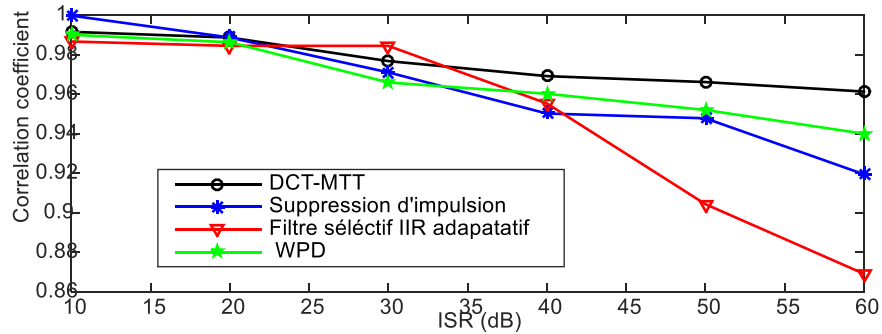


Fig.VI.16 Résultats comparatifs selon la mesure du coefficient de corrélation (interférence pulse DME de densité de 3000 pps)

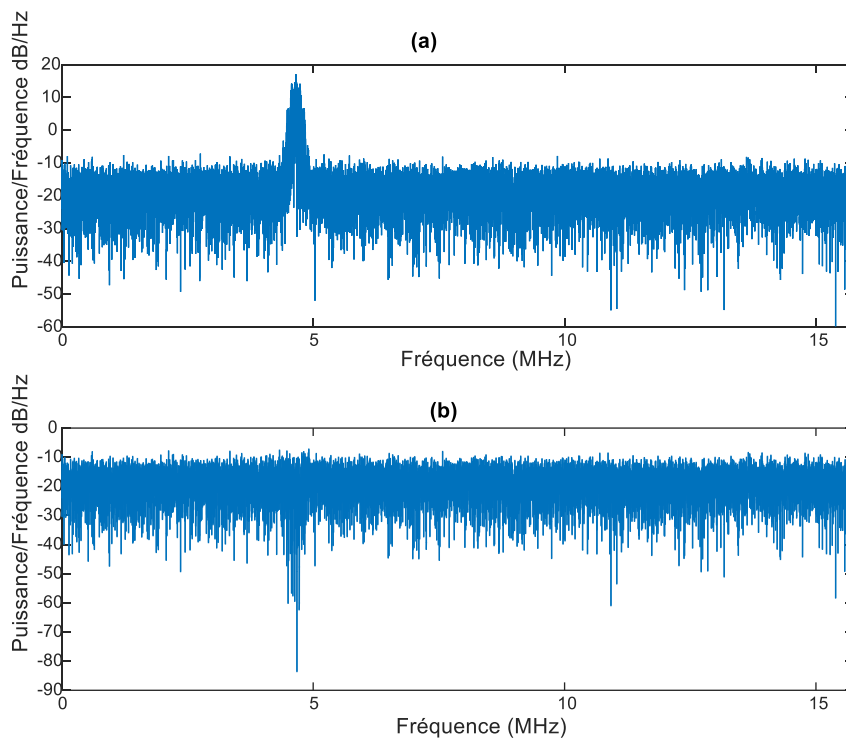


Fig.VI.17 Les PSD, (a) PSD du signal d'entrée contaminé, (b) PSD du signal après réduction de l'interférence DME, d'ISR = 50 dB et 3000 pps.

CONCLUSION

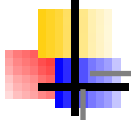
Dans ce chapitre, la méthode DCT-MTT pour l'atténuation des interférences NBI a été présentée. La technique présente plusieurs avantages en raison de : La multiplication dans le domaine temporel par la fenêtre de Tukey qui réduit considérablement l'effet de bord, la localisation précise des interférences dans le domaine DCT, l'estimation efficace du seuil inspirée de la méthode de seuillage de DONOHO en association avec la théorie d'échantillonnage statistique. La comparaison entre la stratégie proposée et les méthodes : filtre sélectif IIR adaptatif, la suppression des interférences pulsées conventionnelle et la réduction des interférences par WPD, valide que notre technique est à des performances supérieures et concurrentes.

Bibliographie

- [1] L. Musumeci, J.T. Curran, et F. Dovic, "A Comparative analysis of adaptive notch filtering and wavelet mitigation against jammers interference," *Journal of the Institute of Navigation*, vol. 63, no. 4, pp. 533-550, 2016.
- [2] A. Konovaltsev, D. S. De Lorenzo, A. Hornbostel et P. Enge "Mitigation of continuous and pulsed radio interference with GNSS antenna arrays," dans *Proceedings of the 21st International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS '08)*. pp. 2786–2795, Savannah, USA, 2008.
- [3] S. Savasta, F. Dovic, R. Lesca, D.Margaria et 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, 2000.
- [4] M. Mosavi et F. Shafiee, "Narrowband interference suppression for GPS navigation using neural networks," *GPS Solutions*, vol. 20, no.3, pp. 341-351. 2016.
- [5] D. Borio, L. Camoriano et L.L. Presti, "Two-pole and multi-pole notch filters: a computationally effective solution for GNSS interference detection and mitigation," *IEEE System Journal*, vol. 2, no.1, pp.38-47, 2008.

