

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

UNIVERSITE SAAD DAHLEB BLIDA 1



INSTITUT D'AERONAUTIQUE ET DES ETUDES SPATIALES

Département de Navigation Aérienne

Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention de diplôme de Master

Option : CNS/ATM



Thème

**Etude et analyse des performances de la détection
collective pour les signaux GNSS**

Présenté par : BENOTMANE Lydia

BENYOUCEF-MOSBAH Abderrahmane

Devant le jury composé de :

Mr. ZABOT Amar

Président.

Mme. DEHOUCHE Siham

promotrice.

Mme. DOUDOU F. Zohra

Examinatrice.

Année universitaire 2022/2023

ABSTRACT

This thesis focuses on evaluating the performance of collective detection and adaptive collective detection using a CFAR (Constant False Alarm Rate) detector for GNSS signals, including Galileo E1, E5, and GPS L1, L1C, L5.

In an environment where signals are weakened or heavily contaminated with noise, the false alarm probability rate is exacerbated. Therefore, the project aims to enhance acquisition performance by utilizing collective detection combined with an adaptive CFAR detector. Mathematical formulas for detection and false alarm probabilities have been developed and simulated to compare the proposed structure for different GNSS signals

RÉSUMÉ

Le présent mémoire se penche sur l'évaluation des performances de la détection collective et de la détection collective adaptative en utilisant un détecteur CFAR (Constant False Alarm Rate) pour les signaux GNSS, notamment Galileo E1, E5, et GPS L1, L1C, L5.

Dans un environnement où les signaux sont affaiblis ou fortement bruités, le taux de probabilité de fausses alarmes est amplifié, le projet porte donc sur l'amélioration des performances d'acquisition en utilisant la détection collective combiné à un détecteur adaptatif CFAR. Les formules mathématiques des probabilités de détection et de fausses alarmes ont été développées et simulées afin de comparer la structure proposée pour les différents signaux GNSS.

ملخص

تهدف هذه الأطروحة الى تقديم أداء الكشف التجميعي والكشف التكميبي التكيفي باستعمال كاشف معدل الإنذارات الكاذبة الثابت CFAR لإشارات GNSS, بما في ذلك GALILEO E1, E5 و GPS L1, L1C, L5. في بيئة تكون فيها الإشارات ضعيفة أو شديدة الضجيج، معدل احتمالية الإنذارات الكاذبة يكون ضخماً، وبالتالي يركز المشروع على تحسين أداء الاكتساب باستخدام الكشف التجميبي مع كاشف CFAR التكيفي. تم تطوير ومحاكاة الصيغ الرياضية لاحتمالات الكشف والإنذار الكاذب بهدف مقارنة البنية المقترحة لإشارات GNSS المختلفة.

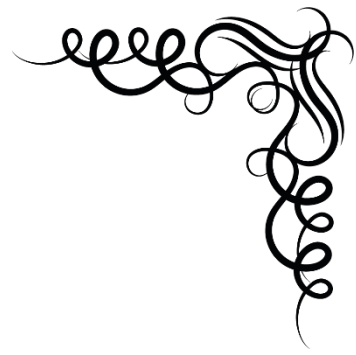
REMERCIEMENTS

Nous souhaitons avant tout exprimer notre sincère gratitude envers Mme.DEHOUCHE Siham pour avoir encadré ce travail, pour sa disponibilité, ses précieux conseils, ses critiques constructives et surtout, un grand merci de nous avoir poussés à donner le meilleur de nous-mêmes.

Nous tenons également à souligner l'honneur et le privilège que cela représente pour nous de présenter notre travail devant un jury composé d'experts aussi éminents que Mr.ZABOT Amar et Mme. DOUDOU F.Zohra, Qui nous ont également accompagné tout au long de notre parcours universitaire. Nous espérons refléter à travers ce travail tout le savoir que vous nous avez inculqué.

Nous remercions l'agence nationale des fréquences de nous avoir offert une expérience enrichissante, notamment la direction des services radio-maritimes et aéronautiques, qui nous ont formé et accompagné avec beaucoup de patience et de pédagogie, particulièrement l'ingénieur en chef Mr. ZEGHAD Mohamed.

Enfin, nous tenons à remercier toutes les personnes anonymes qui ont contribué de manière indirecte à cette thèse, notamment les chercheurs dont le travail a été une source d'inspiration.



Dédicaces

Alhamdoulilah ! Je commence par remercier mon Dieu de m'avoir donné le courage et la sante pour réaliser ce travail ;

A mon support dans ma vie, l'homme qui ne m'a jamais déçu, et qui m'a tant Soutenu moralement.

Mon cher père

A celle qui a tapoté mon dos, qui m'a arrosé de tendresse, d'Amour, de courage et beaucoup de soutien et d'espoir

Mon ange ma chère maman

A mon cher frère Louai et ma chère sœur

A mes grands-parents qui mon accompagner avec leurs douaas

A mes chers tantes et oncle

A mon binôme Lydia

A mes très chers amis : Younes, Aymen, Akram, Samy


Abderrahmane



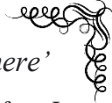


Dédicaces

Ceci n'est pas une dédicace, mais une page vierge qui s'offre à moi en m'offrant l'opportunité de dire les choses que j'aurai aimé dire plus tôt à une Lydia bien plus jeune : On a connu beaucoup d'obstacles, beaucoup d'échecs et de déceptions, mais malgré tout cela, it was worth the ride. Je suis fière de toi.



There's always gonna be another mountain, and I'm always gonna wanna make it move, there' always gonna be an uphill battle, sometimes I'm gonna have to lose, but it Ain't about how fast I get there, ain't about what's waiting on the other side; It's the Climb [43]



J'ai hésité à mettre la référence mais ceci est un mémoire de fin d'étude donc j'y suis un peu obligée. Voilà : [43]. Miley Cyrus, « the Climb », 2009.

Trêve d'égoïsme, je tiens à remercier ma famille, mes parents et mes deux frères, les liens du sang sont indéfectibles.

Mais il existe également une deuxième famille, une famille qu'on choisit, je tiens à remercier mes meilleures amies et sœurs de longue date, Lyna Benarbia et Mounia Seddik de m'avoir accompagné et toléré pendant plus de dix ans ! bon courage pour la suite.

Mes cousines qui ne sont pas uniquement mes cousines mais mes sœurs de cœurs et de sang d'ailleurs ! combo amitié et famille ! rien de tel. Lynda Haddad et Kenza Haddad.

Maintenant que j'ai cité les amours de ma vie, place aux choses sérieuses ; je vous présente notre mémoire !

Lydia Benotmane



SOMMAIRE

RÉSUMÉ

REMERCIEMENTS

SOMMAIRE

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES ABREVIATIONS

LISTE DES SYMBOLES ET NOTATIONS

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I	4
I.1 INTRODUCTION	5
I.2 SYSTEMES DE NAVIGATION SATELLITAIRE EXISTANTS OU EN DEVELOPPEMENT	5
I.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	6
I.4 POSITIONNEMENT PAR PSEUDO-DISTANCE	8
I.4.1 L'erreur commise sur la mesure de la pseudo distance (UERE)	8
I.4.2 DOP (Dilution de Précision)	9
I.4.3 Erreur de navigation.....	10
I.4.4 Conversion de la position dans ECEF en longitude, latitude et hauteur.....	11
I.5 GNSS ET CNS/ATM.....	12
I.6 PRESENTATION DE L'AGENCE NATIONALE DES FREQUENCES.....	13
I.6.1 Classement du système GNSS.....	14
I.6.2 Détention et acquisition des équipements radioélectriques	14
I.6.3 Installation d'une station GNSS	15
I.6.4 Exploitation des stations GNSS.....	15

I.6.5	Conditions.....	15
I.6.6	Normes appliquées.....	16
I.6.6.a	Installation.....	16
I.6.6.b	Exploitation.....	18
I.7	CONCLUSION.....	19
	CHAPITRE II	20
II.1	INTRODUCTION.....	21
II.2	LA MODULATION BOC.....	21
II.2.1	Définition.....	21
II.2.2	Paramètres d'un signal BOC.....	22
II.3	LES TYPES DE MODULATION BOC.....	22
II.3.1	Modulation sinBOC (Sinus BOC) et cosBOC (Cosinus BOC).....	22
II.3.2	Modulation AltBOC.....	27
II.3.3	Modulation MBOC.....	31
II.3.3.a	Modulation CBOC.....	33
II.3.3.b	Modulation TMBOC.....	36
II.4	LES SIGNAUX GPS ET GALILEO.....	38
II.4.1	Les signaux GALILEO.....	39
II.4.1.a	Signal E1.....	39
II.4.1.b	Signal E5.....	41
II.4.1.c	Signal E6.....	44
II.4.2	Les signaux GPS.....	45
II.4.2.a	Signal L1.....	45
II.4.2.b	Signal L2.....	46
II.4.2.c	Signal L5.....	46
II.4.2.d	Signaux L1P et L2P.....	47
II.5	CONCLUSION.....	48

CHAPITRE III	49
III.1 INTRODUCTION	50
III.2 ACQUISITION DUN SIGNAL GNSS	50
III.2.1 Méthodes conventionnelles d'acquisition d'un signal GNSS.....	50
III.2.1.a Acquisition par recherche série	50
III.2.1.b Acquisition par recherche parallèle sur la fréquence	51
III.2.1.c Acquisition par recherche parallèle sur code phase	52
III.2.2 Méthodes d'acquisition des nouveaux signaux GNSS	53
III.2.2.a Acquisition avec combinaison cohérente	54
III.2.2.b Acquisition avec combinaison non cohérente	55
III.3 LES DETECTEURS DANS LES RECEPTEURS GNSS	56
III.3.1 Les détecteurs standards	56
III.3.1.a Le détecteur quadratique	56
III.3.1.b Le détecteur linéaire	57
III.3.2 Les détecteurs avec intégration	57
III.4 Théorie de détection à seuil fixe et adaptatif	59
III.4.1 Théorie de la détection à seuil fixe	60
III.4.2 Les détecteurs adaptatifs CFAR	61
III.5 LA DETECTION COLLECTIVE	62
III.5.1 Définition	62
III.5.2 Principe de fonctionnement	62
III.6 CONCLUSION	66
CHAPITRE IV	67
IV.1 INTRODUCTION	68
IV.2 ACQUISITION D'UN SIGNAL DANS UN CANAL AWGN	69
IV.2.1 Détection Conventionnelle	69
IV.2.2 Acquisition en utilisant la détection collective	76

IV.2.3 Acquisition par la détection collective et la détection adaptative CFAR	79
IV.3 ACQUISITION D'UN SIGNAL GNSS DANS UN CANAL DE RAYLEIGH....	85
IV.3.1 Détection Conventionnelle	85
IV.3.2 Acquisition en utilisant la détection collective	87
IV.3.3 Acquisition par la détection collective et la détection adaptative CFAR	90
IV.4 CONCLUSION.....	96
CONCLUSION GENERALE.....	97
ANNEXE III.1 : LES CANAUX MULTITRAJETS	99
ANNEXE III.2 : CRITERES DE DECISION	102
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	105

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 : Positionnement à travers des sphères intersécantes.	7
Figure I.2 : Dilution de Précision.....	10
Figure I.3 : Coordonnées sphériques.	11
Figure I.4 : zone dégagée autour de l'antenne.	17
Figure II.1 : Forme d'onde de sinBOC (1,1) dans le domaine temporel.	23
Figure II.2 : Forme d'onde de cosBOC (1,1) dans le domaine temporel	24
Figure II.3 : Densité spectrale CosBOC.	24
Figure II.4 : Densité spectrale SinBOC.	25
Figure II.5 : Comparaison entre la PSD Sinboc et Cosboc.....	26
Figure II.6 : Fonction d'autocorrélation d'un code PRN et BOC(1,1).	26
Figure II.7 : Schéma de modulation AltBOC [19].....	27
Figure II.8 : Forme d'onde ALTBOC.....	28
Figure II.9 : Diagramme du signal AltBOC(15,10).....	30
Figure II.10 : Densité spectrale de puissance ALTBOC en quadrature et en phase.....	30
Figure II.11 : Fonction d'autocorrélation AltBOC	31
Figure II.12 : Densité spectrale de puissance MBOC.....	32
Figure II.13 : Diagramme générateur Galileo E1 utilisant CBOC [14].....	33
Figure II.14 : Exemple de forme d'onde CBOC dans le domaine temporel.	34
Figure II.15 : Densité spectrale CBOC.	35
Figure II.16 : Fonction d'autocorrélation normalisée de CBOC ('+'), CBOC ('-').....	35
Figure II.17 : Exemple de série temporelle de diffusion TMBOC (6,1,4/33), avec tous les symboles de diffusion BOC (6,1) dans la composante de puissance pilote de 75 % [18].....	36
Figure II.18 : Forme d'onde de la modulation TMBOC [26].....	37
Figure II.19 : Densité spectrale de puissance TMBOC	37

Figure II.20 : Spectre de fréquence GNSS [12].....	38
Figure II.21 : Schéma de génération du signal E1.....	39
Figure II.22 : Spectre du signal E1	41
Figure II.23 : Diagramme générateur du signal Galileo E5 utilisant ALTBOC. [19]	42
Figure II.24 : spectre du signal E5	43
Figure II.25 : Diagramme générateur Galileo E6.	44
Figure III.1 : Acquisition par recherche série [36]	51
Figure III.2 : Acquisition parallèle sur la fréquence [36]	52
Figure III.3 : Acquisition parallèle sur le code [36]	53
Figure III.4 : Acquisition avec combinaison cohérente [36]	54
Figure III.5 : Acquisition avec combinaison non cohérente [36]	55
Figure III.6 : Le détecteur quadratique [28]	56
Figure III.7 : Le détecteur linéaire [28]	57
Figure III.8 : Le détecteur quadratique avec intégration non cohérente [28]	58
Figure III.9 : Le choix du seuil de détection [25]	59
Figure III.10 : Détection d'un signal GNSS par un détecteur CA-CFAR [28]	61
Figure III.11 : Acquisition des signaux provenant de tous les satellites visibles en utilisant la méthode conventionnelle (séquentielle) et vectorielle (collective) [23]	63
Figure III.12 : Intégration de la détection collective dans un récepteur GNSS	64
Figure III.13 : Schéma illustrant les éléments clé de la détection collective.....	64
Figure IV.1 : Acquisition conventionnelle par recherche série [25].....	69
Figure IV.2 : Détecteur quadratique [28].....	71
Figure IV.3 : AWGN : Probabilité de fausses alarmes en fonction du seuil	73
Figure IV.4 : AWGN : Probabilité de détection (détection conventionnelle)	76
Figure IV.5 : AWGN : Comparaison de la détection conventionnelle et la détection collective pour le signal GPS L1	78
Figure IV.6 : Comparaison entre les signaux GNSS	79

Figure IV.7 : Bloc acquisition avec détection collective et un bloc CA-CFAR.....	79
Figure IV.8 : AWGN : Influence de K sur la Probabilité de détection pour M=64 dans le cas de la détection collective adaptative CFAR	83
Figure IV.9 : AWGN : Comparaison entre l'approche conventionnelle, collective seuil fixe et collective adaptative.....	83
Figure IV.10 : AWGN : Influence de M sur la Probabilité de détection pour k=2 dans le cas de la détection collective adaptative CFAR	84
Figure IV.11 : AWGN : comparaison entre les signaux GPS L1, L1C, L5 et Galileo E5	84
Figure IV.12 : Rayleigh : Probabilité de détection (détection conventionnelle)	87
Figure IV.13 : Rayleigh : Probabilité de détection (détection collective)	89
Figure IV.14 : Rayleigh : Comparaison entre les signaux GNSS (détection collective)...	89
Figure IV.15 : Rayleigh : Influence de M sur la Probabilité de détection pour k=2 dans le cas de la détection collective adaptative CFAR	93
Figure IV.16 : Rayleigh : Influence de K sur la Probabilité de détection pour M=64 dans le cas de la détection collective adaptative CFAR	94
Figure IV.17 : Rayleigh : comparaison entre la détection conventionnelle, collective à seuil fixe et collective adaptative	94
Figure IV.18 : Rayleigh : comparaison entre les signaux GPS L1, L1C, L5 et Galileo E5	95
Figure IV.19 : Comparaison générale entres les trois méthodes de détection dans un canal AWGN et un canal de Rayleigh.....	95
Figure (III.1) : LOS et multitrajets.....	99
Figure (III.2) : densité de probabilité de Rice.....	100
Figure (III.3) : densité de probabilité de Rayleigh.....	101

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1 : Implémentations possibles de MBOC (6,1,1/11).....	38
Tableau II.2 : Coefficient des sous porteuses du AltBOC E5.	44
Tableau II.3 : fréquences et modulations utilisées par les signaux GPS et GALILEO	47
Tableau IV.1 : comparaison entre l'hypothèse H0 et H1	68

LISTE DES ABREVIATIONS

ACF	Autocorrelation function
ADS-B	Automatic Dependent Surveillance - Broadcast
ADS-C	Automatic Dependent Surveillance - Contract
ALTBOC	Alternative Binary Offset Carrier
ANF	Agence Nationale des Fréquences
ARNS	Aeronautical Radio Navigation Service
ATC	AuToCorrelation
ATM	Air Traffic Management
AWGN	Additive White Gaussien Noise
BDS	BeiDou Navigation Satellite System
BOC	Binary Offset Carrier
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
C/A	Coarse /Acquisition code
CA-CFAR	Cell Averaging-Constant False Alarm Rate
CAF	Cross Ambiguity Function
CBOC	Composite Binary Offset Carrier
CFAR	Constant False Alarm Rate
CNAV	Civil Nvigation
CNR	Carrier-to-Noise Ratio
CNS	Communication, Navigation, and Surveillance
CUT	Cell Under Test
DC	Détection Collective
DME	Distance Measuring Equipment
DOP	Dilution Of Precision
ECEF	Earth Centered Earth Fixed
EPIC	Etablissement Public à Caractère Industriel et Commercial
ESA	European Space Agency
FFT	Fast Fourier Transform
GDOP	Geometric Dilution of Precision
GLONASS	GLObalnaya NAVigatsionnaya Sputnikovaya Sistema

GNSS	Global Navigation Satellite Systems
GO-CFAR	Greatest Of-CFAR
GPS	Global Positioning System
HDOP	Horizontal Dilution of Precision
HS-GNSS	High Sensibility Global Navigation Satellite Systems
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IRNSS	Indian Regional Navigational Satellite System
MBOC	Multiplexed Binary Offset Carrier
MS	Mobile Station
NED	North Est down
NGS	National Geodetic Survey
OS	Open service
OS-CFAR	Order Statistic-CFAR
PDF	Probability Density Function
PDOP	Position Dilution of Precision
PFE	Projet Fin d'Etude
PRA	Point de Référence d'Antenne
PRN	Pseudo Random Number
PSD	Power spectral density
PVT	Position, Vitesse, Temps
QZSS	Quasi-Zenith Satellite System
SCA	Système de Contrôle Actif
SECA	System and Efficient Collective Acquisition
SISRE	Signal-In-Space Range Errors
SNR	Signal-to-Noise Ratio
TDOP	Time Dilution of Precision
TMBOC	Time Multiplexed Binary Offset Carrier
UEE	User Equivalent Error
UERE	User Equivalent Range Error
UHF	Ultra high frequency
VDOP	Vertical Dilution of Precision
VHF	Very high frequency
VOR	Very High Frequency omnidirectional range

LISTE DES SYMBOLES ET NOTATIONS

A_i	Amplitude du signal GNSS
A_k	Amplitude de l'enveloppe ALTBOC
az_k	Azimut du satellite k
B_{IF}	Bande passante de l'étage radio fréquence
Δb_r	Biais d'horloge du récepteur
Δb_{si}	Biais d'horloge du satellite i
B_{IF}	Bande passante en fréquence intermédiaire
C_{ij}	Cout de décision H_i quand H_j est correcte
C	Cout moyen du test de bayes
c	Vitesse de la lumière.
C_a	Donnée multipliée par un code PRN pour le canal a
C_b	Donnée multipliée par un code PRN pour le canal b
C'_a	Canal pilote du canal a
C'_b	Canal pilote du canal b
$d_i(t)$	Données de navigation.
dt_r	Horloge du recepneur
ΔD	Coordonne dans la direction Down dans le repère NED
ΔE	Coordonne dans la direction East dans le repère NED
E	Moyenne du signal de sortie
el_k	Elévation du satellite k
e_E	Flux de données de navigation du signal (E1 ou E5 ou E6)
f_{sc}	Fréquence de la sous porteuse
f_E	Fréquence du signal émis par le satellite

f_e	Fréquence d'échantillonnage.
f_c	Fréquence du code d'étalement
f_L	Fréquence de la porteuse du signal GNSS
f_{RF}	Fréquence du signal à l'étage Radio Fréquence
f_{IF}	Fréquence intermédiaire Dun récepteur GNSS
f_d	Décalage Doppler
$f_0(s)$	Densité de probabilité de la variable s sous H_0 .
$f_1(s)$	Densité de probabilité de la variable s sous H_1 .
G_c	Densité spectrale de la sous porteuse
G_{BOC}	Densité spectrale de la modulation BOC
G_{pilot}	Densité spectrale du canal pilote
G_{data}	Densité spectrale du canal de données
H_1	Hypothèse alternative
H_0	Hypothèse nulle.
K	Nombre de satellites
M	Nombre de cellules CFAR.
N	Longueur de la période d'intégration
N_B	Ordre de modulation BOC
ΔN	Coordonné dans la direction North dans le repère NED.
N_0	Densité spectrale de puissance du bruit.
P_d	Probabilité de détection.
P_{fa}	Probabilité de fausses alarmes.
P_m	Probabilité de non détection.
P_0	Probabilité a priori de décider H_0 .

P_1	Probabilité a priori de décider H_1 .
r^s	Position d'un satellite
$R_c(\tau, F_D)$	Fonction d'ambiguïté
$R(\tau, F_D)$	Fonction d'autocorrélation complexe
r_{cs}	Sous porteuse rectangulaire complexe
\widetilde{r}_{cs}	Conjugué de r_{cs}
$r[n]$	Signal échantillonné
r_{RF}	Signal reçu au niveau de l'antenne du récepteur
$S(\tau, F_D)$	Variable de décision.
T_c	Temps d'intégration.
T	Facteur CFAR pour l'obtention du seuil
T	Longueur du code d'étalement.
T_s	Période d'échantillonnage.
t_r	Temps de réception du signal au niveau du récepteur.
t_{si}	Temps d'émission au niveau du satellite i
ω	Facteur de pondération d'amplitude
$Y_I(\tau, F_D)$	Partie réelle de la variable de décision.
$Y_Q(\tau, F_D)$	Partie imaginaire de la variable de décision.
α	Rapport d'amplitude multi trajet/ au signal direct.
β	Seuil de détection fixe.
Γ	Bruit Gaussien à l'étage radio fréquence.
η_{RF}	Bruit Gaussien à l'étage radio fréquence.
η_{IF}	Le bruit à la sortie de l'étage IF.
λ	Paramètre de non centralité.

ρ_r^s	Pseudo distance entre le récepteur et le satellite i
$\rho_{MS,k}$	Pseudo distance séparent le récepteur du satellite k
$\rho_{BS,k}$	Pseudo distance de la station de référence.
$\Delta\rho_k$	Différence entre les pseudodistances entre le récepteur et de la station.
$\delta\rho$	Résolution en pseudo-distance.
σ	Variance de l'erreur de pseudodistance
σ^2	La variance
σ_n^2	La variance selon la loi gaussienne (variance du bruit).
σ_m^2	La variance moyenne
τ	Retard de propagation
φ_i	Phase du signal reçu
χ^2	Distribution khi2
Ω	Espace d'observation.
Ω_0	Espace d'observation sous H_0
Ω_1	Espace d'observation sous H_1
w_{biais}	Facteur de pondération entre les résolutions en distance et biais

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Depuis le lancement du premier satellite GPS en 1978 par les États-Unis, les systèmes de navigation par satellites ont acquis une importance capitale pour une multitude d'applications, allant de la navigation personnelle aux opérations militaires. Le Global Navigation Satellite System (GNSS) est devenu une infrastructure omniprésente dans le domaine aéronautique à l'échelle mondiale.

Le principe de fonctionnement d'un système GNSS se base sur la mesure du temps de propagation des signaux radio émis par des satellites en orbite. En utilisant ces mesures, le récepteur calcule sa position en triangulant sa distance par rapport à plusieurs satellites, fournissant ainsi des coordonnées géographiques précises.

L'expansion rapide de l'utilisation du GNSS a engendré des besoins de plus en plus exigeants. Cependant, un environnement complexe peut présenter des défis considérables pour la réception. La présence d'obstacles, tels que des bâtiments, des reliefs montagneux ou même des conditions atmosphériques défavorables, peuvent entraîner une atténuation notamment un affaiblissement des signaux GNSS, c'est dans ce contexte qu'émerge la nécessité d'explorer des approches novatrices pour améliorer la précision et la robustesse du système GNSS.

Comme solution nous proposons la détection collective, qui est une technique de détection qui adopte une approche vectorielle, dans le sens où les signaux faibles sont acquis simultanément, contrairement à l'acquisition conventionnelle où le signal de chaque satellite est traité indépendamment, l'avantage de cette approche est que la performance de détection est nettement meilleure en combinant plusieurs signaux. Et pour aller un peu plus loin et avoir de meilleurs résultats, une étude analytique des performances pour une détection collective utilisant le détecteur à seuil adaptatif CFAR est effectuée.

Ce travail s'articule autour de quatre chapitres :

Le premier chapitre présente des généralités sur le GNSS tel que son principe de fonctionnement et les différents systèmes de navigation satellitaire existants et en développement. Ce chapitre contient également des connaissances acquises lors de notre stage à l'agence nationale des fréquences.

Dans Le deuxième chapitre nous nous sommes principalement concentrés sur la modulation BOC qui joue un rôle crucial dans la génération des signaux GNSS, notamment les signaux GPS et Galileo. La connaissance des paramètres d'un signal BOC et les différents types de BOC utilisés dans les signaux GPS et Galileo est importante pour comprendre et analyser ces systèmes de navigation par satellites. En dernier lieu, comme wrap up, ce chapitre cite les différents types de BOC utilisés par chaque signal.

Le troisième chapitre est intitulé « la détection collective », ce chapitre présente tout d'abord les différentes méthodes d'acquisition ainsi que Les différents détecteurs ; standards, avec intégrations et adaptatif CFAR. Des notions de la détection sont données. Nous y trouvons également la définition de la détection collective et son principe de fonctionnement.

Le quatrième et dernier chapitre présente une étude analytique se basant sur un développement mathématique et une simulation Matlab visant à comparer les différentes approches de détection ; détection conventionnelle, détection collective et détection collective adaptative pour les différents signaux GNSS

L'objectif de ce mémoire est d'apporter une contribution significative à la résolution des défis techniques et opérationnels auxquels sont confrontés les systèmes GNSS modernes.

CHAPITRE I

*Généralités sur les systèmes de la navigation par
satellites*

I.1 INTRODUCTION

Le GNSS (Global Navigation Satellite System) est un système de navigation par satellites, qui permet de déterminer avec une grande précision la position et la vitesse d'un utilisateur n'importe où dans le monde, en utilisant des signaux émis par des satellites en orbite autour de la Terre. Les récepteurs GNSS au sol calculent la position de l'utilisateur en mesurant la différence de temps entre l'émission du signal par le satellite et sa réception au sol, en utilisant des algorithmes de traitement du signal.

I.2 SYSTEMES DE NAVIGATION SATELLITAIRE EXISTANTS OU EN DEVELOPPEMENT

Il existe plusieurs systèmes de navigation satellitaire disponibles de nos jours, certains sont déjà développés, d'autres sont en cours d'améliorations, les plus connus sont :

- **GPS** : Système global de détermination de la position ("Global Positioning System") comprend, sous sa forme opérationnelle, 24 satellites inclinés à 55 degrés [1], répartis en six plans orbitaux régulièrement espacés autour de la terre, à une altitude d'environ 20 200 km [20]. Les satellites GPS émettent des signaux qui sont captés et identifiés par les récepteurs. Ces derniers peuvent alors situer précisément en trois dimensions (latitude, longitude et altitude) le point et la référence temporelle voulus.
- **GALILEO** : Galileo désigne le système européen de navigation par satellites, initiative lancée par l'Union européenne et l'Agence spatiale européenne (ESA). Le système Galileo repose sur une constellation de trente satellites (27 opérationnels et 3 en réserve) sur trois plans d'orbites circulaires moyennes (MEO) de 23616 km d'altitude, inclinées à 56° par rapport à l'équateur [2].
- **GLONASS** : GLONASS (Global'naya Navigatsionnaya Sputnikovaya Sistema signifiant Global Navigation Satellite System) est un système de navigation satellitaire russe de l'ex union soviétique, fonctionne parallèlement avec le système GPS Avec 24 satellites. GLONASS est officiellement opérationnel depuis 2015 [3], et ses signaux sont ouverts, il n'y a plus de canal strictement réservé aux forces armées comme c'est le cas pour GPS, la constellation russe fonctionne aujourd'hui à pleine capacité, avec une précision garantie sous les 10 mètres.

- **BEIDOU** : Le système de navigation par satellite BeiDou (BDS) a été construit et exploité de manière indépendante par la Chine. En tant qu'infrastructure spatio-temporelle d'importance nationale, le BDS fournit des services de positionnement, de navigation et de synchronisation à tout moment. En 2000, la construction de BDS-1 était achevée pour fournir des services en Chine [4] ; en 2012, la construction de BDS-2 était achevée pour fournir des services à la région Asie-Pacifique ; et concernant le BDS-3, il est constitué d'un ensemble de trente-cinq satellites, dont trente opérationnels. Il est devenu totalement opérationnel en juin 2020 et offre une précision pouvant aller jusqu'à 10 cm en Asie-Pacifique.
- **IRNSS** : L'IRNSS (Indian Regional Navigational Satellite System) est un système régional indépendant de navigation par satellites développé par l'Inde. Il est conçu pour fournir un service d'information de position précis aux utilisateurs en Inde ainsi que dans la région s'étendant jusqu'à 1500 km de sa frontière [5], qui est sa principale zone de service. L'IRNSS fournira deux types de services, à savoir le service de positionnement standard (SPS) qui est fourni à tous les utilisateurs et le service restreint (RS), qui est un service crypté fourni uniquement aux utilisateurs autorisés.
- **QZSS** : (Quasi-Zenith Satellite System) surnommé également Michibiki, est un système japonais de positionnement par satellites composé principalement de satellites en orbite quasi-zénithale (QZO), il est exploité comme une constellation de quatre satellites depuis novembre 2018 [17], et trois satellites sont visibles à tout moment depuis des emplacements de la région Asie-Océanie. QZSS peut être utilisé de manière intégrée avec le GPS.

1.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La mesure de base effectuée par un récepteur GNSS est le temps τ_r^s nécessaire pour que le signal GNSS se propage de l'antenne d'un satellite s à une antenne de récepteur r . Comme le signal se propage à la vitesse de la lumière c , cet intervalle de temps peut être converti en une distance simplement en le multipliant par c . [6]

$$\rho_r^s(t) = c\tau_r^s \quad \text{I.1}$$

La position d'un satellite $r^s = (x^s y^s z^s)$ est connue à partir du message de navigation transmis par le satellite, en considérant un seul satellite, la position du récepteur

doit se trouver quelque part sur une sphère centrée sur le satellite, avec un rayon ρ_r^1 égal à la distance mesurée.

Si nous effectuons simultanément une mesure de distance par rapport à un deuxième satellite, alors notre récepteur doit également se trouver sur une sphère, de rayon ρ_r^2 , centrée sur ce dernier. L'intersection des deux sphères forment un cercle. Avec une troisième mesure de distance ρ_r^3 , nous obtiendrons une troisième sphère, qui intersecte les deux autres en seulement deux points. L'un de ces derniers peut être immédiatement écarté car il se situe loin dans l'espace. Ainsi, la mesure simultanée des distances à trois satellites est suffisante pour déterminer une position en trois dimensions [12], c'est le principe de trilatération.

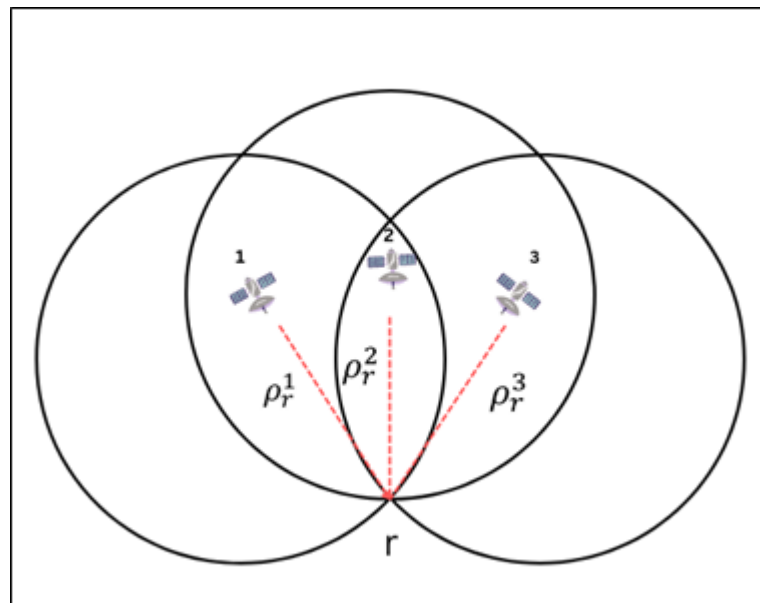


Figure I.1 : Positionnement à travers des sphères intersécantes.

Sous forme d'équations la position du récepteur $(x_r, y_r, z_r)^T$ est liée aux distances le séparant des trois satellites par les équations suivantes :

$$\rho_r^1 = \sqrt{(x_r - x_1)^2 + (y_r - y_1)^2 + (z_r - z_1)^2} \quad \text{I.2}$$

$$\rho_r^2 = \sqrt{(x_r - x_2)^2 + (y_r - y_2)^2 + (z_r - z_2)^2} \quad \text{I.3}$$

$$\rho_r^3 = \sqrt{(x_r - x_3)^2 + (y_r - y_3)^2 + (z_r - z_3)^2} \quad \text{I.4}$$

Où, $(x^1 y^1 z^1)$, $(x^2 y^2 z^2)$ et $(x^3 y^3 z^3)$ représentent les positions des trois satellites, respectivement.

I.4 POSITIONNEMENT PAR PSEUDO-DISTANCE

Lorsqu'un récepteur GNSS est allumé, son horloge sera généralement désynchronisée avec celles des satellites d'un biais inconnu. En effet, les mesures de distance effectuées par le récepteur sont biaisées par les erreurs de son horloge dt_r et celle du satellite dt_s . La connaissance du biais d'horloge du récepteur est importante, une erreur de synchronisation d'une milliseconde pourrait entraîner une erreur de position d'environ 300 km, une quantité intolérable. [11]

En prenant en considération ces biais d'horloge, les mesures effectuées sont plutôt des pseudodistances. La pseudodistance est exprimée par la formule suivante :

$$P_r^s = \rho_r^s + c(dt_r - dt_s) \quad \text{I.5}$$

Le segment de contrôle GNSS détermine les écarts et les dérives par rapport au temps du système. Ces paramètres sont, ensuite, téléchargés sur les satellites et transmis dans le message de navigation diffusé par ces derniers. Le segment utilisateur GNSS utilise ces valeurs de décalage des horloges des satellites pour corriger les pseudodistances mesurées.

Cependant, il reste encore à traiter l'erreur d'horloge du récepteur, dt_r . En raison de cette erreur, les trois sphères de rayon égal aux pseudodistances mesurées, corrigées pour les décalages d'horloge des satellites, ne se croiseront pas en un point commun. Mais si l'erreur d'horloge du récepteur, dt_r , peut être déterminée, alors les pseudodistances peuvent être corrigées et la position du récepteur peut être déterminée.

Nous avons donc maintenant quatre paramètres inconnus dans l'équation d'observation (1.5) : les coordonnées de la position du récepteur $(x_r; y_r; z_r)$ et le décalage d'horloge du récepteur dt_r .

$$P_r^s = \rho_r^s + C dt_r \quad \text{I.6}$$

Afin de déterminer ces paramètres (x_r, y_r, z_r, dt_r) , on a besoin d'au moins quatre pseudodistances simultanées (4 satellites).

I.4.1 L'erreur commise sur la mesure de la pseudo distance (UERE)

Lorsque nous combinons l'erreur d'horloge, d'éphéméride du satellite, l'erreur atmosphérique et le bruit du récepteur on obtient un paramètre appelé l'erreur commise sur la mesure de la pseudo distance (user equivalent range error).

L'UERE peut être divisé en deux parties :

- Erreurs liées aux segments spatial et de contrôle (SISRE ou SISURE), qui comprend principalement des erreurs d'horloge et d'éphémérides diffusées par les satellites.
- Erreurs liées au récepteur (UEE), qui inclut les contributions restantes spécifiques au récepteur et à l'environnement de l'utilisateur tel que les erreurs ionosphériques, troposphériques, Les erreurs des multi-trajet et de bruit.

L'UERE totale peut ensuite être écrite comme suit [15] :

$$UERE = \sqrt{SISRE^2 + UEE^2} \quad I.7$$

I.4.2 DOP (Dilution de Précision)

Le DOP en GNSS est une mesure qui permet d'évaluer l'impact de la géométrie des satellites sur la précision du positionnement. Autrement dit, il mesure l'erreur de positionnement introduite par la disposition relative des satellites utilisés. Il évalue donc la qualité du positionnement GNSS et peut être utilisé pour optimiser la sélection des satellites lors de la configuration de l'appareil GNSS.

Il existe différents types de DOP :

- ✓ Le GDOP (Dilution de Précision de Géométrie) :

$$GDOP = \frac{1}{\sigma} \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2 + \sigma_b^2} \quad I.8$$

- ✓ Le PDOP (Dilution de Précision de Position) :

$$PDOP = \frac{1}{\sigma} \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2} \quad I.9$$

- ✓ Le HDOP (Dilution de Précision Horizontale) :

$$HDOP = \frac{1}{\sigma} \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2} \quad I.10$$

- ✓ Le TDOP (Dilution de Précision de Temps) :

$$TDOP = \frac{\sigma_z}{\sigma} \quad I.11$$

✓ Le VDOP (Dilution de Précision Verticale) :

$$VDOP = \frac{\sigma_b}{\sigma} \quad I.12$$

Où σ est la variance de l'erreur de la pseudo distance, σ_x , σ_y , σ_z correspondent aux erreurs de mesures dans les axes x , y , z .

σ_b est la variance de l'erreur de l'horloge exprimée en distance.

La plus petite valeur du DOP révèle la meilleure combinaison pour le calcul de la position avec précision. [27].

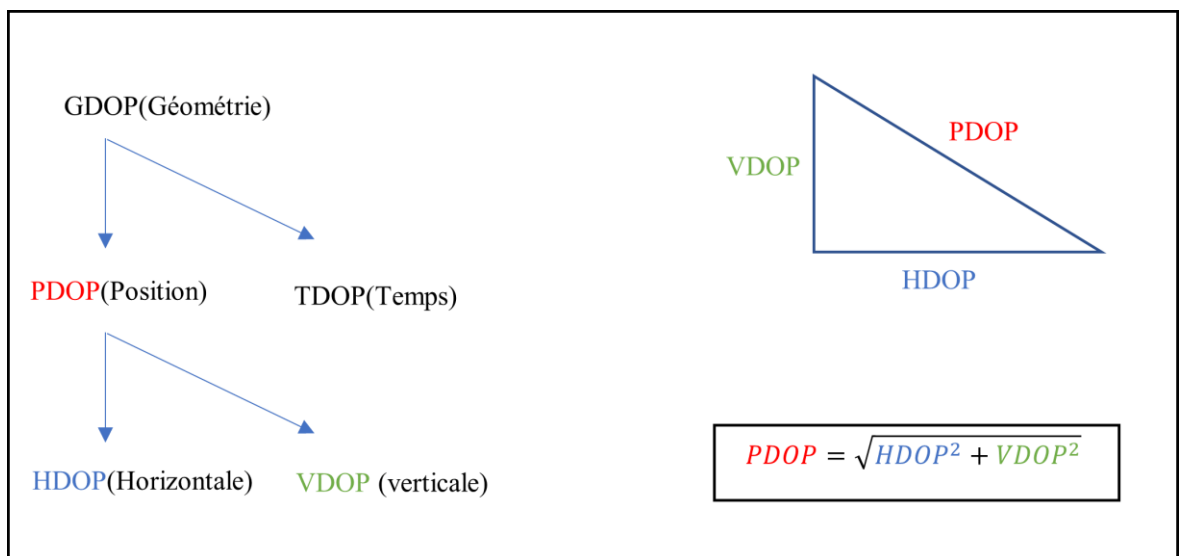


Figure I.2 : Dilution de Précision.

I.4.3 Erreur de navigation

L'erreur de navigation en GNSS est définie par l'écart entre la position estimée par le récepteur GNSS et la position réelle du segment utilisateur. Elle est définie par l'expression suivante :

$$Navigation\ error = DOP \times UERE \quad I.13$$

I.4.4 Conversion de la position dans ECEF en longitude, latitude et hauteur

Dû à la complexité du calcul, nous avons favorisé les coordonnées cartésiennes. Cependant, la terre étant de forme sphérique, il est omnipotent de faire la conversion de cette position obtenue dans ECEF en longitude, latitude et hauteur :

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{z}{\sqrt{(x^2 + y^2)}} \right) \quad \text{I.14}$$

$$\lambda = \tan^{-1} \left(\frac{y}{x} \right) \quad \text{I.15}$$

$$h = r - r_e \quad \text{I.16}$$

Sachant que :

$$r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \quad \text{I.17}$$

r_e étant le rayon moyen de la terre.

r est la distance entre le centre du repère ECEF et le point v .

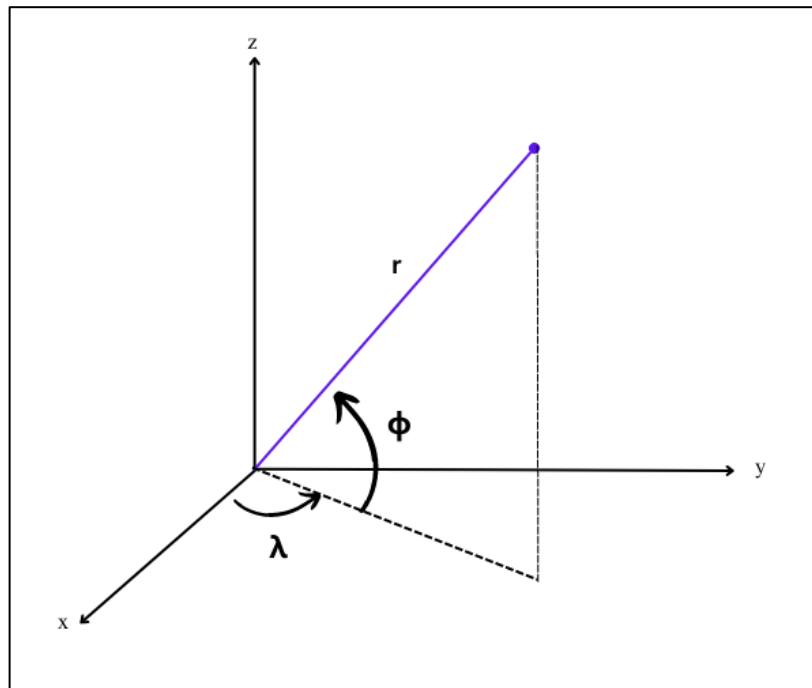


Figure I.3 : Coordonnées sphériques.

La figure 1.2 montre la relation entre les coordonnées cartésiennes et les coordonnées sphériques.

I.5 GNSS ET CNS/ATM

CNS/ATM est l'acronyme de Communications, Navigation, Surveillance/Air Traffic Management. Il s'agit d'un système de gestion du trafic aérien qui utilise des technologies de pointe pour permettre :

- ✓ Une communication plus rapide et plus fiable entre les pilotes et les contrôleurs de la circulation aérienne,
 - ✓ Une navigation plus précise,
 - ✓ Une surveillance plus étroite des avions en vol.
- **Communication** : La CNS/ATM utilise des systèmes de communication VHF pour créer une liaison à temps réel entre les pilotes et les contrôleurs de la circulation aérienne et d'autres aéronefs.
 - **Navigation** : Le système de navigation constitue un élément essentiel de la CNS/ATM. Il permet aux pilotes de naviguer en toute sécurité dans l'espace aérien. Les systèmes modernes de navigation incluent le :
 - ✓ GPS (Global Positioning System),
 - ✓ Le VOR (VHF Omnidirectional Range),
 - ✓ le DME (Distance Measuring Equipment).
 - **Surveillance** : Est un concept qui assure le suivi de la position des aéronefs et leur sécurité. De multiples systèmes de surveillance sont actuellement employés, notamment : le radar, l'ADS-B (Automatic Dependent Surveillance - Broadcast) et l'ADS-C (Automatic Dependent Surveillance - Contract).
 - **Air Traffic Management (ATM)** : est défini par l'ensemble des activités permettant la gestion du trafic aérien en toute sécurité et efficacité. Les systèmes de gestion du trafic aérien modernes utilisent non seulement des algorithmes de planification de vol, mais également des systèmes d'optimisation de trajectoire.

Parmi les nombreux avantages du système CNS/ATM, on peut citer :

- ✓ Une réduction des temps de vol,
- ✓ Une économie de carburant,
- ✓ Une augmentation de la capacité du trafic aérien,
- ✓ Une amélioration de la sécurité.

Le GNSS est Un élément clé de la modernisation du CNS/ATM, il fournit des informations de positionnement qui sont par la suite utilisées pour surveiller et gérer le trafic aérien en temps réel, permettant ainsi une gestion plus efficace, optimale et sécurisée de ce dernier.

I.6 PRESENTATION DE L'AGENCE NATIONALE DES FREQUENCES

Notre stage au sein de l'Agence nationale des fréquences (ANF) nous a permis d'acquérir une expérience pratique dans le domaine de la gestion des fréquences. Cette expérience a été particulièrement pertinente pour notre recherche de PFE, qui porte sur le système de navigation par satellite GNSS, qui justement utilise les fréquences radio pour transmettre des signaux de navigation.

Grâce à notre stage à l'ANF, on a pu saisir les enjeux liés à l'attribution et au contrôle des fréquences radio. On a également pu acquérir une connaissance approfondie des lois et des règlements régissant l'attribution des bandes de fréquences et de la détention des équipements relatifs au système GNSS.

L'Agence Nationale des Fréquences, ANF, est un Etablissement Public à Caractère Industriel et Commercial (EPIC) doté de la personnalité morale et de l'autonomie financière, placée sous la tutelle du Ministère de la Poste et des Télécommunications.

Dans le cadre de ses missions de gestion, de planification et de contrôle de l'utilisation du spectre des fréquences, l'Agence Nationale des Fréquences (ANF) est chargée de :

- Elaborer le règlement national des radiocommunications et fixer les règles nationales et les procédures relatives à la répartition et l'attribution des bandes de fréquences.
- Réaliser des études en vue d'une utilisation optimale du spectre des fréquences radioélectriques.

- Assurer le contrôle de conformité des stations de tous les services radiocommunications.
- Déterminer les orbites basses appropriées aux satellites nationaux d'observation de la terre et les positions orbitales des satellites géostationnaires convenables aux satellites nationaux des services fixes par satellites et de radiodiffusion par satellite.
- Assurer le contrôle des émissions radioélectriques sur l'ensemble du territoire national et de participer au contrôle international des télécommunications.
- Contrôler les stations et les opérateurs radioélectriques.
- Délivrer les autorisations d'implantation des équipements radioélectriques sur les sites radioélectriques.
- Octroyer les autorisations d'exploitation des équipements.

I.6.1 Classement du système GNSS

Afin de fixer les règles de sécurité applicables aux activités portant sur notre système, ainsi que les conditions et modalités d'exercice de ces activités, il nous est primordial d'effectuer le classement de notre équipement.

On entend par équipements sensibles tous matériels, dont l'utilisation illicite peut porter atteinte à la sécurité nationale et à l'ordre public. D'où l'on conclue que le système GNSS est un équipement sensible de type 2, sa détention est donc soumise à l'obtention d'autorisations qui seront citées ci-dessous :

I.6.2 Détention et acquisition des équipements radioélectriques

La détention et l'acquisition des équipements radioélectriques sont subordonnées à une autorisation préalable établie par l'agence nationale des fréquences, après avis favorable des services :

- Du ministère de la défense nationale.
- Du ministère chargé de l'intérieur (autorisation et agrément).
- Du ministère chargé des télécommunications.

I.6.3 Installation d'une station GNSS

Les installateurs de stations de radiocommunications sont soumis à une autorisation délivrée par l'agence nationale des fréquences après paiement d'une redevance, dans les conditions fixées par voie réglementaire.

I.6.4 Exploitation des stations GNSS

Après accord des services cités ci-dessus, l'établissement et l'exploitation des stations GNSS, sont subordonnées à une autorisation établie par l'ANF, Cette autorisation doit fixer les conditions d'exploitation de ces stations, notamment en matière d'utilisation des fréquences radioélectriques, de seuil d'émission et de paiement des redevances d'assignation.

Les stations doivent être manœuvrées que par les titulaires d'un certificat d'opérateur de radiocommunication aéronautique, délivré par l'agence. [21].

I.6.5 Conditions

Les stations et les systèmes GNSS ne doivent être la cause d'aucun brouillage préjudiciable pour les systèmes radioélectriques se trouvant dans leur environnement.

Tout essai expérimental par un permissionnaire, sur une station de radiocommunication, est soumis à une autorisation préalable délivrée par l'agence, qui veille, à exclure les brouillages préjudiciables.

L'établissement et l'exploitation des stations GNSS, notamment toute installation ou implantation d'antennes, doit obéir aux prescriptions réglementaires relatives à la protection de la santé publique contre les effets des champs électromagnétiques.

Les administrations et institutions attributaires des fréquences radioélectriques sont tenues de communiquer le plan d'assignation des fréquences radioélectriques qui leur sont attribuées régulièrement à l'agence.

I.6.6 Normes appliquées

I.6.6.a Installation

Aucune installation de site de référence n'est parfaite. Il existe toutefois des conceptions connues pour entraîner la dégradation de la qualité des données, et qui devraient être évitées. Dans les sous-sections qui suivent, les lignes directrices exposées font en sorte que le déploiement du matériel GNSS, dans un site de référence, fournisse des données de haute qualité. Les facteurs suivants, devraient être pris en compte par ordre d'importance :

- Emplacement du site :

Visibilité des satellites : Il convient de choisir une zone ouverte comportant un minimum d'obstacles et dont les alentours de la borne sont le moins susceptibles de changer avec le temps. Éviter les sites où pourront ultérieurement croître des arbres, être construits des bâtiments, être ajoutés des éléments sur les toits, où il y aura de nouveaux mâts d'antennes. Éviter aussi la proximité (dans les 30 m) avec des réflecteurs tels que des véhicules, des murs métalliques ou des panneaux métalliques, qui peuvent provoquer les multi trajets de signaux. Les obstacles devraient être maintenus sous 10 degrés au-dessus de l'horizon à partir du PRA (Point de référence d'antenne).