- [6] C. Kang, S. Kim et C. Park, “A GNSS interference identification using an adaptive cascading IIR notch filter,” *GPS Solutions*, vol.18, no. 4, pp. 605-613, 2013.
- [7] R. J. Erlandson, T. Kim, C. Hegartyvan et A. J. Dierendonck, “Pulsed RFI effects on aviation operations using GPS L5,” dans *Proceedings of the National Technical Meeting of The Institute of Navigation (NTM '04)*: pp.1063–1076, San Diego, Calif, USA, 2004.
- [8] P.T. Capozza, .B.J. Holland, T.M. Hopkinson, R.L. Landrau, “A single-chip narrow-band frequency-domain excisor for the global positioning system (GPS) receiver,” *IEEE journal of solid-state circuits*, vol. 35,no. 3,pp. 401 – 411, 2000.
- [9] 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.
- [10] X. Quyang et M.G Amin, “Short-time fourier transform receiver for non-stationary interference excision in direct sequence spread spectrum communications,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 49, no. 4, pp. 851-863, 2001.
- [11] R.J Landry, P. Mouyon et D. Lekaim,”Interference mitigation in spread spectrum systems by wavelet coefficients thresholding,” *European Transactions on Telecommunications*, vol. 9, no. 2, pp. 191-202, 1998.
- [12] M. Mosavi, M. Rezaei, M. Pashaian et M. Moghaddasi, “A fast and accurate anti-jamming system based on wavelet packet transform for GPS receivers”. *GPS Solutions*, vol. 21, no. 2, pp. 415–426, 2018.
- [13] L.Musumeci et F. Dovis, “Use of the wavelet transform for interference mitigation in global navigation satellite systems,”. *International Journal of Navigation and Observation* 2014, pp.1-14, 2014.
- [14] 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.
- [15] H. Shin, C. Lee et M. Lee, “Ideal filtering approach on DCT domain for biomedical signals: Index blocked DCT filtering method (IB-DCTFM),” *Journal of medical systems*, vol. 34, no. 4, pp.741-753, 2010.

- [16] D. Donoho et I.M. Johnstone, "Threshold selection for wavelet shrinkage of noisy data," dans *Annual Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biological Society* (1), pp. 24-25, 1994.
- [17] D.L. Donoho, "De-noising by soft-thresholding," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.41 no. 3, pp. 613-627, 1995.
- [18] P. Bloomfield, *Fourier Analysis of Time Series: An Introduction*. Wiley-Interscience, New York , 2000.
- [19] G. Cardoso et J. Saniie, "Adaptive thresholding technique for denoising ultrasonic signals," dans *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium1*, pp. 544 - 547. 2005.
- [20] S. Salahuddin, S.Z. Islam, Md.K. Hasan et M. Khan," Soft thresholding for DCT speech enhancement," *Electronics Letters*, vol. 38, no. 24, pp. 1605-1607, 2002.
- [21] K. Hasan, M. Zilany et M. Khan, " DCT speech enhancement with hard and soft thresholding criteria," *Electronics Letters*, vol. 38, no. 13, pp. 669 – 670, 2002.
- [22] D. Alonso de Diego, N.G. Ferrara, J. Nurmi , E. S, Lohan et G. Hein, "Interference mitigation in the E5a Galileo band using an open-source simulator," *Inside GNSS*, Jul/Aug 2016 : pp. 55-63, 2016.
- [23] Y. Zhao, Z. Shang et Y. Lian, " User Adaptive QRS Detection Based on One Target Clustering and Correlation Coefficient " dans *2018 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, pp. 1-4, 2018.
- [24] M. Pashaian, M. Mosavi, M.S. Moghaddasi et M. Rezaei, "A novel interference rejection method for GPS receivers," *Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering*, vol. 12, no.01 , pp. 9-20, 2016.



Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Les récepteurs GNSS conventionnels sont assez vulnérables 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 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.

Les techniques de suppression discutées dans cette thèse fonctionnent 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 présenté les approches les plus courantes pour l'atténuation des interférences capable de séparer le signal utile du composant interférant. Pour cela, divers algorithmes de filtrage temporel, fréquentiel et temps-fréquence bien connus ont été mis en œuvre et évalués.

Par la suite, nous avons proposé une nouvelle approche pour la réduction des interférences NBI dans un domaine transformé et dont l'appellation est DCT-MTT. La technique offre plusieurs avantages en raison de : La multiplication du domaine temporel par la fenêtre de Tukey qui réduit considérablement l'effet de bord, la localisation précise des interférences dans le domaine DCT et enfin l'estimation efficace du seuil inspirée de la méthode de seuillage de DONOHO en utilisant un outil mathématique appartenant à la théorie de l'échantillonnage statistique.

Pour situer notre méthode suggérée, nous avons comparé les performances de la DCT-MTT à celles des trois techniques à savoir : le filtrage par la WPD, le filtre sélectif IIR et la méthode de

suppression des interférences pulsées. Il est à noter que deux types d'interférences, avec I/S variant de 10 à 60 dB, ont été utilisés pour tester les méthodes d'atténuation. Dans le cas où aucune méthode d'excision n'est appliquée, l'acquisition de satellite est impossible ; par conséquent, le récepteur est bloqué.

Il a été démontré que l'application de la méthode proposée présente une nette amélioration des performances de l'acquisition des signaux GNSS en termes de α_{\max} estimé. Ainsi, elle peut rejeter correctement les deux types de d'interférence modérés et sévères. Il est à noter que la méthode DCT-MTT est caractérisée par la précision de l'estimation de l'interférence. Additionnement elle est de nature adaptative puisqu'elle n'implique aucune connaissance de la structure du signal d'interférence.

Comme perspectives, les futurs travaux et les directions de recherches, se résument en :

- La construction d'une ondelette spéciale pour la suppression des interférences à ondes continues « CWI » et les interférences chirps.
- Diminuer la complexité de quelques algorithmes existants par la réduction du temps d'exécution.