Plus le volume d'espace au travers duquel les signaux peuvent atteindre l'antenne sans être interrompus/réfléchis est grand, plus la probabilité d'obtenir une évaluation solide de la position est élevée.

Facteurs de dégradation des données : Les signaux parvenant à l'antenne de SCA et au récepteur peuvent être brouillés par d'autres sources de radiofréquences (téléviseurs, fours micro-ondes, stations de radio FM, téléphones cellulaires, répéteurs VHF et UHF, radars, lignes haute tension...etc.). Ces éléments peuvent accroître le bruit électrique, entraîner une perte intermittente ou partielle ou même rendre des sites inopérants. Il faut éviter la proximité avec ces types d'appareils dans toute la mesure du possible. Dans le cas contraire, la présence de ce type de matériel devrait être documentée dans le registre du site.

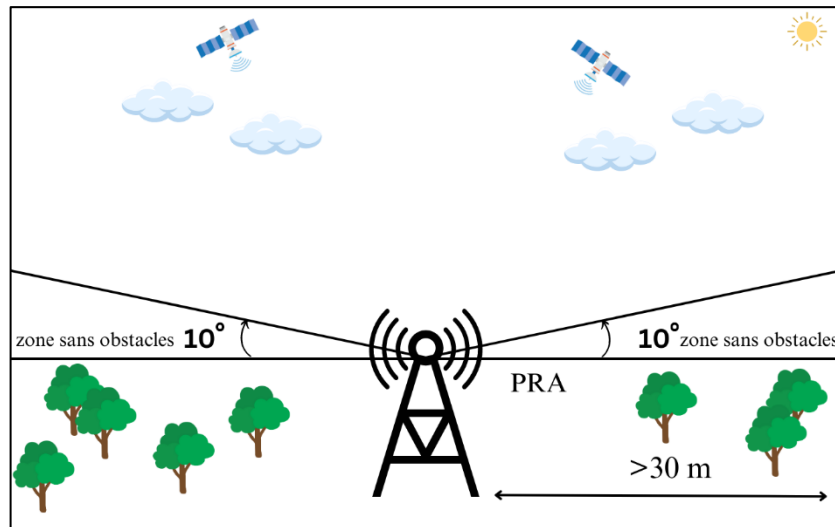


Figure I.4 : zone dégagée autour de l'antenne.

L'emplacement du site SCA devrait être choisi de manière à maximiser la stabilité du point de référence d'antenne GNSS (conservation d'une position fixe dans les trois dimensions). L'augmentation de la profondeur de la borne accroît la stabilité. Afin de réduire au minimum l'incidence des éléments suivants : Instabilité de pente, retrait et gonflement du sol et des roches, dilatation et contraction thermiques etc.

En cas de conditions géologiques et du sol douteuses, il convient de prendre un scénario conservateur, du « pire cas ».

- Support d'antenne :

Il devrait y avoir un dispositif entre la borne et l'antenne, de manière à ce que l'antenne puisse être mise à niveau en cas de remplacement d'antenne, le nouveau PRA puisse être situé exactement à la même position dans l'espace tridimensionnel que le PRA précédent. Dans le cas contraire, il sera nécessaire de faire le calcul d'une nouvelle position, ce qui n'est pas souhaitable. Les bornes au sol du type pilier devraient avoir une hauteur d'environ 1,5 m au-dessus du sol pour reproduire la géométrie utilisée dans les installations d'étalonnage de centre de phase d'antenne du *National Geodetic Survey* (NGS) des États-Unis.

- Support structural :

Les bâtiments en maçonnerie ou en acier de structure ancrés sur des fondations en béton sont permis. Les bâtiments solides en briques ou en béton renforcé sont recommandés. Le bâtiment devrait être construit depuis au moins 5 ans, pour augmenter les possibilités que

les tassements primaires du bâtiment aient eu lieu. Il ne devrait pas y avoir de fissures visibles sur les murs extérieurs ou intérieurs. Pour réduire au minimum les effets de la dilatation thermique et les problèmes de trajets multiples, les bâtiments de plus de deux étages, en bois, à charpente métallique à murs ou à toit métallique ne sont pas recommandés [9].

I.6.6.b Exploitation

En règle générale, les caractéristiques des éléments de station de poursuite GNSS suivants sont spécifiées de manière à garantir la satisfaction des besoins de l'utilisateur sur le plan de la disponibilité de la précision du positionnement :

- Antennes :

Les antennes devraient être inspectées au moins une fois par année pour vérifier l'absence de dommages. L'antenne utilisée devrait être de qualité géodésique, de préférence du type « Choke-Ring ». il est également imminent de suivre les signaux GPS L1/L2 et GALILEO E1/E5/E6

- Récepteur :

Les opérateurs de site devraient tenir à jour les micrologiciels des récepteurs, et garder les administrateurs de réseau informés des mises à jour prévues.

Les récepteurs de SCA devraient avoir les caractéristiques suivantes :

- ✓ Suivre les signaux GPS L1/L2 et GLONASS L1/L2 et Galileo E1/E5/E6 et être en mesure de suivre les signaux modernes tel que GPS L2C/L5,
- ✓ Suivre au moins 14 satellites sur L1 et L2,
- ✓ Échantillonner à une fréquence d'au moins 1 Hz

Alimentation électrique et calculs : Toutes les SCA devraient être équipées d'une alimentation sans coupure assurant une autonomie de fonctionnement d'au moins 24 heures pour le récepteur et tout autre équipement nécessaire à l'archivage d'au moins 24 heures de données brutes à l'intervalle d'échantillonnage du récepteur.

I.7 CONCLUSION

En conclusion, ce premier chapitre nous a permis de découvrir les fondements du système GNSS et les principes de base du positionnement par distances. Nous avons évoqué les systèmes de navigation par satellite existants ou en développement.

Nous avons également vu que la mesure du temps de propagation des signaux émis par les satellites permet de déterminer la position d'un utilisateur. Cependant, cette mesure est sujette à des erreurs liées à la désynchronisation des horloges. Et donc pour déterminer la position d'un utilisateur avec précision, il faut mesurer les distances d'au moins quatre satellites simultanément. Nous avons notamment abordé les différentes sources d'erreur pouvant affecter la précision du positionnement, telles que la dilution de précision et les erreurs de navigation. Enfin, nous avons vu les enjeux liés à l'attribution et au contrôle des fréquences radio.

Ce chapitre constitue une base solide pour la suite de notre travail, qui consistera à approfondir notre connaissance du système GNSS et à évaluer ses performances dans différents contextes.

CHAPITRE II

Les signaux GNSS, GPS & Galileo

II.1 INTRODUCTION

Le système de positionnement mondial GPS (Global Positioning System) et le système de positionnement par satellite Galileo sont des technologies de positionnement de haute précision utilisées dans le monde entier. L'un des aspects les plus importants de ces systèmes est la modulation BOC (Binary Offset Carrier), qui est utilisée pour moduler les signaux transmis par les satellites. Dans ce chapitre nous allons définir la modulation BOC ainsi que ses variantes, ce chapitre inclut également les signaux GPS et GALILEO.

II.2 LA MODULATION BOC

II.2.1 Définition

La modulation BOC (Binary Offset Carrier) a été développée au départ par les militaires pour offrir une isolation spectrale par rapport aux signaux patrimoniaux modulant la même fréquence porteuse, mais il a rapidement été découvert qu'elle avait également de nombreux avantages, tels que :

- ✓ Son enveloppe à module constant et sa phase binaire, ce qui la rend simple à mettre en œuvre.
- ✓ Possède une meilleure précision de suivi de code.
- ✓ Réduit les interférences en concentrant la puissance du signal dans des parties spécifiques de la bande attribuée
- ✓ La redondance dans les bandes latérales supérieure et inférieure des modulations BOC offre des avantages pratiques dans le traitement du récepteur pour l'acquisition du signal, le suivi de code, le suivi de porteuse et la démodulation des données. [6]

Le signal BOC est une nouvelle technique qui utilise une sous porteuse à onde carrée, et est défini par la formule qui suit :

$$g_{BOC}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (-1)^{c_n} (-1)^n \cdot p_{BOC}(t - nT_c) \quad \text{II.1}$$

Où

$$p_{BOC}(t) = \frac{1}{\sqrt{T_c}} \cdot \text{sgn}[\sin(2\pi f_{sc}t + \psi)] \text{rect}_{T_c}(t) \quad \text{II.2}$$

Où $\text{sgn}[\sin(2\pi f_{sc}t + \psi)]$ est la fonction de signe, f_{sc} est la fréquence de la sous-porteuse et ψ est la phase de la sous-porteuse. Les deux valeurs courantes de ψ sont 0 et $\pi/2$, correspondant à la phase sinus et la phase cosinus. Les signaux correspondants sont appelés respectivement le signal BOC à phase sinus et le signal BOC à phase cosinus. Et $p_{BOC}(t)$ est une onde carrée de durée T_c .

II.2.2 Paramètres d'un signal BOC

Lorsque nous parlons d'une modulation BOC spécifique, nous pouvons utiliser une notation simplifiée : $BOC_j(m, n)$, où j peut prendre la valeur de s ou c , indiquant respectivement si la sous-porteuse est en phase sinusoïdale ou en phase cosinus, m représente la fréquence de la sous-porteuse normalisée par 1,023 MHz et n représente la fréquence du code d'étalement normalisé par 1,023 MHz, c'est-à-dire $f_{sc} = m \times 1,023 \text{ MHz}$, $f_c = n \times 1,023 \text{ MHz}$, où $m \geq n$. Par exemple, si la fréquence du code d'étalement et la fréquence de la sous-porteuse d'un signal BOC en phase sinusoïdale sont tous les deux de 1,023 MHz, la modulation utilisée peut être abrégée en $BOCs(1,1)$.

En plus de ces trois paramètres clés, le signal BOC possède un autre paramètre : Le rapport $N_B = \frac{2m}{n}$ qui est appelé l'ordre de modulation BOC, qui est obligatoirement entier. Il identifie le nombre de demi-périodes de la sous-porteuse dans un échantillon d'étalement, c'est-à-dire que $N_B = \frac{T_c}{T_s}$, où $T_s = \frac{1}{2f_{sc}}$ est la largeur de l'échantillon de la sous-porteuse. [1]

Il existe plusieurs types de modulations BOC, tels que la modulation cosBOC et sinBOC , $MBOC$...etc. qui seront cités ci-dessous.

II.3 LES TYPES DE MODULATION BOC

II.3.1 Modulation sinBOC (Sinus BOC) et cosBOC (Cosinus BOC)

La modulation SinBOC est une modulation à sous-porteuses carrées, dans laquelle le code pseudo-aléatoire PRN à la fréquence d'étalement $f_c = \frac{1}{T_c}$ est multiplié par une sous-

porteuse rectangulaire obtenue par le signe d'un sinus de fréquence f_{sc} , ce qui divise le spectre du signal. La notation typique est SinBOC (m, n).

La sous porteuse d'un signal modulé SinBOC est définie par la formule suivante :

$$s_{sinBOC(m,n)}(t) = \text{sign} \left(\sin \left(\frac{N_{BOC}\pi t}{T_c} \right) \right), \quad N_B = \frac{2m}{n}; \quad 0 \leq t \leq T_c \quad \text{II.3}$$

La modulation CosBOC utilise un principe similaire à la modulation SinBOC, mais cette fois-ci la sous-porteuse est en phase cosinus, au lieu de la phase sinusoïdale, soit : [13]

$$s_{cosBOC(m,n)}(t) = \text{sign} \left(\cos \left(\frac{N_{BOC}\pi t}{T_c} \right) \right), \quad N_B = \frac{2m}{n}; \quad 0 \leq t \leq T_c \quad \text{II.4}$$

Bien que l'expression du domaine temporel des signaux BOC à phase sinusoïdale et à phase Cosinusoïdale ne diffère que par la phase de la sous-porteuse de $\frac{\pi}{2}$, leurs formes d'ondes illustrées dans les figures II.1 et II.2 ainsi que leurs densités spectrales de puissance, figure II.3 et figure II.4, présentent une différence beaucoup plus importante.

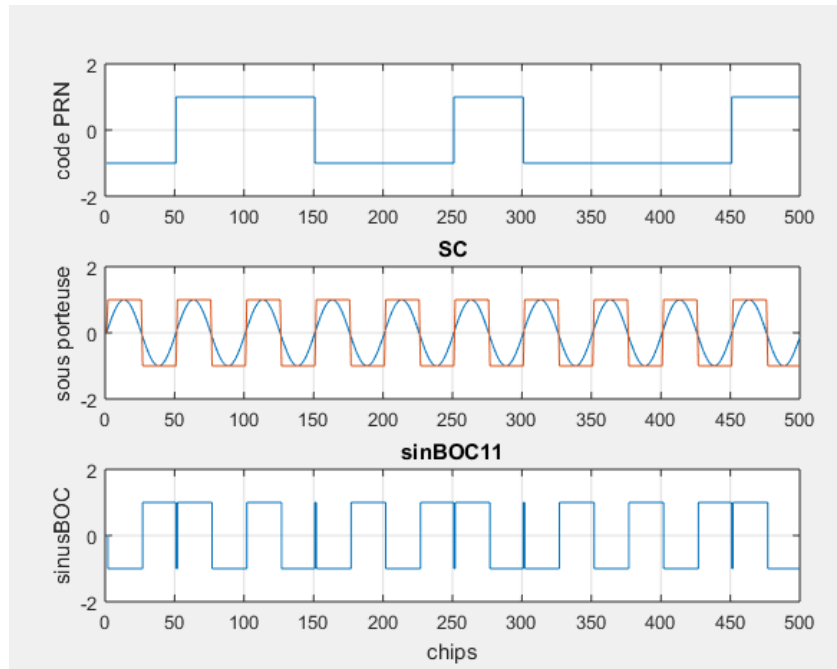


Figure II.1 : Forme d'onde de sinBOC (1,1) dans le domaine temporel.

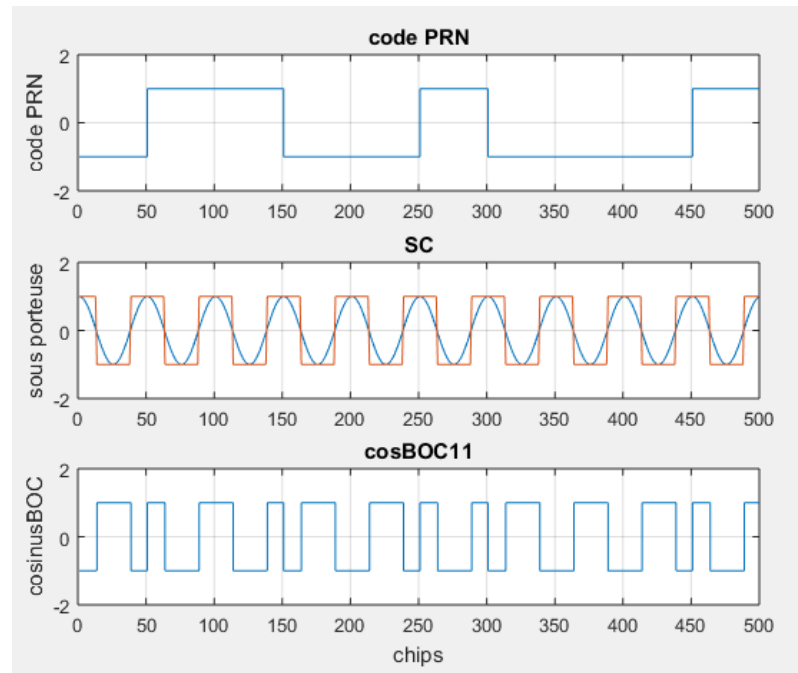


Figure II.2 : Forme d'onde de cosBOC (1,1) dans le domaine temporel

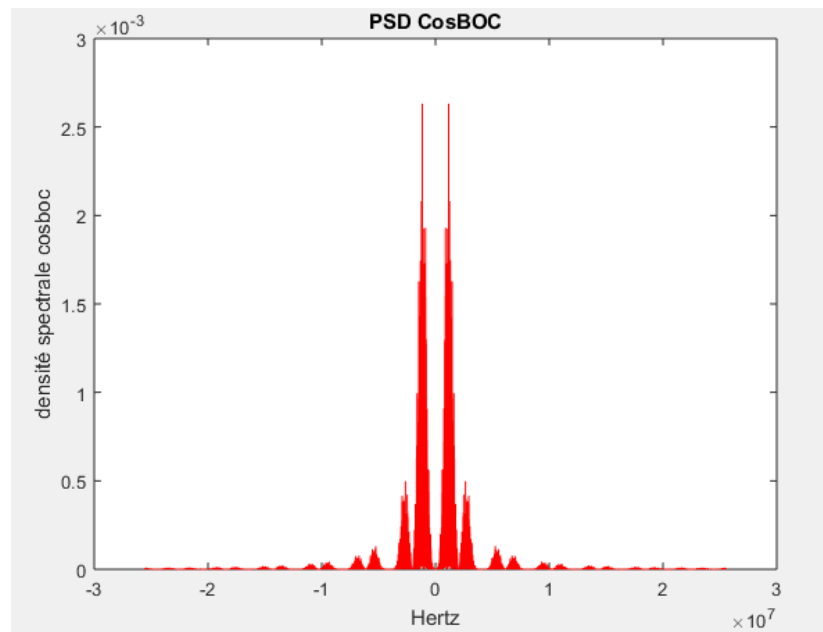


Figure II.3 : Densité spectrale CosBOC.

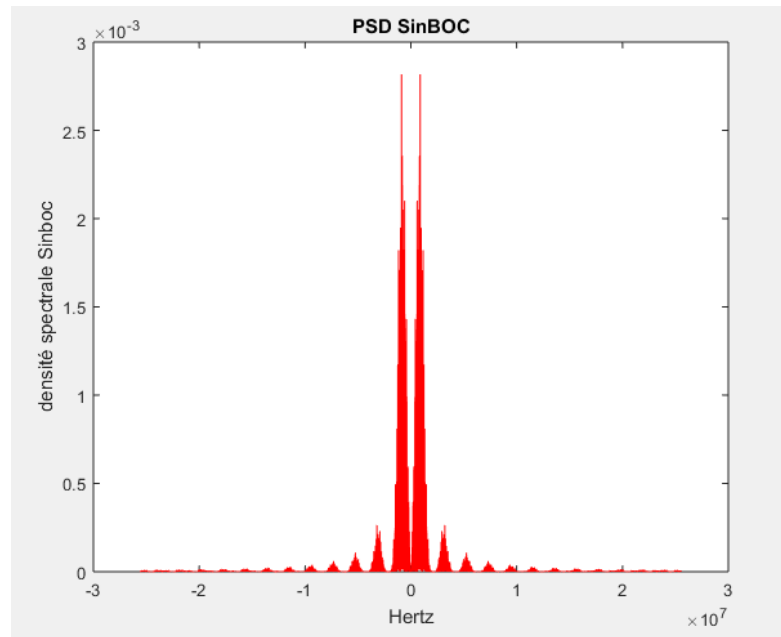


Figure II.4 : Densité spectrale SinBOC.

Les figures II.5 présente une comparaison entre la figure II.3(Densité spectrale CosBOC) et la figure II.4 (Densité spectrale SinBOC). Nous remarquons que la puissance du signal BOC à phase sinusoïdale est plus concentrée sur le côté intérieur des deux lobes principaux, tandis que la puissance du signal BOC à phase Cosinusoidale est plus concentrée sur le côté extérieur des lobes principaux. Cette différence est un avantage pour la sélection du type de modulation adéquate pour chaque signal en fonction de la bande de fréquence allouée.

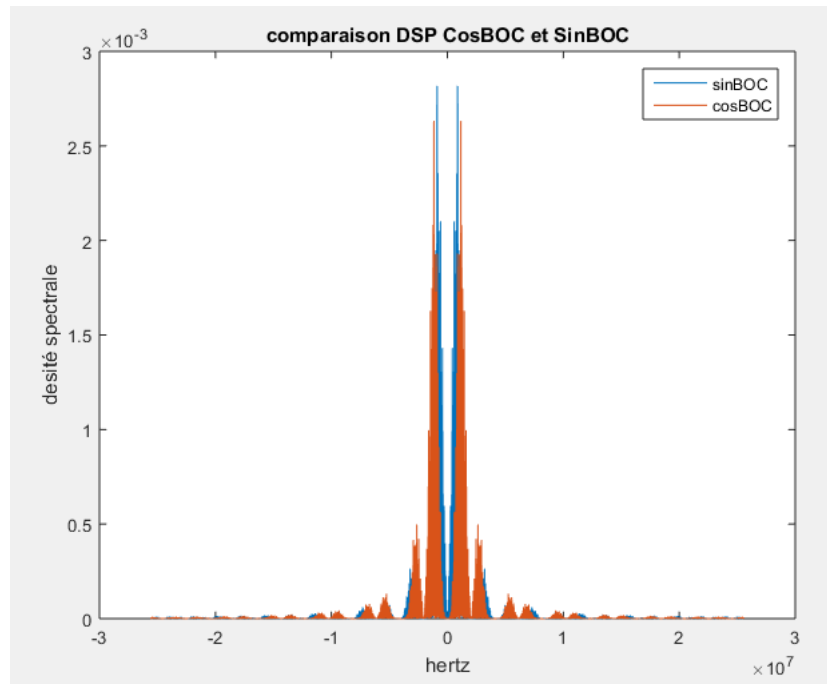


Figure II.5 : Comparaison entre la PSD Sinboc et Cosboc.

La figure (II.6) montre le tracé de la fonction de corrélation d'un code PRN simple comparé avec celle d'un code BOC (1,1). Nous remarquons que le pic de corrélation du code BOC (1,1) est plus étroit que celui du code PRN. Ce qui améliore les performances de suivi des codes.

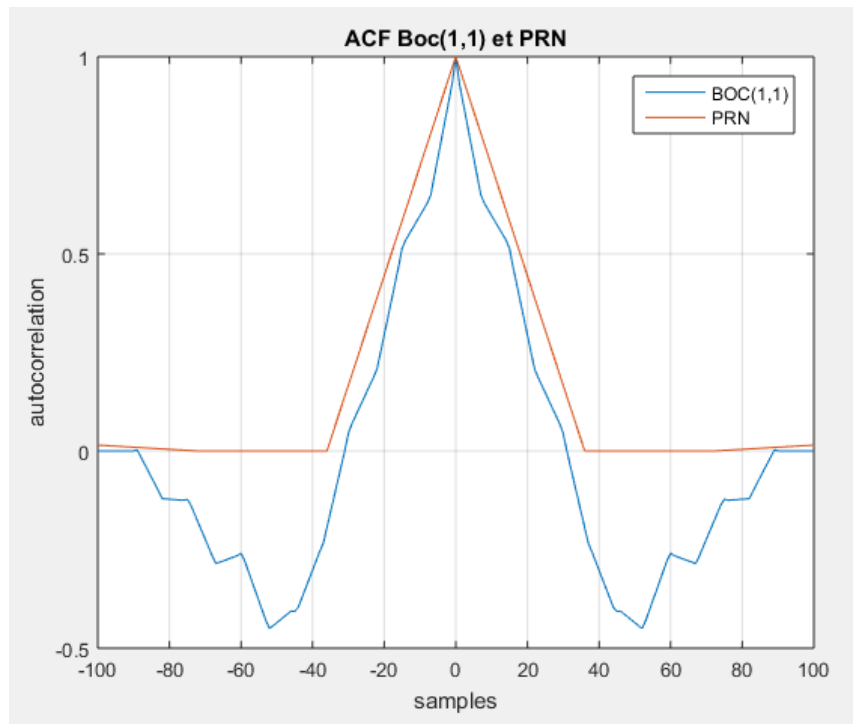


Figure II.6 : Fonction d'autocorrélation d'un code PRN et BOC(1,1).

II.3.2 Modulation AltBOC

L'Alternative BOC (AltBOC) est une technique de multiplexage et de modulation utilisée dans le signal Galileo E5. On peut dire que le schéma de modulation alternatif BOC vise à générer un signal à porteuse unique adoptant un codage source similaire à celui impliqué dans le BOC classique. Le processus permet de maintenir la simplicité de mise en œuvre du BOC tout en permettant la génération d'une enveloppe constante [15].

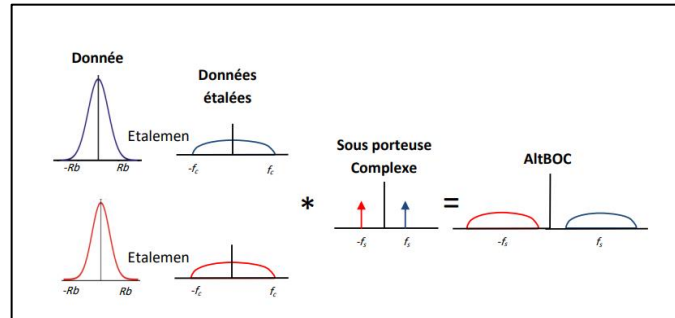


Figure II.7 : Schéma de modulation AltBOC [19]

La modulation BOC alternative (AltBOC) est conceptuellement très similaire à la modulation BOC, mais avec une différence importante, puisque contrairement au BOC classique, l'AltBOC offre une isolation spectrale élevée entre les deux lobes principaux supérieurs et les deux lobes principaux inférieurs (en considérant les phases I et Q séparément). Cela est réalisé en utilisant des codes différents pour chaque lobe principal. La modulation BOC standard est une modulation de sous-porteuse carrée qui divise le spectre du signal en deux parties, situées à gauche et à droite de la fréquence porteuse. L'idée de la modulation BOC alternative est de réaliser le même processus, mais en multipliant le signal de bande de base par une sous-porteuse rectangulaire dite "complexe". [15]

$$rcs(t) = \text{sign}(\cos(2\pi f_s t)) + j \cdot \text{sign}(\sin(2\pi f_s t)) = cr(t) + j \cdot sr(t) \quad \text{II.5}$$

r_{cs} Étant la sous-porteuse rectangulaire complexe définie ci-dessus et illustrée ci-dessous :

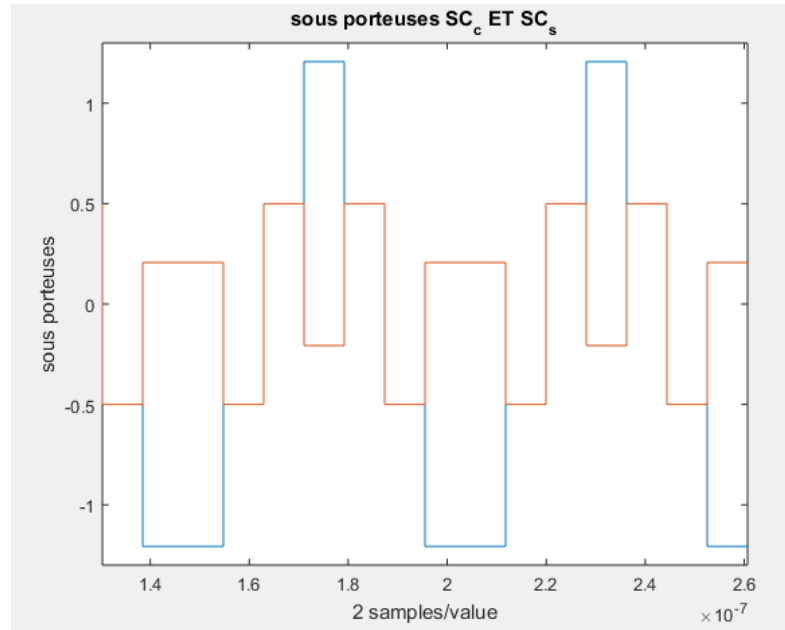


Figure II.8 : Forme d'onde ALTBOC

De cette manière, le spectre du signal n'est pas divisé, mais simplement décalé vers des fréquences plus élevées [19]. Un signal différent $s(t)$, contenant un code de portée différent et un message de données de navigation, peut être utilisé pour le décalage vers la plage de fréquences inférieures et supérieures (E5a basse, E5b élevée). Selon ce principe, les deux lobes latéraux d'un signal BOC peuvent transporter des informations différentes.

Le signal BOC alternatif peut être exprimé comme suit :

$$s(t) = C_a(t).r_{cs}(t) + C_b(t).\tilde{r}_{cs}(t)$$

$$s(t) = C_a(t)[\text{sign}(\cos(2\pi f_s t)) + j.\text{sign}(\sin(2\pi f_s t))] \\ + C_b(t)[\text{sign}(\cos(2\pi f_s t)) - j.\text{sign}(\sin(2\pi f_s t))]$$

$$s(t) = \text{sign}(\cos(2\pi f_s t)).[C_a(t) + C_b(t)] + j.\text{sign}(\sin(2\pi f_s t)).[C_a(t) - C_b(t)]$$

$$s(t) = [C_a(t) + C_b(t)].\text{sign}(\cos(2\pi f_s t)) + j.[C_a(t) - C_b(t)].\text{sign}(\sin(2\pi f_s t))$$

$$s(t) = [C_a(t) + C_b(t)]cr(t) + j.[C_a(t) - C_b(t)]sr(t) \quad \text{II.6}$$

Étant donné que C_a et C_b ne peuvent prendre que -1 et +1 comme valeur [19], le signal $s(t)$ peut donc être exprimé comme suit :

$$s(t) = 2e^{jk\frac{\pi}{2}} \quad \text{II.7}$$

Avec : $k \in \{1, 2, 3, 4\}$

Ainsi, nous avons donc démontré que la modulation AltBOC est bel et bien caractérisée par une enveloppe constante.

Si nous voulions y ajouter des canaux pilotes, l'expression de $s(t)$ devient un signal avec des composantes en phase et en quadrature :

$$s(t) = C_a(t) \cdot rcs(t) + C_b(t) \tilde{r}cs(t) + j[C'_a(t) rcs(t) + C'_b(t) \tilde{r}cs(t)] \quad \text{II.8}$$

$C_a(t)$ est la donnée multipliée par le code PRN pour le canal a.

$C_b(t)$ est la donnée multipliée par le code PRN pour le canal b.

$rcs(t)$ est la sous-porteuse rectangulaire complexe.

$C'_a(t)$ est le canal pilote (uniquement le code PRN) pour le canal a.

$C'_b(t)$ est le canal pilote (uniquement le code PRN) pour le canal b.

$\tilde{r}cs(t)$ est le conjugué de $rcs(t)$.

En suivant le même processus de développement mathématique que pour l'équation II.6 nous obtenons :

$$s(t) = [(C_a(t) + C_b(t)) \cdot C_r(t) - (C'_a(t) - C'_b(t)) \cdot S_r(t)] \\ + j \cdot [(C'_a(t) + C'_b(t)) \cdot C_r(t) + (C_a(t) - C_b(t)) \cdot S_r(t)] \quad \text{II.9}$$

Ce signal peut prendre 9 valeurs différentes et est exprimé par la formule suivante :

$$s(t) = A_k e^{jk\frac{\pi}{4}} \quad \text{II.10}$$

Avec :

$$A_k = 0 \quad \text{si } k = 0$$

$$A_k = 2\sqrt{2} \quad \text{si } k = \text{impaire}$$

$$A_k = 4 \quad \text{si } k = \text{paire}$$

D'où l'on conclue que dans le cas de présence de canaux pilotes l'AltBOC perd sa caractéristique d'enveloppe constante. C'est pourquoi le Galileo AltBOC a été modifié en

introduisant deux porteuses différentes afin d'obtenir un signal qui se situe sur une constellation 8-PSK (à enveloppe constante) comme montré dans la figure suivante :

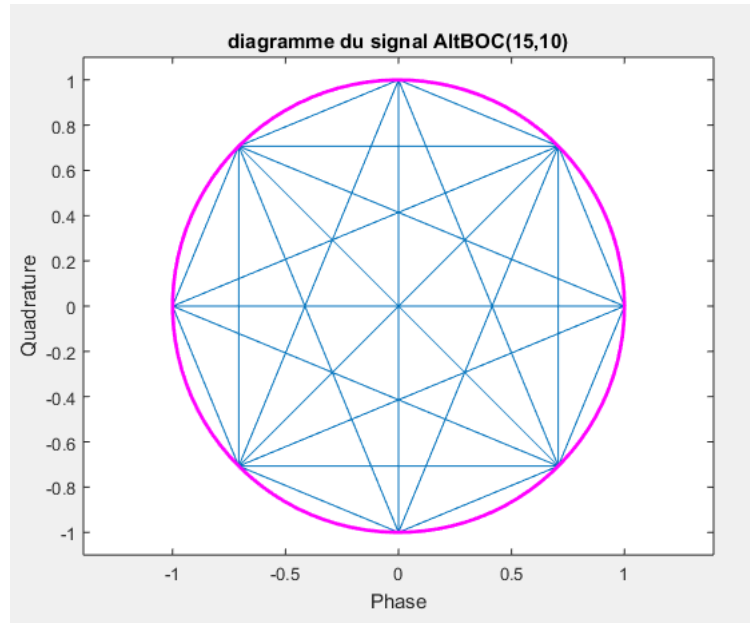


Figure II.9 : Diagramme du signal AltBOC(15,10).

La Figure (II.10) illustre la densité spectrale de puissance ALTBOC en quadrature et en phase.

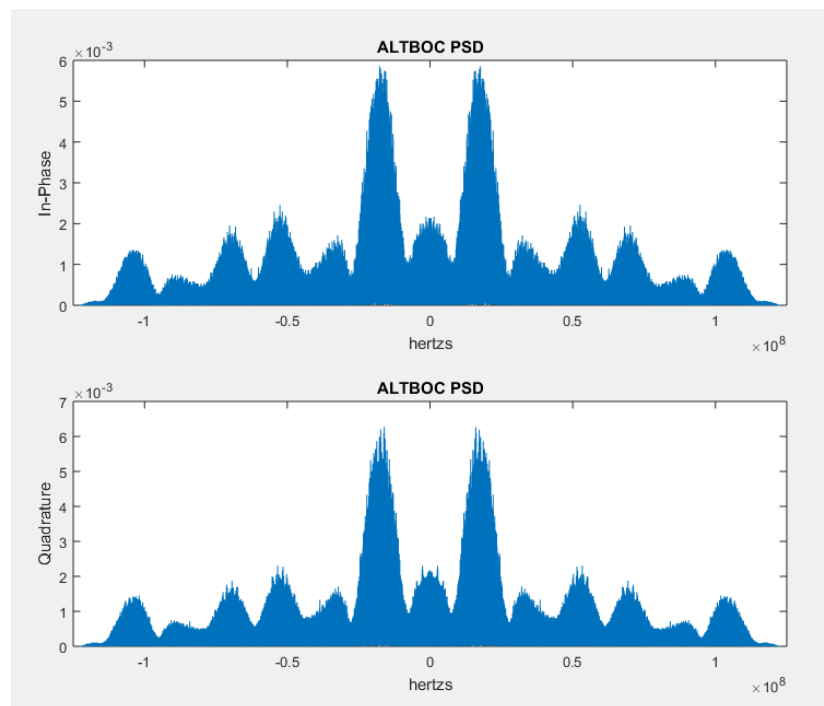


Figure II.10 : Densité spectrale de puissance ALTBOC en quadrature et en phase

La figure II.11 montre la fonction d'autocorrélation AltBOC(15,10). On y compte 7 pics de corrélation, Ces pics multiples reflètent les caractéristiques de séquence de la modulation ALTBOC, ce qui peut améliorer la robustesse du signal contre les interférences et améliorer la précision de la réception.

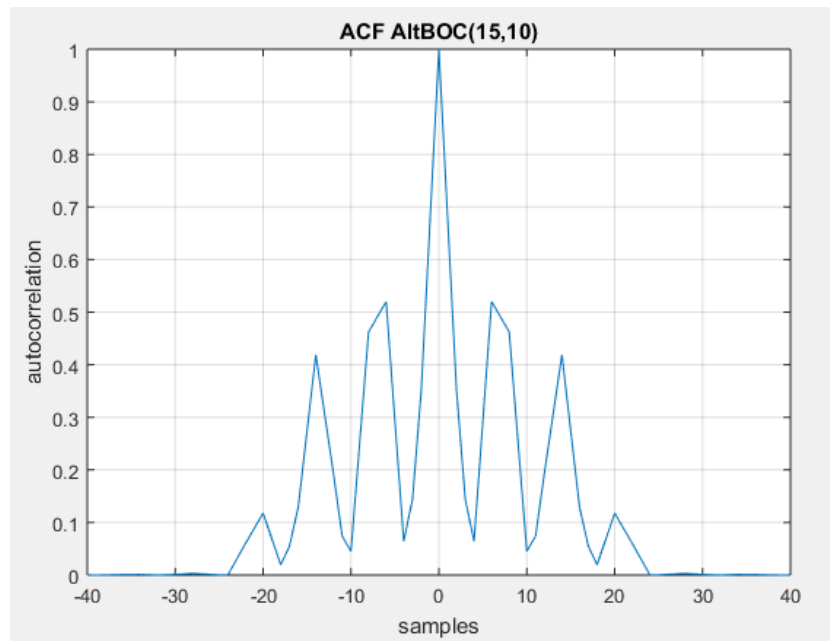


Figure II.11 : Fonction d'autocorrélation AltBOC

II.3.3 Modulation MBOC

Près de vingt mois après que l'Union européenne et les États-Unis ont signé l'accord sur l'utilisation des systèmes de navigation par satellites, Galileo et GPS et des applications connexes en 2004, une forme d'onde de signal optimisée nommée MBOC (Multiplexed Binary Offset Carrier modulation) a été proposée par un groupe commun d'experts de l'Union européenne et des États-Unis pour GPS L1C et Galileo E1 OS. [15]

La modulation MBOC peut être considérée comme un terme général pour un type de méthode de modulation ayant une certaine densité spectrale de puissance (DSP), qui sera illustré par la suite dans la figure II.12.

Un signal modulé MBOC général peut être noté $MBOC(m,n,\gamma)$, et sa DSP normalisée sans filtrage à bande limitée peut être exprimée comme suit : [11]

$$G_{MBOC(m,n,\gamma)}(f) = (1 - \gamma)G_{BOC(n,n)}(f) + \gamma G_{BOC(m,n)}(f) \quad \text{II.11}$$

Le signal modulé MBOC est obtenu en combinant un composant de signal $BOC(m, n)$ à large bande et un composant de signal $BOC(n, n)$ à bande étroite avec un rapport de puissance de $\gamma : (1 - \gamma)$. De ce point de vue, la modulation MBOC peut être considérée comme une technique de modulation d'étalement ou une technique de multiplexage de deux composants de signal. Étant donné que la définition de la modulation MBOC ne limite pas la mise en œuvre dans le domaine temporel, le composant $BOC(m, n)$ et le composant $BOC(n, n)$ peuvent être combinés de n'importe quelle manière de multiplexage [11].

La densité spectrale de puissance du signal MBOC peut être obtenue en combinant les spectres de puissance $sinBOC(1,1)$ et $sinBOC(6,1)$. La notation introduite est $MBOC\left(6,1,\frac{1}{11}\right)$, où le terme $(6,1)$ fait référence à $BOC(6,1)$, et le rapport $1/11$ représente la répartition de puissance entre les composantes spectrales $BOC(1,1)$ et $BOC(6,1)$, comme donné par [14] :

$$G_{MBOC(6,1,1/11)} = \frac{10}{11} G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{1}{11} G_{BOC(6,1)}(f) \quad \text{II.12}$$

La densité spectrale de puissance est illustrée dans la figure suivante :

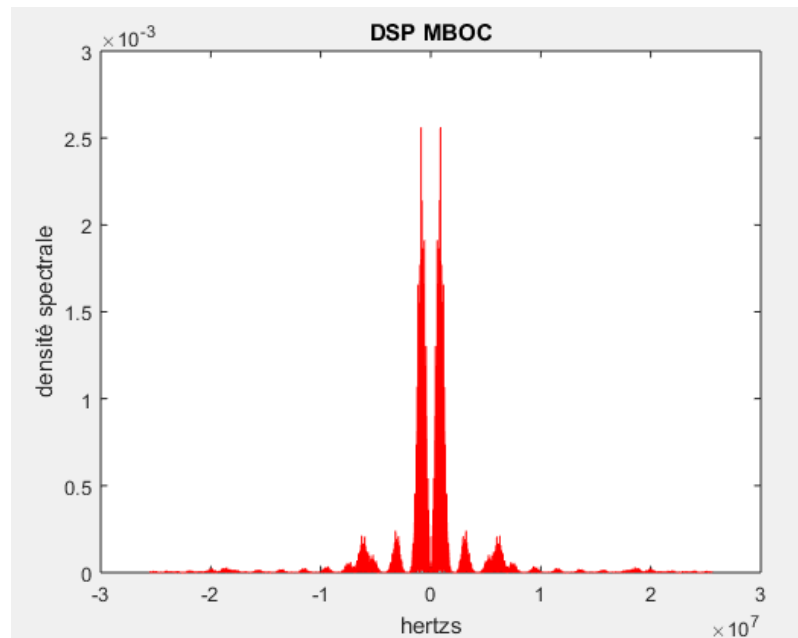


Figure II.12 : Densité spectrale de puissance MBOC.

Une fois que nous avons défini la densité spectrale de puissance de MBOC, il est temps de parler de la mise en œuvre. En effet, différentes représentations temporelles conduisent à la même densité spectrale de puissance, et l'accord entre l'Union européenne et les États-Unis sur MBOC a laissé cette liberté à chaque partie afin que chacune puisse mettre en œuvre sa propre solution selon sa propre conception. Deux solutions ont été réalisées pour mettre en œuvre MBOC : TBOC et CBOC [15]

II.3.3.a Modulation CBOC

Le Composite BOC est la solution adoptée par Galileo pour le service ouvert OS en E1/L1. Il s'agit d'une technique de multiplexage où les sous-porteuses $BOC(1,1)$ et $BOC(6,1)$ sont ajoutées en opposition de phase sur chaque canal. Le diagramme de la figure (II.13) illustre les composantes et la génération du signal E1. [15]

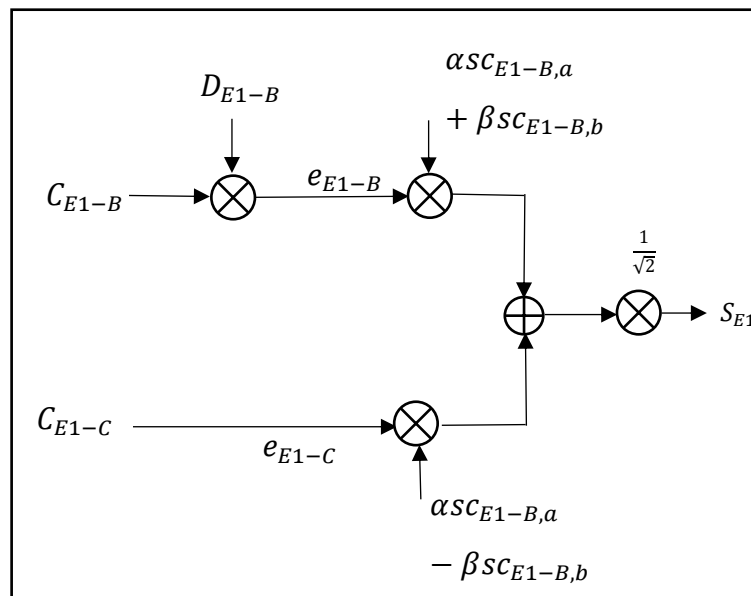


Figure II.13 : Diagramme générateur Galileo E1 utilisant CBOC [14].

Le Composite BOC (CBOC) utilise des symboles d'étalement à plusieurs niveaux formés à partir de la somme pondérée de symbole d'étalement $BOC(1,1)$ et $BOC(6,1)$, interplexés pour former un signal composite à enveloppe constante [14].

La forme d'onde du code d'étalement utilise quatre niveaux dans les symboles de code d'étalement CBOC. Ce modèle peut être formé via une somme pondérée de symboles de code d'étalement $BOC(1,1)$ et $BOC(6,1)$ [16]. Il peut être exprimé comme suit :

$$S_{CBOC}(t) = \omega_1 s_{BOC(1,1)}(t) \pm \omega_2 s_{BOC(6,1)}(t) \tag{II.13}$$

Tel que ω_1 et ω_2 sont les facteurs de pondération d'amplitude d'où :

$$\omega_1^2 + \omega_2^2 = 1$$

CBOC peut être mis en œuvre en utilisant trois modèles de signaux : CBOC ('+'), CBOC ('-') et CBOC ('+/-'). [16]

$$S_{CBOC(+)}(t) = \omega_1 S_{SinBOC(1,1)}(t) + \omega_2 S_{SinBOC(6,1)}(t) \quad \text{II.14}$$

$$S_{CBOC(-)}(t) = \omega_1 S_{SinBOC(1,1)}(t) - \omega_2 S_{SinBOC(6,1)}(t) \quad \text{II.15}$$

$$S_{CBOC(+/-)}(t) = \begin{cases} \omega_1 S_{SinBOC(1,1)}(t) + \omega_2 S_{SinBOC(6,1)}(t) & \text{chips paires} \\ \omega_1 S_{SinBOC(1,1)}(t) - \omega_2 S_{SinBOC(6,1)}(t) & \text{chips impaires} \end{cases} \quad \text{II.16}$$

Les différentes formes du CBOC sont illustrées dans la figure II.14 :

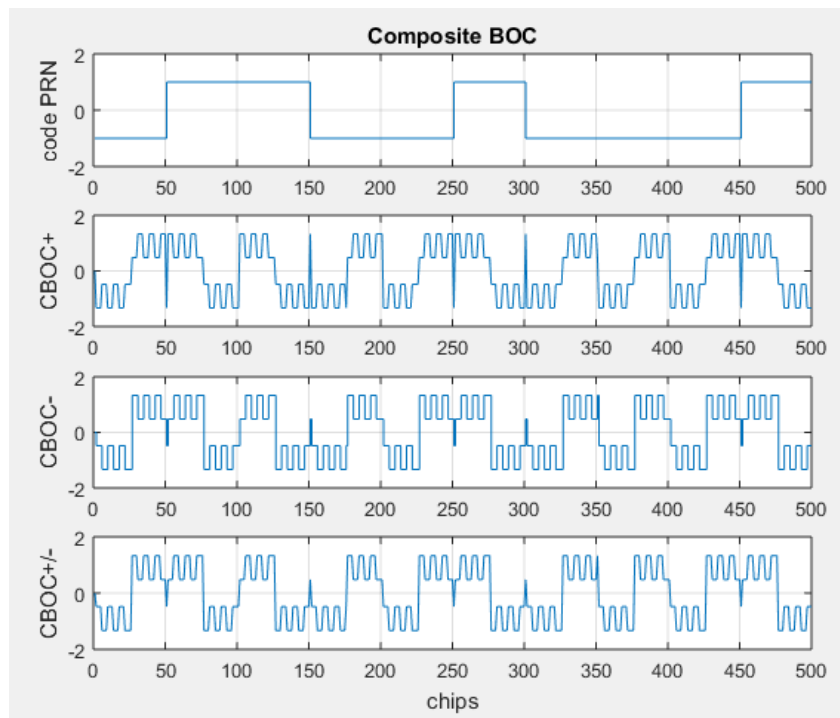


Figure II.14 : Exemple de forme d'onde CBOC dans le domaine temporel.

La densité spectrale de puissance de CBOC est exprimée par : [16]

$$G_{CBOC+}(f) = (1 - \gamma)G_{BOC(n,n)}(f) + \gamma G_{BOC(m,n)}(f) + 2\sqrt{\gamma - \gamma^2}G_{Sc}(f) \quad \text{II.17}$$

$$G_{CBOC-}(f) = (1 - \gamma)G_{BOC(n,n)}(f) + \gamma G_{BOC(m,n)}(f) - 2\sqrt{\gamma - \gamma^2}G_{Sc}(f) \quad \text{II.18}$$

Et illustrée dans la figure suivante :

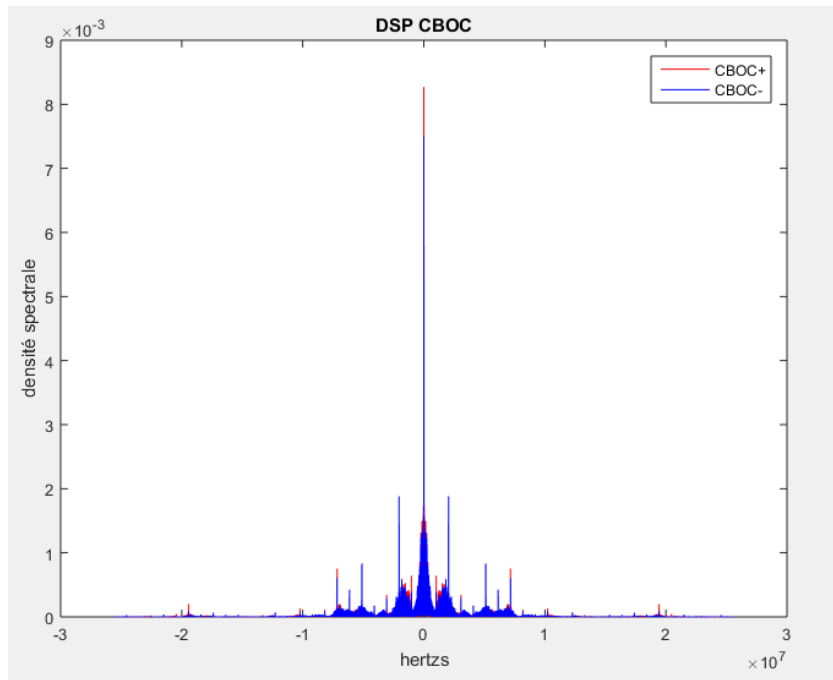


Figure II.15 : Densité spectrale CBOC.

La figure II.16 illustre la fonction d'autocorrélation de CBOC ('+') utilisé pour le signal E1b (canal data du signal E1), CBOC ('-') utilisé pour le signal E1c (canal pilote du signal E1), [13] où l'on remarque un pic principal très étroit, ce qui accentue la performance d'acquisition en termes de précision.

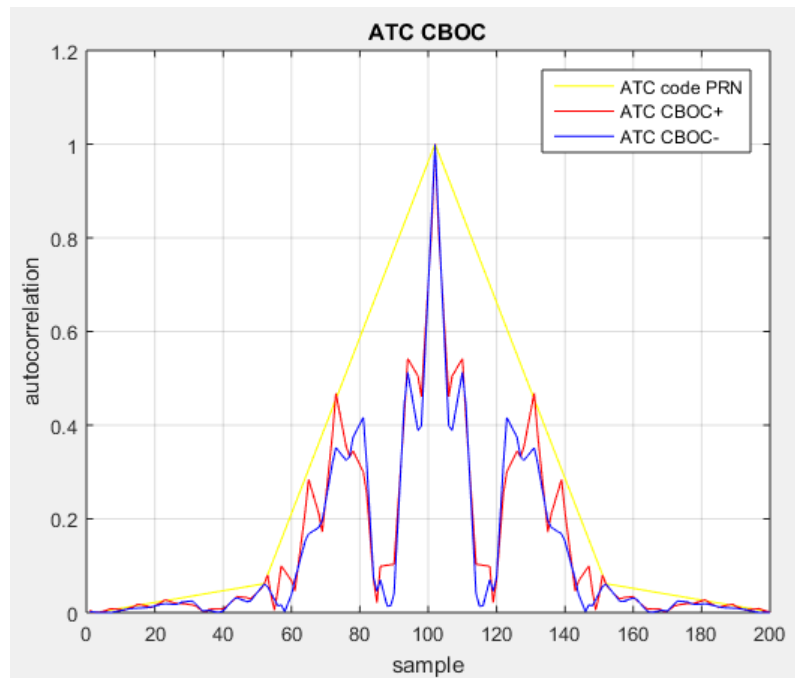


Figure II.16 : Fonction d'autocorrélation normalisée de CBOC ('+'), CBOC ('-')

II.3.3.b Modulation TMBOC

Le BOC multiplexé dans le temps est la solution adoptée par le GPS pour le L1C. Il s'agit d'un signal binaire où $BOC(1,1)$ et $BOC(6,1)$ sont multiplexés dans le temps selon un modèle préétabli qui a été optimisé pour améliorer les propriétés de corrélation du signal lorsque l'effet du code PRN est pris en compte. [15]

Dans une implémentation TMBOC, le signal entier est divisé en blocs de N symboles de code. Sur les N symboles de code, M sont modulés en SinBOC (1,1), tandis que les $N-M$ symboles restants sont modulés en SinBOC (6,1) [12]

Les composantes $BOC(n,n)$ et $BOC(m,n)$ de la modulation TMBOC sont combinées de manière multiplexée dans le temps. Seule l'une des composantes est diffusée à chaque intervalle de temps, mais les deux composantes utilisent la même séquence de diffusion. Prenons l'exemple de $TMBOC\left(6,1,\frac{4}{33}\right)$ utilisé pour le canal pilote du signal GPS L1C, où la sous-porteuse $BOC(6,1)$ est utilisée pour le 1er, 5ème, 7èmes et 30èmes positions de chaque groupe de 33 symboles de diffusion, tandis que les autres utilisent la sous-porteuse $BOC(1,1)$. [11] comme illustré dans la figure suivante :

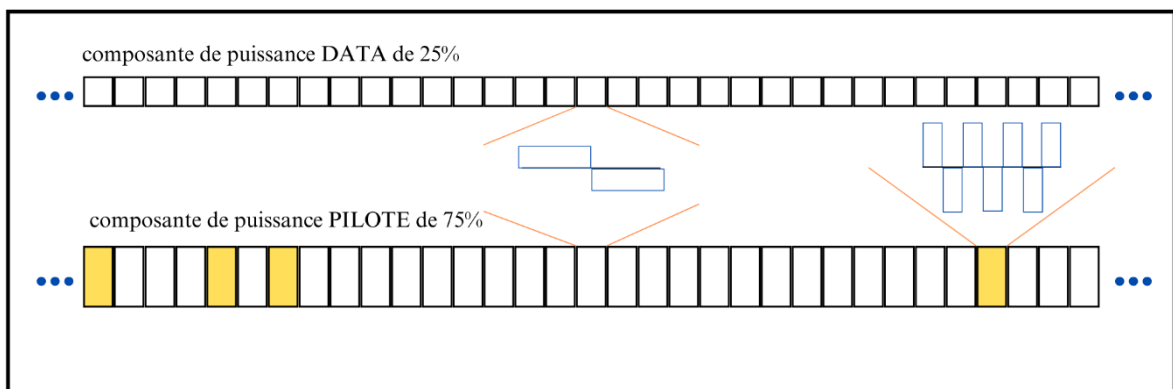


Figure II.17 : Exemple de série temporelle de diffusion TMBOC (6,1,4/33), avec tous les symboles de diffusion BOC (6,1) dans la composante de puissance pilote de 75 % [18]

Sa forme d'onde est illustrée dans la figure suivante :

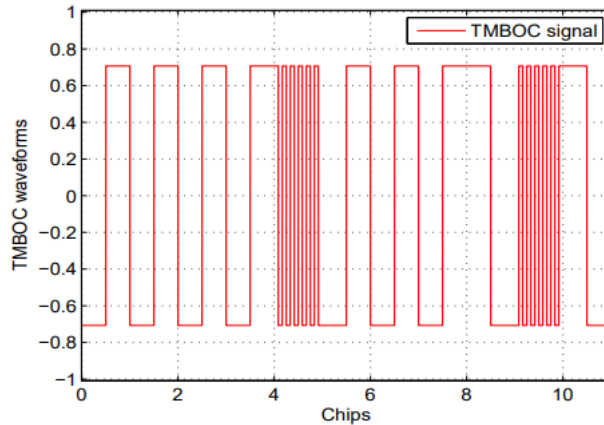


Figure II.18 : Forme d'onde de la modulation TBOC [26]

Sa densité spectrale de puissance est définie comme suit :

$$G_{pilot}(f) = \frac{29}{33} G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{4}{33} G_{BOC(6,1)}(f) \quad \text{II.19}$$

$$G_{data}(f) = G_{BOC(1,1)}(f) \quad \text{II.20}$$

$$G_{MBOC\left(\frac{6,1,1}{11}\right)}(f) = \frac{3}{4} G_{pilot}(f) + \frac{1}{4} G_{data}(f) \quad \text{II.21}$$

$$= \frac{10}{11} G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{1}{11} G_{BOC(6,1)}(f) \quad \text{II.22}$$

Et est illustrée dans la figure suivante :

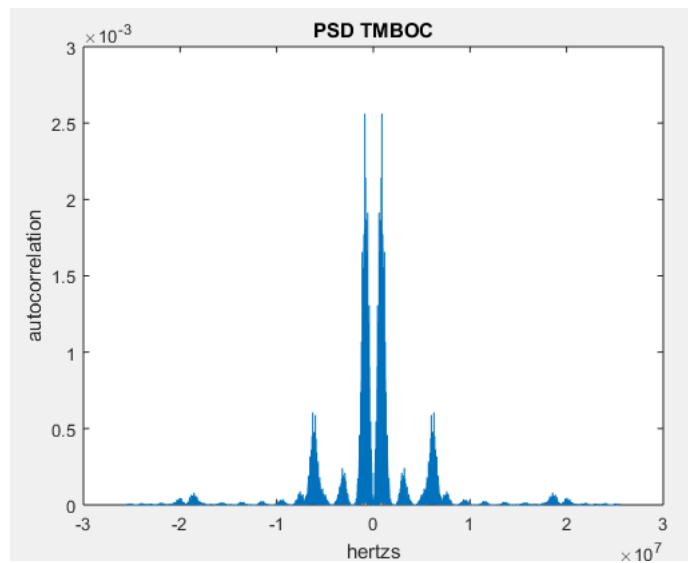


Figure II.19 : Densité spectrale de puissance TBOC.

Ce tableau résume la variété des implémentations de MBOC (6,1,1/11) les plus communes [18] ;

Données	Pilote	Pourcentage de pilote
BOC (1,1)	TMBOC (6,1,2/11)	50%
BOC (1,1)	TMBOC (6,1,4/33)	75%
TMBOC (6,1,1/11)	TMBOC (6,1,1/11)	50%
TMBOC (6,1,1/11)	TMBOC (6,1,1/11)	75%
BOC (1,1)	CBOC (6,1,2/11)	50%
BOC (1,1)	CBOC (6,1,4/33)	75%
CBOC (6,1,1/11)	CBOC (6,1,1/11)	50%
CBOC (6,1,1/11)	CBOC (6,1,1/11)	75%

Tableau II.1 : Implémentations possibles de MBOC (6,1,1/11).

II.4 LES SIGNAUX GPS ET GALILEO

Chaque satellite GNSS fournit des signaux de navigation sur la bande de fréquence qui lui ai dédiée.

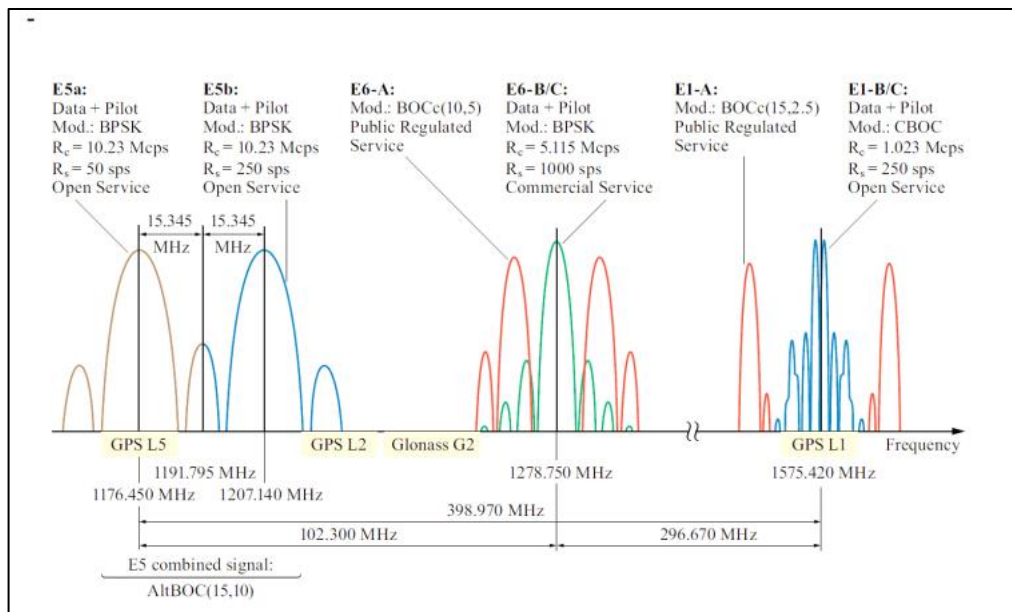


Figure II.20 : Spectre de fréquence GNSS [12]

II.4.1 Les signaux GALILEO

Le système Galileo dispose de plusieurs signaux, qui sont les suivants :

II.4.1.a Signal E1

Le signal E1 est l'un des signaux utilisés dans le système de navigation par satellite Galileo. Il est transmis à une fréquence centrale de 1575,42 MHz et est modulé en utilisant une modulation composite BOC (CBOC). [14]

Le signal Galileo E1 est constitué des deux composants E1-B et E1-C, c'est le signal ouvert (OS) qui sera offert pour tous les utilisateurs sans aucune restriction. Le signal E1 est généré suivant la Figure II.21 :

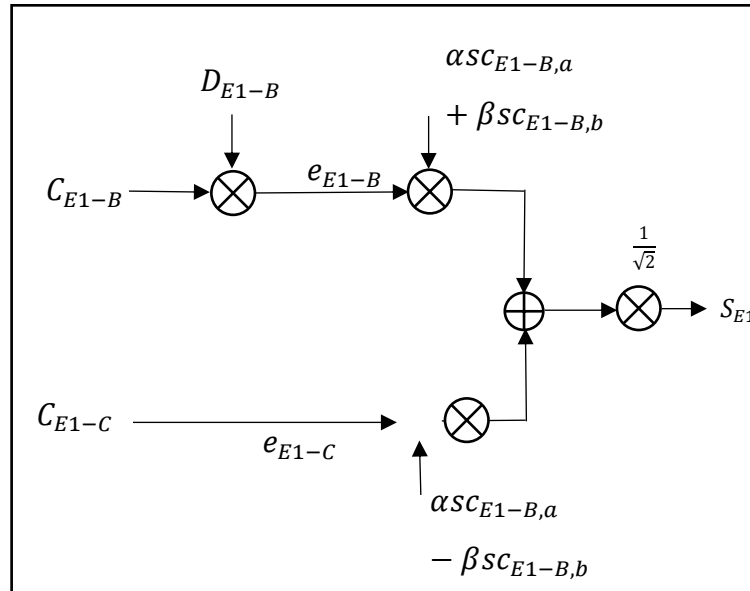


Figure II.21 : Schéma de génération du signal E1.

Les composants de signal E1 CBOC sont produits comme suit :

- e_{E1-B} : flux de données de navigation d'I/Nav D_{E1-B} et le code ils sont modulé avec les sous porteuse $SC_{E1-B,a}$ et $SC_{E1-B,b}$.
- e_{E1-C} : (composant pilote) constitué à partir du code C_{E1-C} comprenant son code secondaire, et modulé avec les sous porteuse $SC_{E1-C,a}$ et $\beta SC_{E1-C,b}$.

La description mathématique de ces composants :

$$e_{E1-B}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[c_{E1-B,|i|L_{E1-B}} D_{E1-B,|i|DC_{E1-B}} \text{rect}_{T_{c,E1-B}}(t - iT_{c,E1-B}) \right] \quad \text{II.23}$$

$$e_{E1-C}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[c_{E1-C,|i|L_{E1-C}} \text{rect}_{T_{c,E1-C}}(t - iT_{c,E1-C}) \right] \quad \text{II.24}$$

Les paramètres des composants du signal E1 sont illustrés dans le tableau III.1.

Le signal E1 aura la forme suivante :

$$s_{E1}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(e_B(t)(\alpha sc_1(t) + \beta sc_6(t)) - e_C(t)(\alpha sc_1(t) + \beta sc_6(t)) \right) \quad \text{II.25}$$

Avec $sc_1 = \text{sgn}(\sin(2\pi f_0 t))$, $sc_6(t) = \text{sgn}[\sin(2\pi(6f_0 t))]$, ou f_0 est la fréquence fondamentale $f_0 = 1.023\text{MHz}$.

Les paramètres α et β sont choisis de telle sorte que la puissance de la sous porteuse sc_6 égale à 1/11 de la puissance totale de $e_B + e_C$, cela donne :

$$\alpha = \sqrt{\frac{10}{11}} \text{ et } \beta = \sqrt{\frac{1}{11}}$$

La figure II.21 illustre Le spectre obtenu ressemble au spectre de signal BOC(1,1) néanmoins il offre de meilleures performances en termes de résistances aux multi trajets et au niveau de la poursuite par rapport au BOC(1,1), cela demontre que signal E1 est conçu pour fournir une précision de positionnement élevée et une résistance accrue aux interférences.

Le spectre du signal Galileo E1 est illustré dans la figure II.22

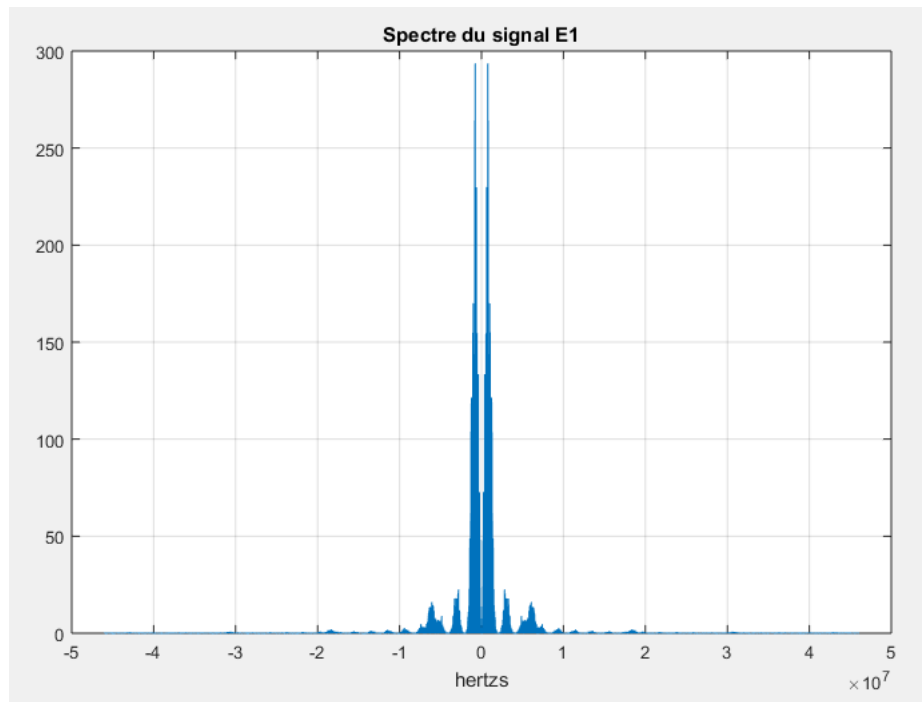


Figure II.22 : Spectre du signal E1

II.4.1.b Signal E5 :

De fréquence 1191,795 MHz destiné aux applications commerciales et de sécurité, Le signal Galileo E5 est un signal multi-fréquence ; composé des signaux E5a et E5b

- E5a étant un signal de fréquence 1176,45 MHz destiné à la navigation civile et compatible avec le système GPS L5.
- E5b : signal de fréquence 1207,14 MHz destiné aux applications commerciales et de sécurité.

Le signal E5 est modulé et multiplexé en AltBOC (15,10). Les signaux modulés en AltBOC sont l'une des innovations les plus prometteuses du système Galileo. Ce schéma de modulation permet un signal modulé à enveloppe constante et peut également être considéré comme une technique de multiplexage.

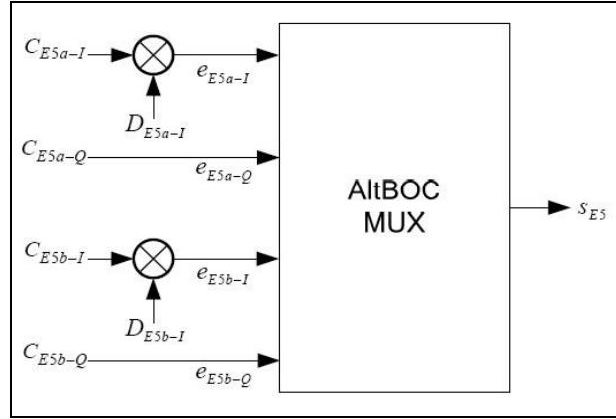


Figure II.23 : Diagramme générateur du signal Galileo E5 utilisant ALTBOC. [19]

- La composante eE5a-I est obtenue à partir du flux de données de navigation DE5a-I modulé avec le code CE5a-I.
- La composante eE5a-Q (composante pilote) est obtenue à partir du code de mesure CE5a-Q.
- La composante eE5b-I est obtenue à partir du flux de données de navigation DE5b-I modulé avec le code CE5b-I.
- La composante eE5b-Q (composante pilote) est obtenue à partir du code de mesure CE5b-Q.

$$E5_{a-I}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[C_{E5a-I,|i|_{L_{E5a-I}}} d_{E5a-I,|i|_{DC_{E5a-I}}} \text{rect}_{T_{C,E5a-I}}(t - iT_{C,E5a-I}) \right] \quad \text{II.26}$$

$$E5_{a-Q}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[C_{E5a-Q,|i|_{L_{E5a-Q}}} \text{rect}_{T_{C,E5a-Q}}(t - iT_{C,E5a-Q}) \right] \quad \text{II.27}$$

$$E5_{b-I}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[C_{E5b-I,|i|_{L_{E5b-I}}} d_{E5b-I,|i|_{DC_{E5b-I}}} \text{rect}_{T_{C,E5b-I}}(t - iT_{C,E5b-I}) \right] \quad \text{II.28}$$

$$E5_{b-Q}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[C_{E5b-Q,|i|_{L_{E5b-Q}}} \text{rect}_{T_{C,E5b-Q}}(t - iT_{C,E5b-Q}) \right] \quad \text{II.29}$$

La figure II.24 illustre le spectre du signal E5 :

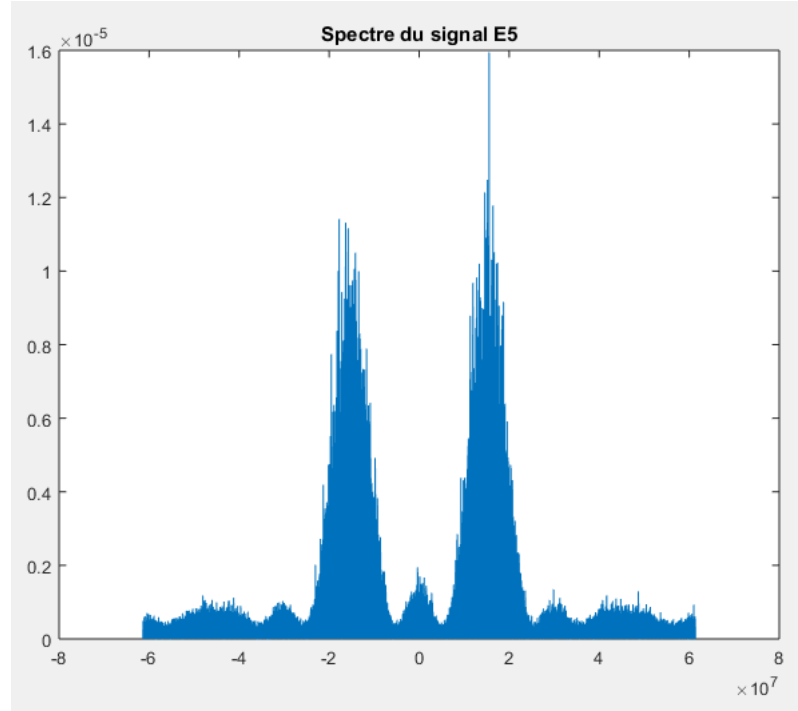


Figure II.24 : spectre du signal E5

Le signal E5 est exprimé par :

$$\begin{aligned}
 S_{E5}(t) = & \frac{1}{2\sqrt{2}} \left(e_{E5a-I}(t) + je_{E5a-Q}(t) \right) [SC_{E5-S}(t) \\
 & - jSC_{E5-S}(t - T_{s,E5}/4)] \\
 & + \frac{1}{2\sqrt{2}} \left(e_{E5b-I}(t) + je_{E5b-Q}(t) \right) [SC_{E5-S}(t) \\
 & - jSC_{E5-S}(t - T_{s,E5}/4)] \\
 & + \frac{1}{2\sqrt{2}} \left(\bar{e}_{E5a-I}(t) + j\bar{e}_{E5a-Q}(t) \right) [SC_{E5-P}(t) \\
 & - jSC_{E5-P}(t - T_{s,E5}/4)] \\
 & + \frac{1}{2\sqrt{2}} \left(\bar{e}_{E5b-I}(t) + j\bar{e}_{E5b-Q}(t) \right) [SC_{E5-P}(t) \\
 & - jSC_{E5-P}(t - T_{s,E5}/4)]
 \end{aligned} \tag{II.30}$$

Les composantes de signal en pointillés respectives \bar{e}_{E5a-I} , \bar{e}_{E5a-Q} , \bar{e}_{E5b-I} et \bar{e}_{E5b-Q} représentent les signaux produits selon ces équations :

$$\bar{e}_{E5a-I} = e_{E5a-Q}e_{E5b-I}e_{E5b-Q} \tag{II.31}$$

$$\bar{e}_{E5a-Q} = e_{E5a-I}e_{E5b-I}e_{E5b-Q} \quad \text{II.32}$$

$$\bar{e}_{E5b-I} = e_{E5b-Q}e_{E5a-I}e_{E5a-Q} \quad \text{II.33}$$

$$\bar{e}_{E5b-Q} = e_{E5b-I}\bar{e}_{E5a-I}e_{E5a-Q} \quad \text{II.34}$$

Les paramètres scE5-S et scE5-P représentent les fonctions de sous-porteuse à quatre valeurs pour les signaux simples et les signaux produits, respectivement :

$$SC_{E5-S}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} AS_{|i|_8} \text{rect}_{T_{S,E5}/8}(t - iT_{S,E5}/8) \quad \text{II.35}$$

$$SC_{E5-P}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} AP_{|i|_8} \text{rect}_{T_{S,E5}/8}(t - iT_{S,E5}/8) \quad \text{II.36}$$

Les coefficients AS_i et AP_i sont donnés dans le tableau ci-dessous :

I	0	1	2	3	4	5	6	7
$2AS_i$	$\sqrt{2} + 1$	1	-1	$-\sqrt{2}$ + 1	$-\sqrt{2}$ - 1	-1	1	$\sqrt{2} + 1$
$2AP_i$	$-\sqrt{2} + 1$	1	-1	$-\sqrt{2}$ - 1	$\sqrt{2} - 1$	-1	1	$-\sqrt{2} + 1$

Tableau II.2 : Coefficient des sous porteuses du AltBOC E5.

II.4.1.c Signal E6

E6 est un signal Galileo de fréquence 1278,75 MHz, il est composé du signal E6-B et E6-C ; une composante de données et une composante pilote. Le signal E6 fournit le message Commercial Navigation (C-NAV) ; prend en charge le service commercial.

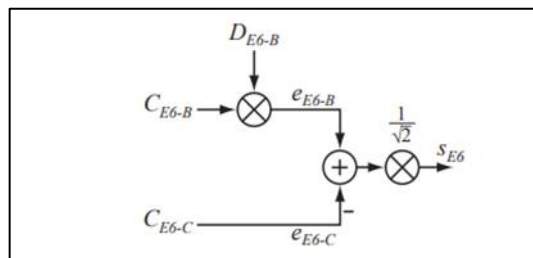


Figure II.25 : Diagramme générateur Galileo E6.

Le signal E6 est exprimé par l'équation suivante :

$$S_{E6}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [e_{E6-B}(t) - e_{E6-C}(t)] \quad \text{II.37}$$

$e_{E6-B}(t)$ et $e_{E6-C}(t)$ étants donnés dans les équations suivantes :

$$e_{E6-B}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[C_{E6-B,|i|_{L_{E6-B}}} d_{E6-B,|i|_{D_{E6-B}}} \text{rect}_{T_{C,E6-B}}(t - iT_{C,E6-B}) \right] \quad \text{II.37}$$

$$e_{E6-C}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[C_{E6-C,|i|_{L_{E6-C}}} \text{rect}_{T_{C,E6-C}}(t - iT_{C,E6-C}) \right] \quad \text{II.38}$$

La bande E6P (pilote) est restreinte et aucune information n'est fournie pour ce signal. Il est seulement mentionné que sa modulation est une CosBOC (10,5). [14]

Le signal E6 est modulé par une modulation BPSK (Binary Phase-Shift Keying) à 5-fo Mc/s (méga chips par seconde) et à un taux de symboles de 1000 S/s (symboles par seconde).

II.4.2 Les signaux GPS

Le système GPS -en modernisation- utilise plusieurs signaux pour la navigation, notamment pour la détermination de la position, de la vitesse et de l'heure. Actuellement, le GPS utilise les signaux suivants :

II.4.2.a Signal L1 :

Les signaux de base du GPS, diffusé sur la fréquence L1 (1575,42 MHz). Utilisé pour les applications civiles de navigation en temps réel sont :

- Signal L1 C/A : utilise la modulation BPSK
- Signal L1C :

L1C présente un schéma de modulation Multiplexed Binary Offset Carrier (MBOC), plus précisément TMBOC qui permet la coopération internationale tout en protégeant les intérêts de sécurité nationale des États-Unis. La conception améliore la réception du GPS mobile dans les villes et autres environnements difficiles.

Les États-Unis et l'Europe ont initialement développé L1C comme un signal civil commun pour le GPS et Galileo. Le système japonais Quasi-Zenith Satellite System (QZSS) et le système chinois BeiDou adoptent également des signaux similaires à L1C.

Le premier satellite GPS équipé de L1C a été lancé en décembre 2018 [20]. L1C est diffusé à la même fréquence que le signal original L1 C/A, qui sera conservé pour assurer la compatibilité.

- Signal L1 M : utilise la modulation BOC (10,5)
- Signal L1 P(Y) : utilise la modulation BPSK

II.4.2.b Signal L2

- Signal L2 M : utilise la modulation BOC (10,5)
- Signal L2C :

Le signal L2C est le deuxième signal GPS civil de fréquence 1227.60 MHz. Il comprend un canal pilote dédié pour le suivi sans code. Le signal diffusé est pré-opérationnel avec un ensemble de messages 'sain' à une puissance effective supérieure au signal hérité L1 C/A, ce qui le rend plus facile à recevoir sous les arbres et même à l'intérieur. Il permet une acquisition plus rapide, une fiabilité accrue et une plus grande plage de fonctionnement. Lorsqu'il est combiné avec L1 C/A dans un récepteur double fréquence, L2C permet la correction ionosphérique, une technique qui améliore la précision. Les civils équipés de récepteurs GPS double fréquence bénéficient de la même précision que les militaires (ou mieux). Utilise une modulation BPSK.

Depuis avril 2014, des messages de navigation civile (CNAV) y sont diffusés. [20]

- Signal L2 P(Y) : utilise une modulation BPSK.

II.4.2.c Signal L5

Le signal L5 est le troisième signal GPS civil de fréquence 1176.45MHz, conçu pour répondre aux exigences de la sécurité des transports et d'autres applications à haute performance. Il se caractérise par :

- Une Puissance de transmission supérieure à celle de L1 C/A ou L2C et se situe dans la bande radio ARNS (Services de navigation radio aéronautique) hautement protégée.
- Bande passante supérieure pour une meilleure résistance aux brouillages.

- Conception de signal moderne (CNAV), comprenant plusieurs types de messages et une correction d'erreur.
- Comprend un canal pilote dédié pour le suivi sans code.
- Utilise une modulation BPSK.

Le signal GPS L5 sera disponible sur 24 satellites GPS vers 2027. [20]

II.4.2.d Signaux L1P et L2P

Ces signaux sont également diffusés sur les fréquences L1 et L2, mais ils sont cryptés pour des applications militaires.

	Bande de fréquence	Fréquence de porteuse	Signal	Modulation
GALILEO	E1	1575.42MHZ	E1 OS	CBOC
			PRS	BOC (15,2,5)
	E5	1191.795MHz	E5a – E5b	AltBOC(15,10)
	E6	1278.75MHz	PRS	BOC (10,5)
			CS	BPSK (5)
	GPS	L1	1575.42MHZ	L1C
P(Y)				BPSK (10)
C/A				BPSK (1)
M				BOC (10,5)
L2		1227.62MHz	L2C	BPSK (1)
			P(Y)	BPSK (10)
			M	BOC (10,5)
L5		1176.45MHz	L5	BPSK (10)

Tableau II.3 : fréquences et modulations utilisées par les signaux GPS et GALILEO

II.5 CONCLUSION

En conclusion, dans ce chapitre, nous avons étudié les signaux GNSS ; GPS et Galileo. Nous nous sommes principalement concentrés sur la modulation BOC qui joue un rôle crucial dans la génération de ces signaux. Elle permet d'améliorer la précision de la localisation et la résistance aux interférences. La connaissance des paramètres d'un signal BOC (tels que sa forme d'onde et sa densité spectrale) Et les différents types de BOC utilisés dans les signaux GPS et Galileo est importante pour comprendre et analyser ces systèmes de navigation par satellite.

Enfin, nous avons cité les types de BOC utilisés, pour le GPS, nous avons mentionné les signaux L1C et L2C, qui utilisent différents types de modulation BOC. Pour Galileo, nous avons mentionné les signaux E1 et E5, qui utilisent également des modulations BOC spécifiques.

CHAPITRE III

La Détection Collective

III.1 INTRODUCTION

Nous vivons une époque moderne où l'architecture urbaine est à son comble, cette dernière a été marquée par l'émergence des gratte-ciels, en particulier dans les centres urbains densément peuplés. De nouveaux matériaux de construction y sont introduites, tels que le fer, l'acier, le verre et le béton armé. Cependant cette évolution et cette croissance de densité urbaine pose un problème significatif aux systèmes de navigation par satellite (GNSS) en raison de la difficulté à recevoir des signaux extrêmement faibles particulièrement dans les espaces intérieurs.

L'acquisition des signaux GNSS dans ces environnements difficiles nécessite des techniques avancées de traitement du signal. Face à ces limitations, des efforts récents ont encouragé l'utilisation de récepteurs GNSS à haute sensibilité (HS-GNSS) en utilisant des techniques spéciales de traitement du signal à l'intérieur d'un récepteur.

III.2 ACQUISITION DUN SIGNAL GNSS

Afin de démoduler un signal reçu GNSS, et récupérer le message de navigation et toute sa contenance, une amplification et un filtrage du signal reçu sont d'abord effectués au niveau de l'étage radio fréquence, par la suite, le récepteur effectue deux opérations qui se résument à l'acquisition et la poursuite.

L'acquisition ayant pour but de déterminer la présence d'un satellite, cela peut être réalisé en corrélant le signal entrant avec le signal généré par le récepteur. Si les deux signaux correspondent, nous obtenons un pic de corrélation très élevé[1], une recherche bidirectionnelle est ensuite effectuée afin de déterminer le décalage fréquentiel F_d (décalage doppler) qui affecte la fréquence porteuse et le décalage temporel τ du code PRN reçu.

III.2.1 Méthodes conventionnelles d'acquisition d'un signal GNSS

Il existe trois méthodes fondamentales d'acquisition :

III.2.1.a Acquisition par recherche série

La recherche série est la méthode la moins complexe, elle consiste à effectuer la corrélation du signal reçu avec les codes et porteuses générées localement par le récepteur. L'algorithme de recherche en série effectue deux passages différents : un balayage de

fréquence sur toutes les fréquences porteuses possibles ± 10 kHz avec un pas de 500Hz pour chaque code phase 1023 (en cas du code C/A) [22], jusqu'à ce que les valeurs correctes soient trouvées (acquisition du signal), dans ce cas la valeur F_d et τ sont retenus. Le principe de l'acquisition en recherche série est représenté par la figure III.1.

Le nombre total d'opération d'élève à 41943 (pour le code C/A) opérations selon l'équation suivante :

$$1023 \left(2 \frac{10000}{500} + 1 \right) = 41943 \quad \text{III.1}$$

Bien que cette méthode soit la plus simple, elle est très couteuse en termes de temps de traitement.

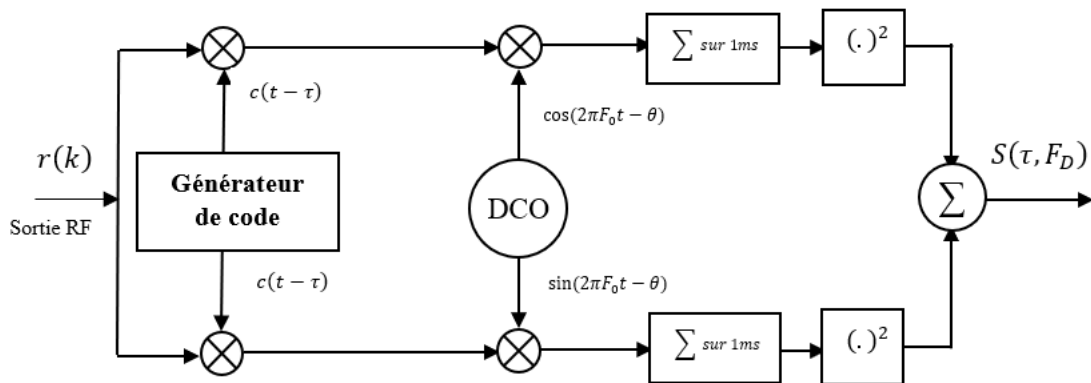


Figure III.1 : Acquisition par recherche série [36]

III.2.1.b Acquisition par recherche parallèle sur la fréquence

Nous avons démontré que la méthode de recherche d'acquisition série est une procédure très longue, afin de remédier à cette problématique, il existe l'acquisition par recherche parallèle sur la fréquence, le principe de cette méthode est d'évaluer uniquement les différents codes phase, 1023 opérations dans le cas du code C/A ce qui réduit l'espace de recherche et diminue le temps de traitement. Cette méthode est représentée par la figure III.2.

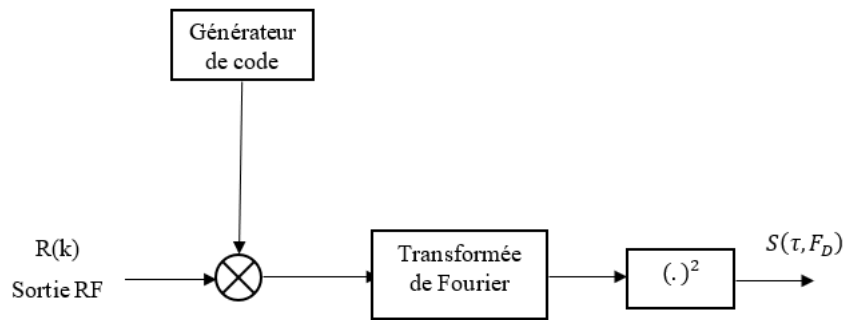


Figure III.2 : Acquisition parallèle sur la fréquence [36]

Le signal d'entrée est multiplié par une séquence PRN localement générée. Le signal résultant est transformé au domaine fréquentiel par une transformée de Fourier, afin d'obtenir toutes les composantes fréquentielles. Lorsque le code local est parfaitement aligné avec celui du signal, nous obtenons un pic de corrélation placé sur la fréquence intermédiaire IF plus la fréquence doppler.

III.2.1.c Acquisition par recherche parallèle sur code phase

Cette méthode est la plus rapide mais la plus complexe à mettre en œuvre, le nombre d'opérations est réduit au nombre de fréquences doppler [22].

Le signal d'entrée est converti en deux composantes « en phase et en quadrature », puis est transformé au domaine fréquentiel par une transformée de Fourier. Le résultat est multiplié par le conjugué de la FFT du code généré localement. Le résultat sera obtenu en prenant l'amplitude de IFFT du produit. La figure 3.3 montre la structure de l'acquisition parallèle sur le code.

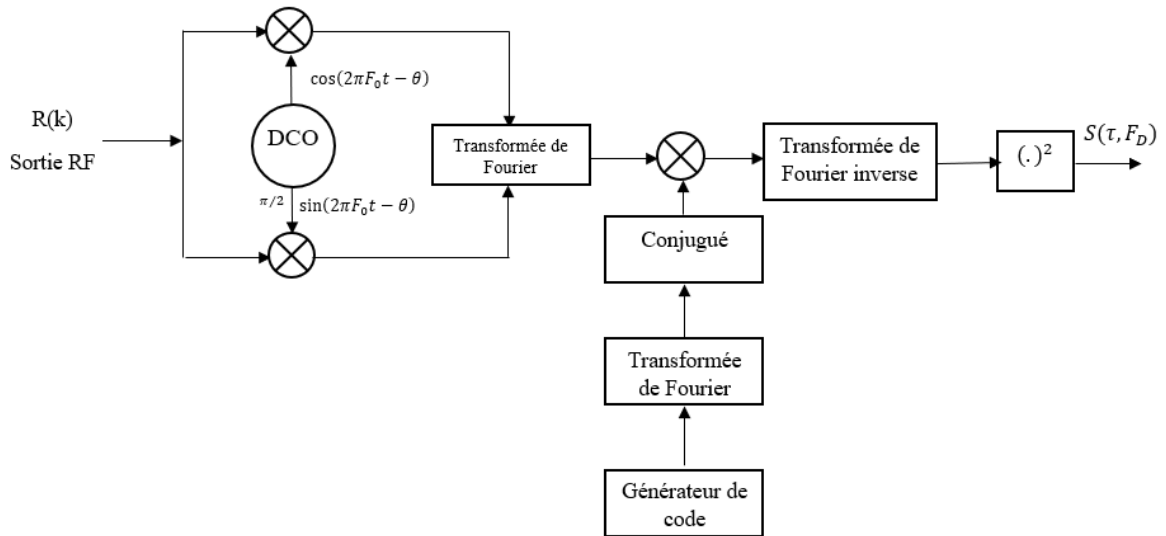


Figure III.3 : Acquisition parallèle sur le code [36]

III.2.2 Méthodes d'acquisition des nouveaux signaux GNSS

Les signaux GNSS modernes sont composés de deux canaux ; le canal de données et le canal pilotes, le premier qui contient les données de navigation, et le deuxième qui contient les codes, bien que cette modernisation ait apporté des avantages tel qu'une Meilleure récupération du signal, le traitement des deux canaux, qui, s'effectue séparément, nuit à la puissance et cause la perte de la moitié de cette dernière [28]. Néanmoins, cela a motivé le développement de nouvelles techniques d'acquisition qui permettent de combiner les deux canaux, pilotes et de données.

III.2.2.a Acquisition avec combinaison cohérente :

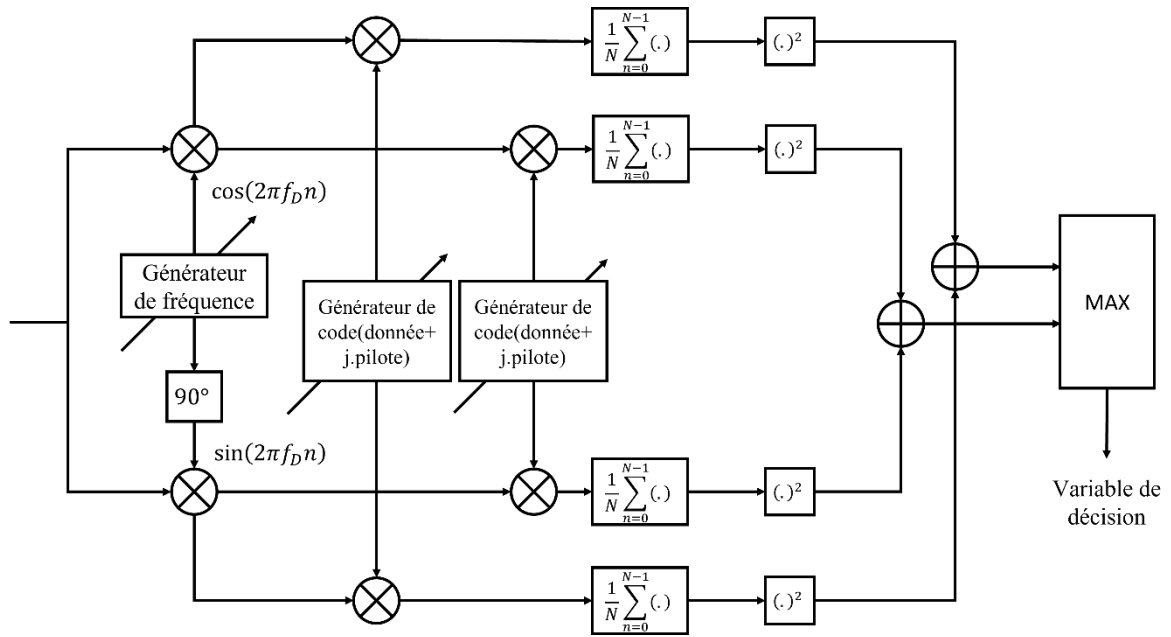


Figure III.4 : Acquisition avec combinaison cohérente [36]

La figure III.4 représente le schéma d'acquisition avec combinaison cohérente entre les canaux de données et pilotes. On y voit que, la variable de décision est le maximum entre les deux corrélations réalisées avec les codes $C_d[n] + jC_p[n]$ et $C_d[n] - jC_p[n]$

Soit : [28]

$$S(\tau, F_D) = \max\{|Y^+(\tau, F_D)|^2, |Y^-(\tau, F_D)|^2\} \quad \text{III.2}$$

III.2.2.b Acquisition avec combinaison non cohérente :

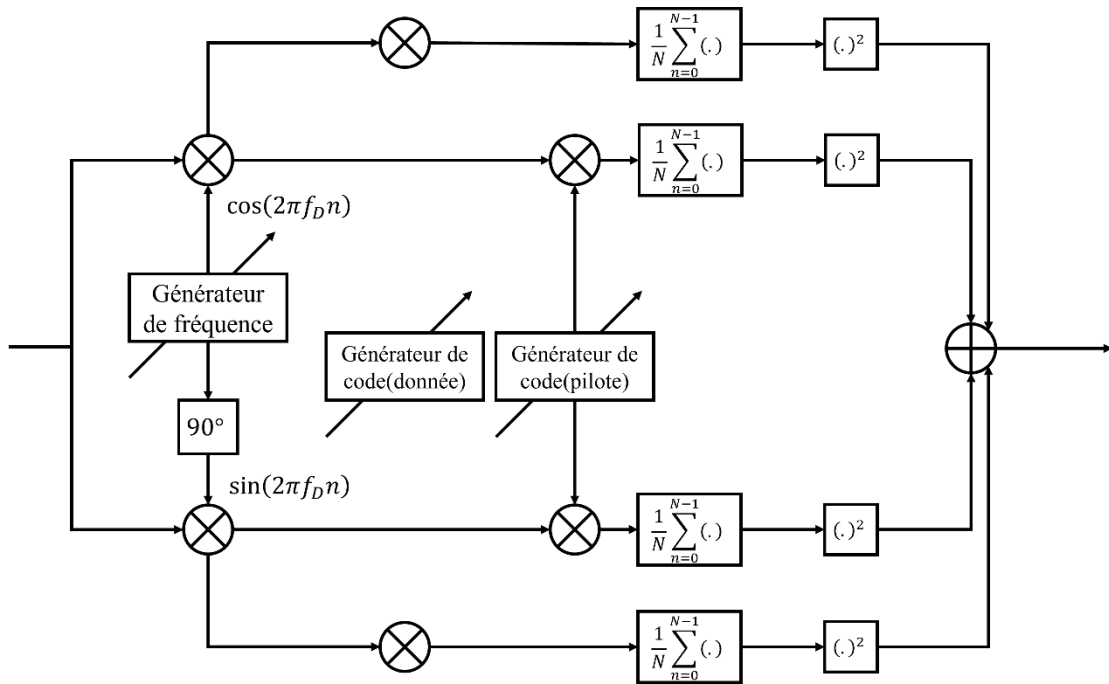


Figure III.5 : Acquisition avec combinaison non cohérente [36]

La figure III.5 représente le schéma d'acquisition avec combinaison non cohérente entre les canaux de données et pilotes. On y remarque que pour cette technique, la variable de décision est la somme de quatre variables aléatoires Gaussiennes centrées sous l'hypothèse nul et non centrées sous l'hypothèse alternative.

Soit [28] :

$$S(\tau, F_D) = Y_{D,I}^2(\tau, F_D) + Y_{D,Q}^2(\tau, F_D) + Y_{P,I}^2(\tau, F_D) + Y_{P,Q}^2(\tau, F_D) \quad \text{III.3}$$

III.3 LES DETECTEURS DANS LES RECEPTEURS GNSS

III.3.1 Les détecteurs standards

III.3.1.a Le détecteur quadratique

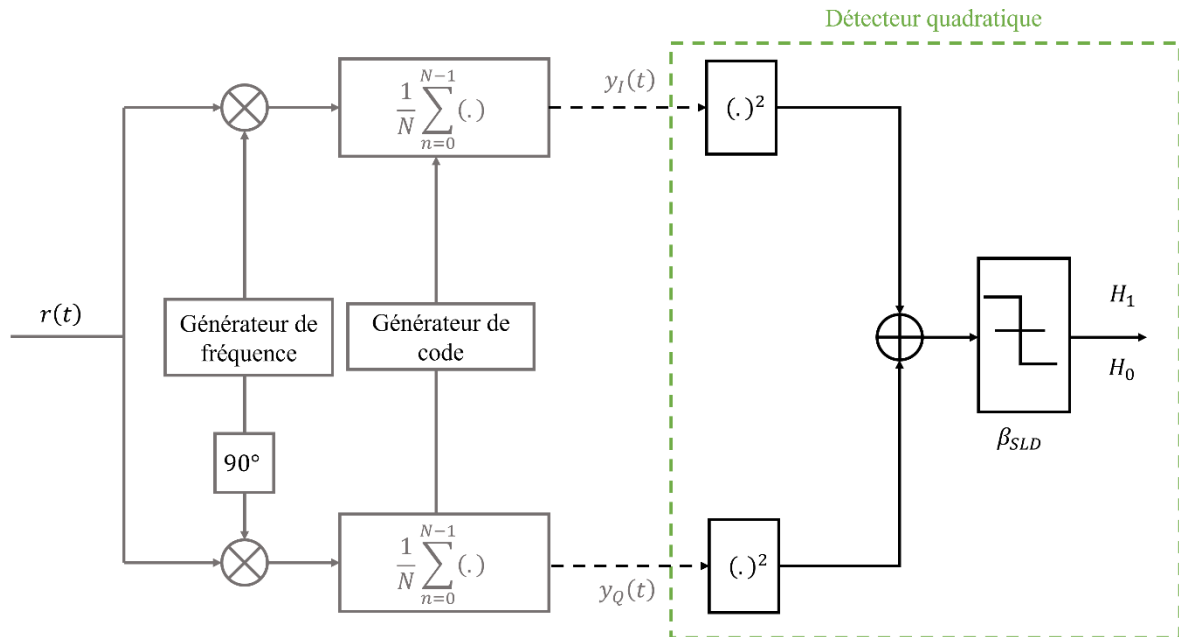


Figure III.6 : Le détecteur quadratique [28]

La figure III.6 illustre le schéma bloc d'un détecteur quadratique, dans ce détecteur, la variable de décision est le carré de la fonction d'autocorrélation complexe. [28]

Sachant que :

$$R(\tau, F_D) = I + jQ \quad \text{III.4}$$

Nous :

$$S(\tau, F_D) = |R(\tau, F_D)|^2 = I^2 + Q^2 \quad \text{III.5}$$

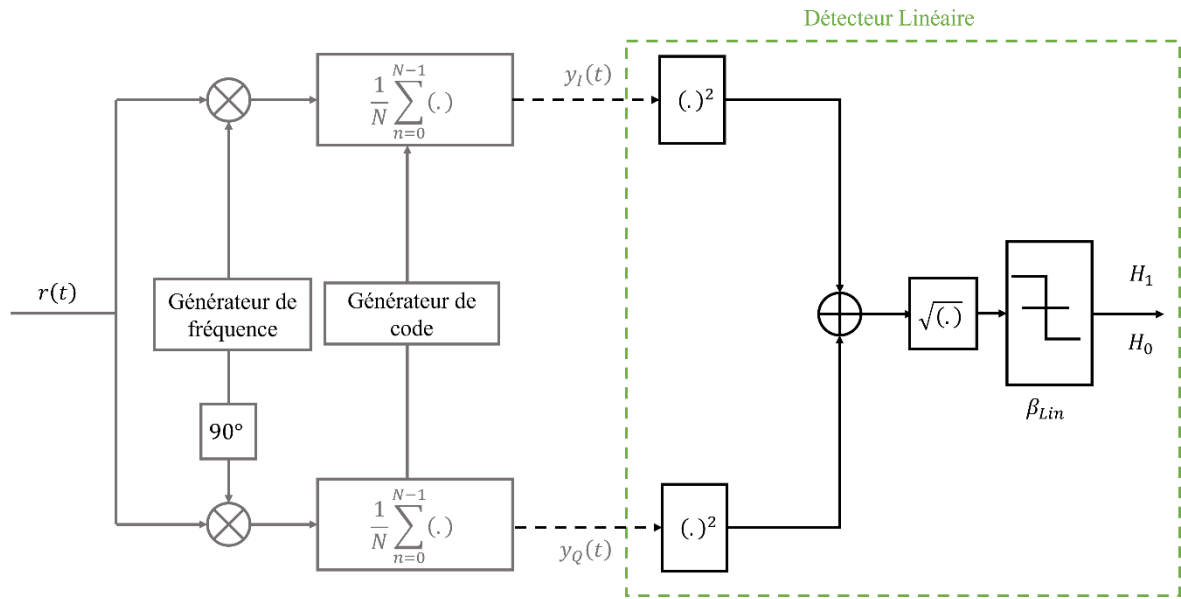
III.3.1.b Le détecteur linéaire

Figure III.7 : Le détecteur linéaire [28]

La figure III.7 illustre un schéma bloc du détecteur linéaire, On remarque que la variable de décision est la somme des deux variables des canaux I et Q sous racine carrée. La variable de décision s'exprime par :

$$S(\tau, F_D) = \sqrt{I^2 + Q^2} \quad \text{III.6}$$

III.3.2 Les détecteurs avec intégration :

Afin d'améliorer les performances des détecteurs standards, des techniques de traitement de signal sont utilisées. Une de ces fameuses techniques est l'intégration non cohérente appliquée à un détecteur quadratique :

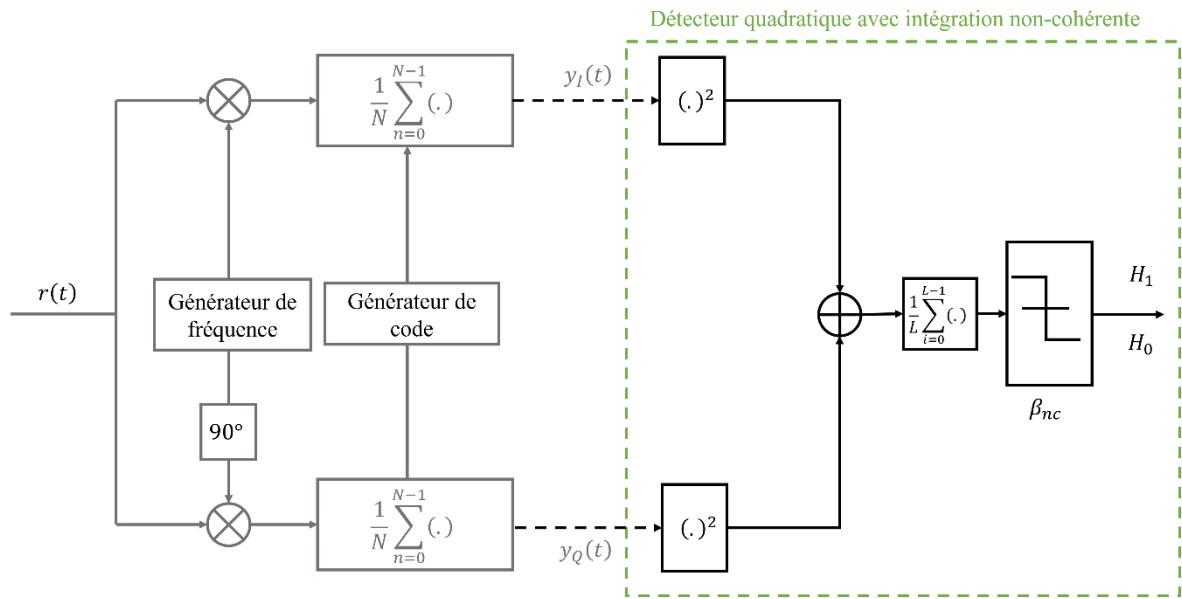


Figure III.8 : Le détecteur quadratique avec intégration non cohérente [28]

La figure précédente représente un détecteur quadratique avec intégration non cohérente, ce dernier consiste à sommer plusieurs instances de variables de décisions afin d’augmenter le niveau du signal.

Bien que cette méthode soit moins efficace que l’intégration cohérente, dû au phénomène non linéaire de la mise au carré du signal en présence du bruit ce qui dégrade le SNR, cette dégradation est couverte par le théorème de la limite centrale [27]. Cependant cette technique dite « non cohérente » implique que la phase du signal n’influe pas sur la sommation, donc, pas de dégradations dû aux changements de phase.

Les canaux I et Q sont mis au carré puis intégré sur une durée $T = kT_c$:

$$S(f_d, \tau) = \sum_{i=1}^k |R(\tau, F_D)|^2 \tag{III.3}$$

III.4 Théorie de détection à seuil fixe et adaptatif

Le choix du seuil de détection appropriée β joue un rôle significatif dans le processus d'acquisition. Le processus de détection est un processus dit « stochastique » dû à la nature aléatoire du bruit, où chaque variable de décision possède une fonction de densité de probabilité (PDF). Si le signal est absent, la PDF ne contient que du bruit, et la variable aléatoire, qui est distribuée selon cette PDF, a une moyenne nulle sous l'hypothèse d'un bruit gaussien additif de moyenne nulle. [25]

Il est facile de remarquer dans la Figure III.9 que si le seuil est fixé trop bas, la probabilité de fausses alarmes augmente naturellement, mais en même temps, la probabilité de détection augmente également. Respectivement, si le seuil est fixé trop haut, la probabilité de fausse alarme diminue, mais la probabilité de détection est également faible.

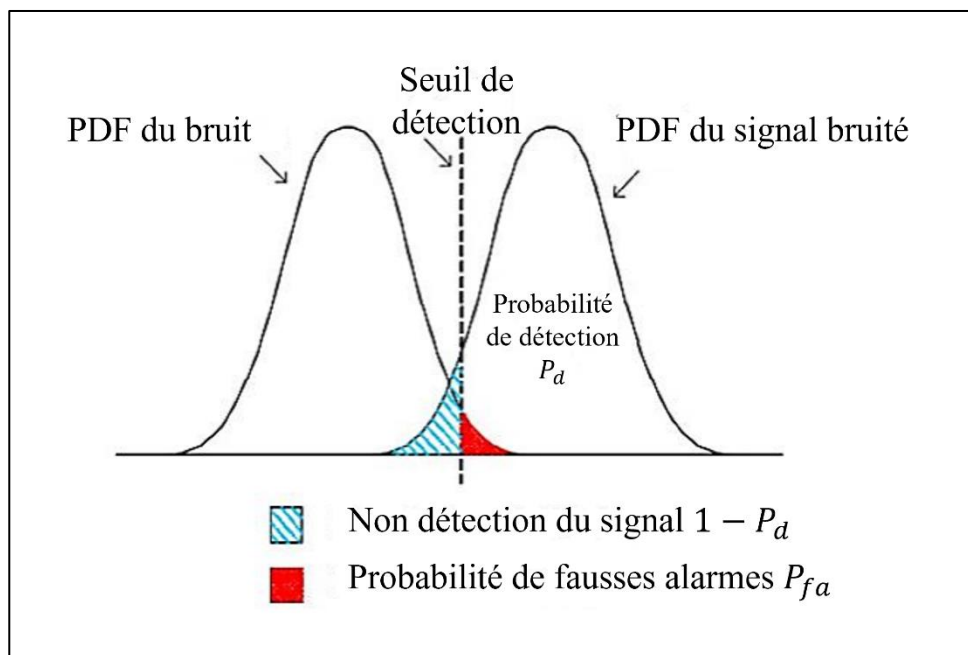


Figure III.9 : Le choix du seuil de détection [25]

Le seuil peut être soit fixé à une valeur constante, soit il peut être adaptatif. Le seuil peut être adapté, par exemple, en fonction du Rapport porteuse/Bruit estimé (CNR), ou en fonction d'une probabilité de fausse alarme ou de détection souhaitée.

III.4.1 Théorie de la détection à seuil fixe

La détection est un processus qui permet de décider si un signal existe ou non dans un mécanisme de détection.

Le principe fondamental de la détection d'un signal est basé sur l'utilisation d'un seuil de décision préétabli selon des critères de décision (voir annexe III.2), et sur la décision de la présence ou l'absence d'un signal.

La décision de détection est prise selon deux hypothèses (hypothèses binaires) :

La première hypothèse nulle H_0 : qui correspond à l'absence du signal ou le cas de non alignement du signal reçu et le signal généré localement ; seul le bruit est présent.

$$H_0: y(t) = \eta(t) \quad \text{III.8}$$

L'hypothèse alternative H_1 : elle correspond au cas où le signal est bien présent et bien aligné avec la réplique locale.

$$H_1: y(t) = S(t) + \eta(t) \quad \text{III.9}$$

D'un point de vue satellitaire :

Le détecteur décide que le satellite est bien présent alors qu'il est bel et bien présent, dans cet évènement, le satellite est visible, le signal reçu correspond à la réplique générée localement (bien alignés). Avec une probabilité de détection P_d qui est définie par la probabilité que le signal dépasse le seuil de détection sous l'hypothèse H_1

Le récepteur décide de la présence du signal alors que le satellite n'est point visible. C'ad le signal dépasse le seuil sous l'hypothèse H_0 , la probabilité correspondante à cet évènement est la probabilité de fausses alarmes P_{fa}

Le satellite est bien présent mais le récepteur le déclare absent, c'est une non détection du signal avec une probabilité $P_m = 1 - P_d$

Le satellite est déclaré absent lorsqu'il est réellement absent

III.4.2 Les détecteurs adaptatifs CFAR

La détection adaptative CFAR se base sur l'estimation d'un seuil de détection qui s'adapte aux paramètres inclus ; si le niveau du bruit est faible alors le seuil de détection devrait être réduit et vice versa. Et ce seuil devrait s'adapter aux changements en maintenant un taux de fausses alarmes constant.

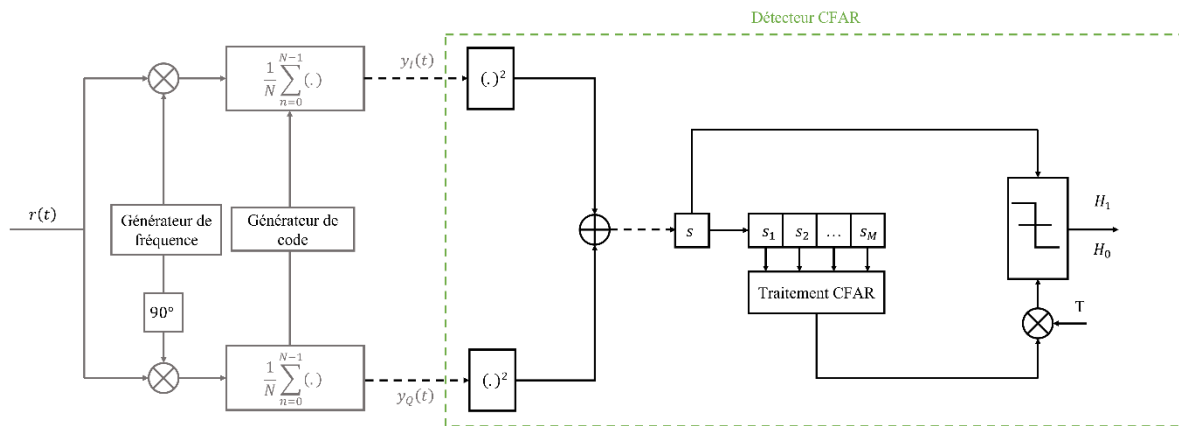


Figure III.10 : Détection d'un signal GNSS par un détecteur CA-CFAR [28]

La figure III.10 illustre la structure d'un détecteur CA-CFAR, elle est composée d'un registre à décalage placé après un corrélateur cohérent classique, utilisé comme fenêtres de références pour l'estimation de la puissance du bruit.

Nous obtenons le seuil en multipliant la moyenne du bruit estimé dans les cellules sous test CUT, où est contenu le signal utile, par un facteur qui sert à maintenir le taux de fausses alarmes constant, ensuite, une comparaison entre le contenu de la cellule de test et le seuil estimé sera effectuée, afin de déclarer la présence du signal (ou son absence).

Ce type de structure n'est malheureusement efficace qu'en environnement homogène où les échantillons du signal contenus dans les cellules de référence sont considérés statistiquement de la même distribution et indépendants, une situation qui ne se rapproche pas de la réalité, de ce fait en milieu non homogène le seuil adaptatif est considérablement mal estimé causant une dégradation des performances de détection, dès lors, l'idée d'évaluer deux moyennes de part et d'autre de la cellule sous test est née, deux autres structures CFAR ont été alors proposées. Le GO-CFAR (Greatest Of-CFAR) proposé par [37] établit le seuil de détection en choisissant le maximum des deux moyennes évaluées, une solution pour élever le seuil afin de diminuer le taux de fausses alarmes, mais ses performances diminuent en présence de cibles interférentes. Dans le cas où la cellule test ne contient que du bruit et

les cellules de référence des fouillis, [38] a proposé de choisir plutôt le minimum entre les deux moyennes évaluées donnant un seuil moins important afin d'améliorer la probabilité de détection ; c'est le SO-CFAR (Smallest Of-CFAR). Dans [39], le détecteur OS-CFAR (Order Statistic-CFAR) a été considéré, dans ce type de détecteur, les échantillons des cellules de référence sont classés par ordre croissant et une cellule d'ordre k est choisie, dont le contenu est utilisé pour l'estimation du bruit pour l'évaluation du seuil CFAR. Plusieurs types de détecteurs CFAR ont été développés, nous nous concentrons sur le CA-CFAR que nous allons utiliser dans le chapitre suivant.

III.5 LA DETECTION COLLECTIVE

III.5.1 Définition

La détection collective dans les systèmes de navigation par satellite (GNSS) fait référence à l'exploitation simultanée et conjointe de signaux provenant de multiples satellites afin d'améliorer la sensibilité du récepteur, de réduire les erreurs dues aux interférences et d'augmenter la fiabilité de la localisation, entre autres, pour améliorer la qualité et la robustesse de la réception des signaux GNSS. Cette approche est particulièrement utile dans des situations de faibles signaux et des environnements difficiles caractérisés par la présence d'obstacles générant des phénomènes d'affaiblissement de signal et des trajets multiples.

III.5.2 Principe de fonctionnement

La détection collective adopte une approche vectorielle, dans le sens où les signaux forts sont acquis de manière collaborative pour aider à la détection des signaux plus faibles, contrairement à l'acquisition conventionnelle où le signal de chaque satellite est traité indépendamment, l'avantage de cette approche est que la performance de détection est nettement meilleure en combinant plusieurs signaux.

Le concept fondamental derrière la détection collective est que la recherche de phase de code et du décalage doppler de tous les satellites visibles est cartographiée dans une grille de position et de décalage d'horloge. Ce qui signifie que les signaux ne sont pas acquis individuellement, mais tous ensemble (collectivement) [23]. Comme illustré dans la figure III.11. Il convient de noter que, bien que les signaux soient acquis collectivement, chaque signal provenant d'un satellite individuel est traité séparément pour extraire les informations

nécessaires. Ces informations sont ensuite combinées pour obtenir la position finale de l'utilisateur.

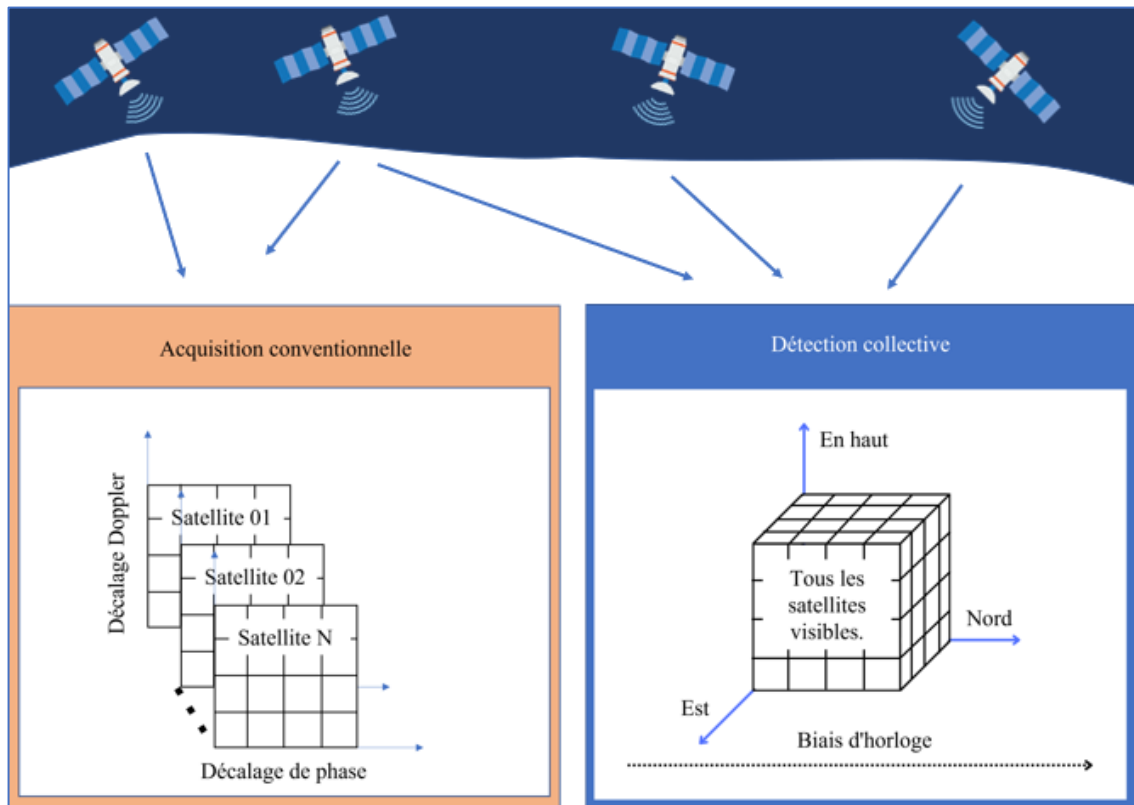


Figure III.11 : Acquisition des signaux provenant de tous les satellites visibles en utilisant la méthode conventionnelle (séquentielle) et vectorielle (collective) [23]

L'intégration de cette technique dans un récepteur GNSS s'effectue de sorte qu'elle soit utilisée en cas de besoin, comme montré dans la figure suivante :

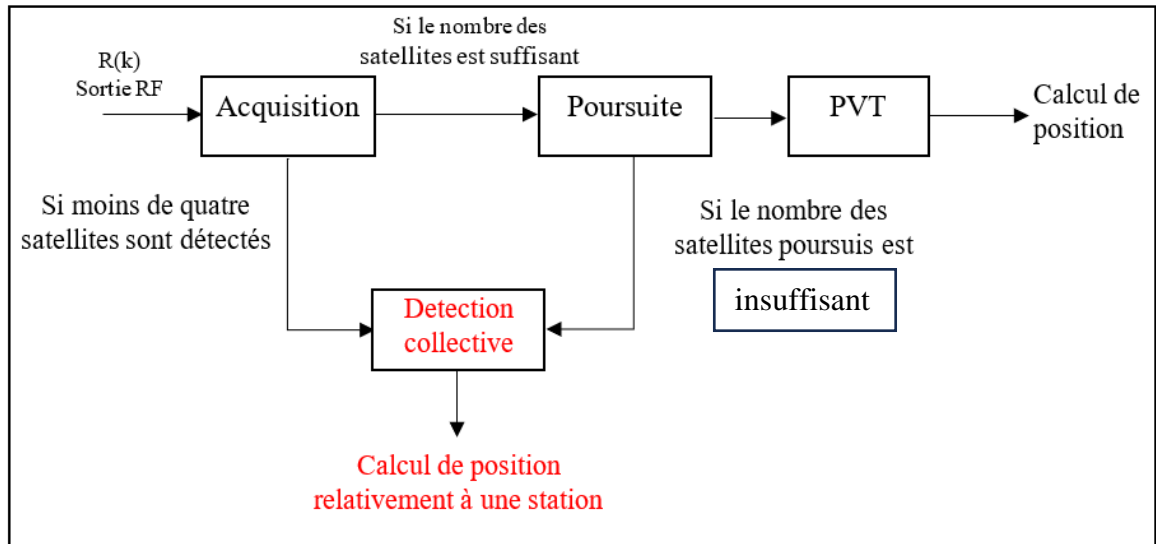


Figure III.12 : Intégration de la détection collective dans un récepteur GNSS [28]

La détection collective s'appuie sur l'utilisation d'une station de référence (BS) de position connue et une station mobile (MS), c'est-à-dire un récepteur GNSS en mouvement, il est réalisé de manière différentielle par rapport aux mesures de pseudodistance fournies par une station de base (BS) stationnaire dans un système de coordonnées NED (North East Down). Voir figure III.13 :

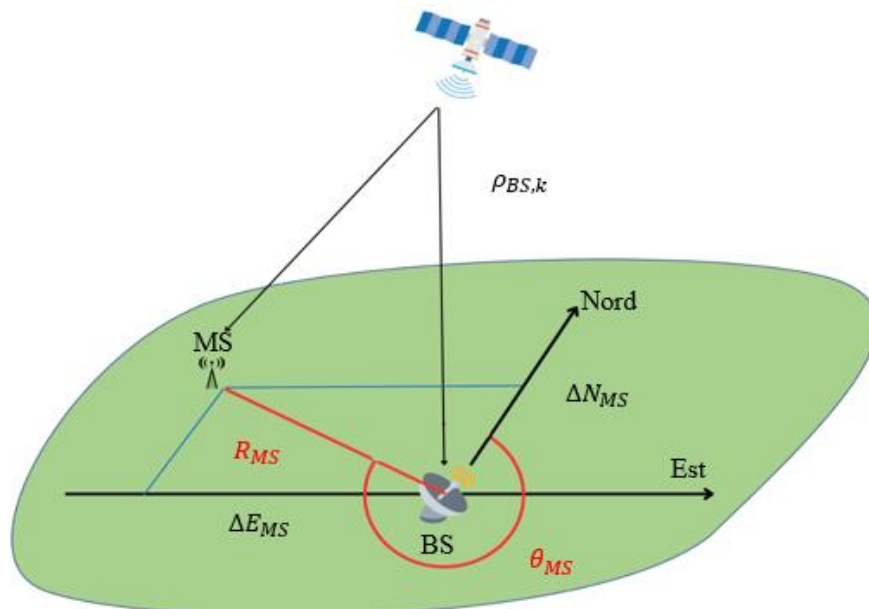


Figure III.13 : Schéma illustrant les éléments clé de la détection collective [23]

La pseudodistance séparant le récepteur MS du satellite k est donnée par :

$$\rho_{MS,k} = \rho_{BS,k} + \Delta\rho_k(\Delta N, \Delta E, \Delta D, \Delta B) \quad \text{III.10}$$

$\rho_{BS,k}$ étant la pseudo distance de la station de référence BS, $\Delta\rho_k$ la différence est les deux pseudodistances du récepteur et de la station en fonction de $\Delta N, \Delta E, \Delta D$ qui sont les coordonnées dans le repère NED et ΔB qui est le biais du récepteur.

Sachant que :

$$\Delta\rho_k = -\cos(az_k) \cos(el_k) \Delta N - \sin(az_k) \sin(el_k) \Delta E + \sin(el_k) \Delta D + c\Delta B \quad \text{III.11}$$

az_k et el_k sont l'azimut et l'angle d'élévation du satellite k par rapport à BS ;

c est la vitesse de la lumière ;

Le décalage du code PRN correspondant à chaque satellite est exprimé par :

$$\tau_k = \frac{[\rho_{BS,k} + \Delta\rho_k(\Delta N, \Delta E, \Delta D, \Delta B)]_{cT_{code}}}{cT_{code}} \cdot N_{code} \quad \text{III.12}$$

T_{code} est la période du code d'étalement, N_{code} le nombre d'échantillons par période et $[\rho_{BS,k} + \Delta\rho_k(\Delta N, \Delta E, \Delta D, \Delta B)]_{cT_{code}}$ est le reste de division de $\rho_{MS,k}$ sur cT_{code}

Un exemple sur le moyen de calculer la variable de décision de chaque satellite k :

$$D_{individuelle}(\tau_k) = |S(\tau_k)|^2 \quad \text{III.13}$$

Sachant que $S(\tau_k)$ est la corrélation à la sortie du satellite k au moment du décalage de phase. En mettant en œuvre le principe de la détection collective, nous effectuons la somme des variables de détection affiliée à chaque satellite afin de trouver la métrique collective :

$$D_{collective}(\Delta N, \Delta E, \Delta D, \Delta B) = \sum D_{individuelle}(\tau_k) \quad \text{III.14}$$

III.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons abordé un des défis auxquels sont confrontés les systèmes de navigation par satellite, qui a résulté de l'évolution et de la croissance de la densité urbaine. Qui nous a poussé à évaluer une méthode qui pourrai être bénéfique à la qualité du signal reçu, la détection collective.

Nous avons d'abord présenté les trois méthodes d'acquisition fondamentales : l'acquisition par recherche série, l'acquisition par recherche parallèle sur la fréquence et l'acquisition par recherche parallèle sur le code phase.

Ensuite nous avons cité les méthodes d'acquisition des nouveaux signaux GNSS : l'acquisition avec combinaison cohérente et non cohérente.

Nous avons également vu Les différents détecteurs, les détecteurs standards, avec intégrations ainsi que le détecteur adaptatif CFAR. Nous avons notamment jugé opportun de parler de la Théorie de détection à seuil fixe et adaptatif dans ce chapitre.

Nous avons ensuite introduit à ce chapitre sa partie essentielle, d'où nous avons définie qu'est la détection collective et expliqué son principe de fonctionnement qui repose sur l'utilisation d'une station de référence de position connue BS et d'une station mobile MS (récepteur GNSS en mouvement). Tout cela dans un système de coordonnées NED.

CHAPITRE IV

Etude des performances de la détection collective

IV.1 INTRODUCTION

Dans ce dernier chapitre, nous allons faire une étude de performances de la détection conventionnelle et celles de la détection collective, tout en considérant un seuil de détection fixe et adaptatif en utilisant la technique CFAR afin de réaliser une comparaison entre les différentes approches, l'objectif est de combiner la détection collective et les avantages de la détection CFAR pour obtenir les meilleures performances en considérant les canaux AWGN et Rayleigh.

L'acquisition du signal GNSS s'effectue sur deux parties distinctes ; la première consiste à estimer la CAF (fonction d'ambiguïté) qui est un processus d'évaluation, qui estime le décalage temporel et fréquentiels. La deuxième consiste à détecter le signal et donc décider de sa présence ou de son absence et ce que l'on appelle la détection binaire.

Le principe de la détection binaire dans un récepteur GNSS se traduit par une décision entre deux hypothèses : H_0 et H_1 .

Le tableau IV.1 souligne les différences entre ces deux dernières

Hypothèse nulle H_0	Hypothèse alternative H_1
<p>Signal absent (bruit seul)</p> <p>Signal présent mais pas aligné avec la réplique locale.</p> <p>Probabilité de fausse alarme est la probabilité que le signal dépasse le seuil de détection β sous l'hypothèse H_0 , soit en utilisant la densité sous l'hypothèse nulle :</p> $P_{fa} = P(X \geq \beta H_0) = \int_{\beta}^{+\infty} f_0(s) ds$	<p>Signal présent <i>et</i> parfaitement aligné en temps et en fréquence avec la réplique locale</p> <p>Probabilité de détection est la probabilité que le signal dépasse le seuil de détection β sous l'hypothèse H_1 , soit en utilisant la densité sous l'hypothèse alternative :</p> $P_d = P(X \geq \beta H_1) = \int_{\beta}^{+\infty} f_1(s) ds$

Tableau IV.1 : comparaison entre l'hypothèse H_0 et H_1

IV.2 ACQUISITION D'UN SIGNAL DANS UN CANAL AWGN

IV.2.1 Détection Conventionnelle

Nous considérons l'étage d'acquisition d'un signal GNSS à recherche série, montré par la figure IV.1 :

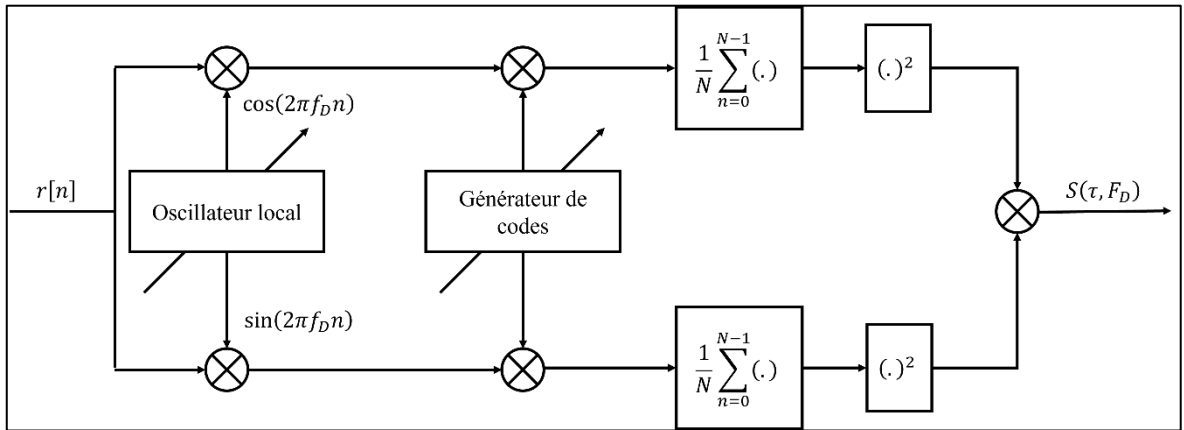


Figure IV.1 : Acquisition conventionnelle par recherche série [25]

Le signal GNSS reçu au niveau de l'antenne du récepteur est donné par :

$$r_{RF}(t) = \sum_{i=1}^L y_i(t) + \eta_{RF}(t) \quad \text{IV.1}$$

Le signal est entaché de bruit aditif Gaussien $\eta_{RF}(t)$.

L étant le nombre de satellites visibles au récepteur.

Sachant que :

$$y_i(t) = A_i e_i(t - \tau_{0,i}^r) d_i(t - \tau_{0,i}^r) \cos[(2\pi(f_{RF} + f_{d0,i}^r)t + \varphi_{0,i})] \quad \text{IV.2}$$

f_{RF} étant la fréquence du signal GNSS. $\tau_{0,i}^r$ et $f_{d0,i}^r$ sont le code phase et la fréquence Doppler associés au signal reçu.

φ_i étant la phase du signal.

$d_i(t)$ représente les données de navigation.

$e_i(t)$ Contient les codes d'étalement, quand il est question du signal GPS L1, il s'agit des codes PRN. Pour les nouveaux signaux GNSS $e_i(t)$ contient généralement des codes primaires, secondaires et une sous porteuse.

Après translation du signal en fréquence intermédiaire, en négligeant les effets du filtrage, le signal à la sortie de l'étage radio fréquence sera exprimé par la formule suivante :

$$r_{RF}(t) = \sum_{i=1}^L A_i e_i(t - \tau_{0,i}^r) d_i(t - \tau_{0,i}^r) \cos[2\pi(f_{IF} + f_{d0,i}^r)t + \varphi_{0,i}] + \eta(t) \quad \text{IV.3}$$

f_{IF} étant la fréquence intermédiaire du récepteur GNSS, $\eta(t)$ est le bruit filtré en étage intermédiaire.

Le signal est ensuite échantillonné à la fréquence f_s , en négligeant les effets de la quantification, le signal sera exprimé comme suit :

$$r(nT_s) = \sum_{i=1}^L A_i e_i(nT_s - \tau_{0,i}^r) d_i(nT_s - \tau_{0,i}^r) \cos\left[\left(2\pi(f_{IF} + f_{d0,i}^r)nT_s + \varphi_{0,i}\right)\right] + \eta_{IF}(nT_s) \quad \text{IV.4}$$

Pour la simplification, dans ce qui suit, nous adoptons la notation $x[n] = x(nT_s)$, T_s étant la période d'échantillonnage, nous aurons ainsi :

$$r[n] = \sum_{i=1}^L A_i e_i\left[n - \frac{\tau_{0,i}^r}{T_s}\right] d_i\left[n - \frac{\tau_{0,i}^r}{T_s}\right] \cos\left[2\pi \frac{(f_{IF} + f_{d0,i}^r)}{f_s} n + \varphi_{0,i}\right] + \eta_{IF}[n] \quad \text{IV.5}$$

Les codes d'étalement des signaux GNSS peuvent être traités individuellement par le récepteur, grâce à leurs propriétés d'orthogonalité, ainsi, nous pouvons alors considérer le signal reçu à partir d'un satellite :

$$r[n] = A e_i[n - \tau_0] d_i[n - \tau_0] \cos[2\pi F_D n + \varphi] + \eta_{IF}[n] \quad \text{IV.6}$$

$$\text{Sachant que : } F_D = \frac{(f_{IF} + f_{d0}^r)}{f_s}, \text{ et } \tau_0 = \frac{\tau_0^r}{T_s}.$$

$\eta_{IF}[n]$ étant un bruit Gaussien centré discrétisé à la fréquence f_s , de densité spectrale de puissance N_0 , variance $\sigma_{\eta}^2 = N_0 B_{IF}$.

B_{IF} étant la bande passante après l'étage radio fréquence. Avec une fréquence d'échantillonnage $f_s = 2B_{IF}$.

En considérant la cellule contenant les paramètres corrects de l'acquisition, la fonction d'ambiguïté est évaluée en multipliant le signal échantillonné $r[n]$ par une porteuse locale de fréquence F_D et un code local décalé par τ_0 . La fonction d'ambiguïté est donnée par :

$$R_c(\tau, F_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n-\tau] e^{-j2\pi F_D n} \quad \text{IV.7}$$

Arrivé à ce niveau, les paramètres d'acquisition sont estimés, l'étape suivante consiste à décider de la présence ou absence du signal et ce, en évaluant une variable de décision, en fonction du type de détecteur utilisé par le récepteur GNSS.

La variable de décision définit la loi de distribution suivant laquelle la probabilité de fausses alarmes est calculée, le seuil de détection est directement lié à la valeur de la probabilité de fausses alarmes. Dans le cas illustré par la figure IV.2, un détecteur quadratique est utilisé :

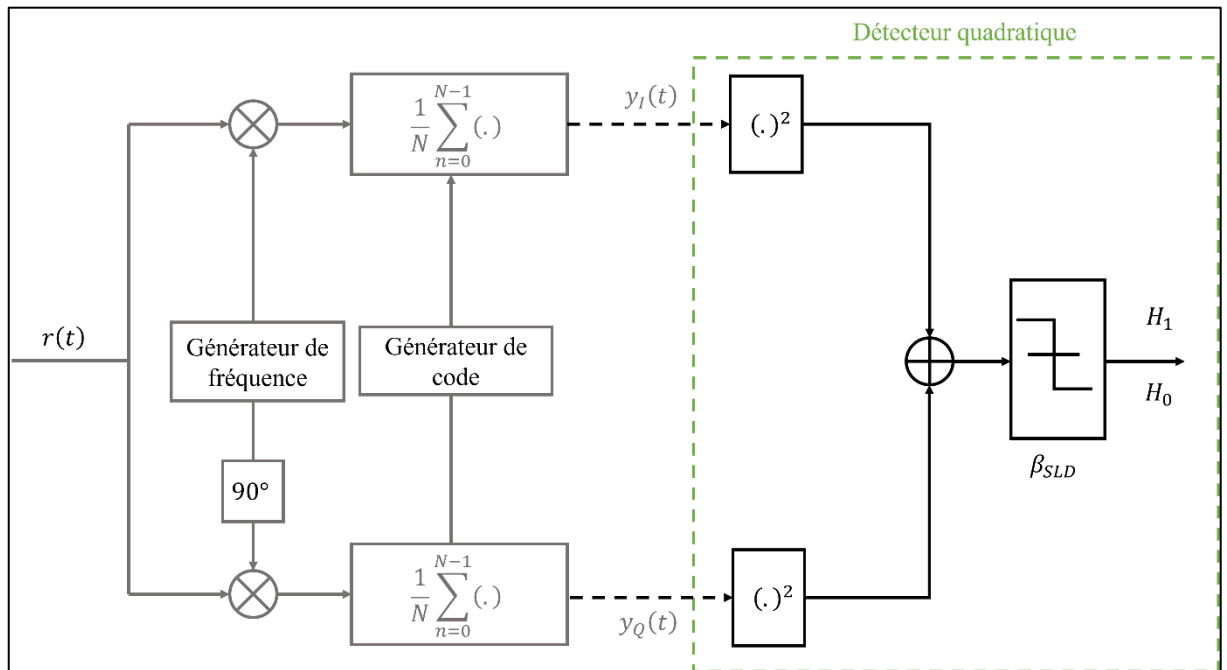


Figure IV.2 : Détecteur quadratique [28]

La variable de décision est alors donnée par :

$$S(\tau, F_D) = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n-\tau] e^{-j2\pi F_D n} \right|^2 \quad \text{IV.8}$$

Sous l'hypothèse nulle H_0

La moyenne du signal de sortie est nulle, en phase et en quadrature, vu que le signal est absent et le bruit étant considéré centré :

$$E[Y_I(\tau, F_D)] = E[Y_Q(\tau, F_D)] = 0 \quad \text{IV.9}$$

Néanmoins, sa variance sera exprimée comme suit :

En phase :

$$\begin{aligned} \text{Var}[Y_I(\tau, F_D)] &= \text{Var} \left[\text{Re} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n]c[n-\tau]e^{-j2\pi F_D n} \right\} \right] \\ &= \text{Var} \left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n]c[n-\tau] \cos(2\pi F_D n) \right] \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \text{Var}[r[n]c[n-\tau] \cos(2\pi F_D n)] \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\sigma_{IF}^2}{2} \end{aligned}$$

$$\text{Var}[Y_I(\tau, F_D)] = \frac{\sigma_{IF}^2}{2N} \quad \text{IV.10}$$

Pour la composante en quadrature, nous obtenons également :

$$\text{Var}[Y_Q(\tau, F_D)] = \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\sigma_{IF}^2}{2} = \frac{\sigma_{IF}^2}{2N} \quad \text{IV.11}$$

Ainsi nous considérons la variance sous l'hypothèse H_0 :

$$\text{Var}[Y_Q(\tau, F_D)] = \text{Var}[Y_I(\tau, F_D)] = \sigma_n^2 \quad \text{IV.12}$$

$\mathbf{S}(\boldsymbol{\tau}, \mathbf{F}_D)$ est la somme des carrés de deux variables aléatoires Gaussiennes centrées et de variance $\sigma_n^2 = \frac{\sigma_{IF}^2}{2N}$. En utilisant les caractéristiques des variables aléatoires Gaussiennes $\mathbf{S}(\boldsymbol{\tau}, \mathbf{F}_D)$ est distribuée suivant une loi exponentielle de paramètre $\frac{1}{2\sigma_n^2}$, ce qui donnera :

$$f_0(x) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left\{-\frac{x}{2\sigma_n^2}\right\} \quad \text{IV.13}$$

Et donc sa probabilité de fausses alarmes est :

$$P_{fa} = \int_{\beta}^{+\infty} f_0(x) dx = \int_{\beta}^{+\infty} \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left\{-\frac{x}{2\sigma_n^2}\right\} dx = \exp\left\{-\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right\} \quad \text{IV.14}$$

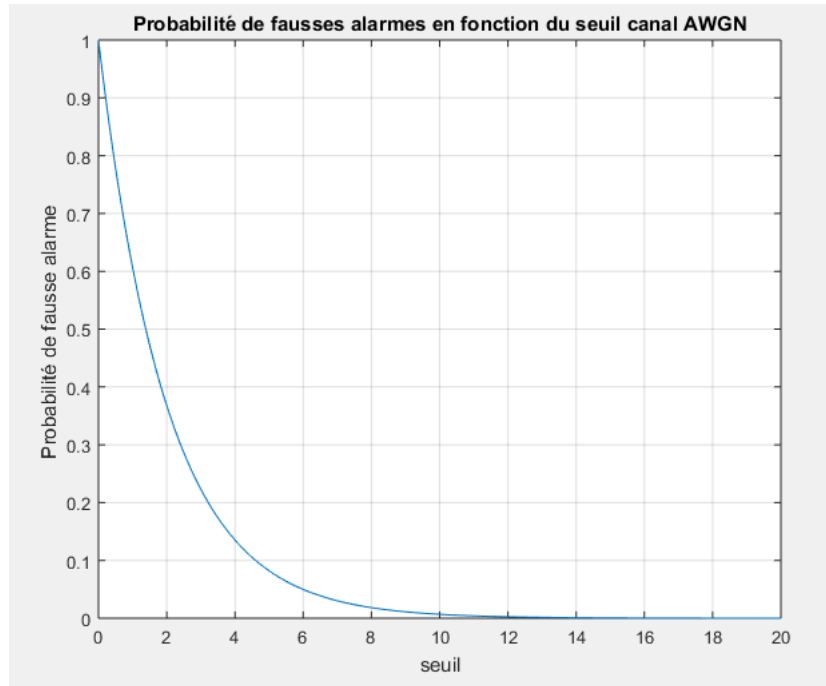


Figure IV.3 : AWGN : Probabilité de fausses alarmes en fonction du seuil

La figure IV.3 illustre la variation de la probabilité de fausses alarmes en fonction du seuil de détection, cette dernière varie en fonction du seuil, la probabilité de fausses alarmes diminue naturellement en augmentant le seuil.

Sous l'hypothèse Alternative H_1

Dans cette hypothèse les deux composantes en phase et en quadrature ne sont plus centrées, leurs moyennes sont données par :

En phase :

$$E[Y_I(\tau, F_D)] = E\left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n]c[n - \tau] \cos(2\pi F_D n)\right]$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} E[y[n] + \eta[n]] c[n - \tau] \cos(2\pi F_D n) \\
&= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y[n] c[n - \tau] \cos(2\pi F_D n)
\end{aligned} \tag{IV.15}$$

En supposant que $F_D = F_{D0}$ et $\tau = \tau_0$, l'équation précédente devient :

$$\begin{aligned}
E[Y_I(\tau, F_D)] &= \frac{A}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c^2[n - \tau_0] \cos(2\pi F_{D,0} n) \\
&= \frac{A}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} \cos(\phi_0) + \cos(4\pi F_{D,0} n + \phi_0) \\
&= \frac{A}{2} \cos(\phi_0)
\end{aligned} \tag{IV.16}$$

Concernant la composante en quadrature :

$$\begin{aligned}
E[Y_Q(\tau, F_D)] &= E \left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n - \tau] \sin(2\pi F_D n) \right] \\
&= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} E[y[n] + \eta[n]] c[n - \tau] \sin(2\pi F_D n) \\
&= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y[n] c[n - \tau] \sin(2\pi F_D n)
\end{aligned} \tag{IV.17}$$

$$\begin{aligned}
E[Y_Q(\tau, F_D)] &= \frac{A}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c^2[n - \tau_0] \sin(2\pi F_{D,0} n + \phi_0) \sin(2\pi F_{D,0} n) \\
&= \frac{A}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} \sin(\phi_0) + \sin(4\pi F_{D,0} n + \phi_0) \\
&= \frac{A}{2} \sin(\phi_0)
\end{aligned} \tag{IV.18}$$

Etant donné que le bruit est la seule composante aléatoire, le signal utile est déterministe. La variance des composantes $Y_I(\tau; F_D)$ et $Y_Q(\tau; F_D)$ ne sont donc pas influencées par la présence de ce dernier et sont les mêmes que sous l'hypothèse nulle.

$$\text{Var}[Y_Q(\tau, F_D)] = \text{Var}[Y_I(\tau, F_D)] = \sigma_n^2 \quad \text{IV.19}$$

Ainsi, $Y_I\left(\frac{A}{2} \cos \phi_0, \sigma_n^2\right)$ et $Y_Q\left(\frac{A}{2} \sin \phi_0, \sigma_n^2\right)$.

$S(\tau; F_D)$ est la somme des carrés de deux variables aléatoires Gaussiennes indépendantes de moyenne non nulle (non centrées), ce qui donne une variable aléatoire χ^2 non centrée avec deux degrés de liberté de densité :

$$f_1(s) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left\{-\frac{s+\lambda}{2\sigma_n^2}\right\} I_0\left(\sqrt{\frac{s\lambda}{\sigma_n^4}}\right) \quad \text{IV.20}$$

Où $I_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro.

Et λ un paramètre de non centralité donné par :

$$\lambda = E^2[Y_I(\tau, F_D)] + E^2[Y_Q(\tau, F_D)] = \frac{A^2}{4} \quad \text{IV.21}$$

La probabilité de fausses alarmes étant donné comme suit :

$$P_d = \int_{\beta}^{+\infty} f_1(s) ds \quad \text{IV.22}$$

En remplaçant $f_1(s)$ par l'équation (4.18) nous obtenons :

$$P_d = \int_{\beta}^{+\infty} \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left\{-\frac{s+\lambda}{2\sigma_n^2}\right\} I_0\left(\sqrt{\frac{\lambda s}{\sigma_n^4}}\right) ds \quad \text{IV.23}$$

En intégrant l'équation précédente :

$$P_d(\beta) = Q_1\left(\sqrt{\frac{\lambda}{\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{\beta}{\sigma_n^2}}\right) \quad \text{IV.24}$$

Où Q_1 est la fonction de Marcum de forme générale donnée par l'expression suivante :

$$Q_K(a, b) = \frac{1}{a^{K-1}} \int_b^{+\infty} x^K \exp\left\{-\frac{a^2 + x^2}{2}\right\} I_{K-1}(ax) dx \quad \text{IV.25}$$

I_{K-1} est la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre $K - 1$

La figure IV.4 représente la probabilité de détection dans un canal AWGN pour une valeur de $P_{fa} = 10^{-3}$, l'augmentation du rapport CNR conduit à l'amélioration instantanée de la probabilité de détection. Cependant l'augmentation du taux de P_d mène inévitablement à l'augmentation du taux de P_{fa} , c'est l'inconvénient de la détection conventionnelle ; à seuil fixe.

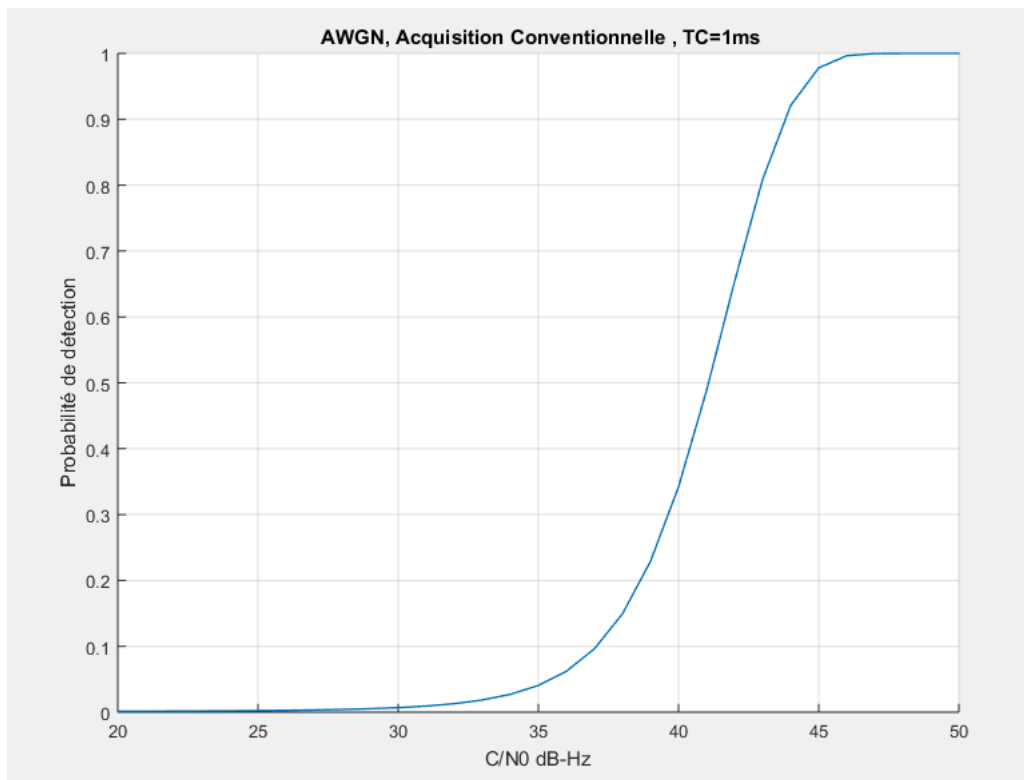


Figure IV.4 : AWGN : Probabilité de détection (détection conventionnelle)

IV.2.2 Acquisition en utilisant la détection collective :

En se basant sur les résultats obtenus pour l'acquisition conventionnelle, l'obtention des performances de la détection collective est obtenue en sommant un nombre k variables aléatoires χ^2 , la distribution de la métrique de décision dans ce cas $\Delta S_{DC}(\Delta N, \Delta E, \Delta D, \Delta B)$ suit la loi χ^2 est mais à $2k$ degrés de liberté, qui, elle aussi, est centrée sous l'hypothèse

nulle H_0 et non centrée sous l'hypothèse alternative H_1 . Avec un paramètre de non centralité λ_k .

Les densités de probabilité deviennent alors :

$$f_{0,DC}(s) = \frac{1}{2\sigma_n^2 \Gamma(k)} \left(\frac{s}{2\sigma_n^2}\right)^{k-1} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) \quad \text{IV.26}$$

Et :

$$f_{1,DC}(s) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \left(\frac{s}{\lambda_k}\right)^{(k-1)/2} \exp\left(-\frac{s + \lambda_k}{2\sigma_n^2}\right) I_{k-1}\left(\sqrt{\frac{\lambda_k s}{\sigma_n^4}}\right) \quad \text{IV.27}$$

La probabilité de fausses alarmes est donnée par [30]:

$$\begin{aligned} P_{fa,DC}(\beta) &= \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_n^2 \Gamma(k)} \left(\frac{s}{2\sigma_n^2}\right)^{k-1} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) ds \\ &= \exp\left(-\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right) \sum_{i=1}^{k-1} \frac{1}{i!} \left(\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right)^i \end{aligned} \quad \text{IV.28}$$

Et la probabilité de détection est donnée par : [31]

$$\begin{aligned} P_{d,DC}(\beta) &= \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_n^2} \left(\frac{s}{\lambda_k}\right)^{(k-1)/2} \exp\left(-\frac{s + \lambda_k}{2\sigma_n^2}\right) I_{L-1}\left(\sqrt{\frac{\lambda_k s}{\sigma_n^4}}\right) ds \\ &= Q_k\left(\sqrt{\frac{\lambda_k}{\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{\beta}{2\sigma_n^2}}\right) \end{aligned} \quad \text{IV.29}$$

La figure IV.5, présente la comparaison de la détection conventionnelle et la détection collective pour le signal GPS L1 selon différents nombres de satellites, nous remarquons que la meilleure performance est obtenue dans le cas de 4 satellites (détection collective) où une probabilité de détection de 0.6 correspond au CNR=37 dB-Hz, et la pire dans le cas d'un seul satellite (détection conventionnelle) où une probabilité de détection de 0.6 correspond au CNR=42 dB-Hz. D'où l'on conclue que la performance s'améliore en augmentant le nombre de satellites.

La figure IV.6, quant à elle, présente la comparaison entre les signaux GNSS en utilisant la détection collective :

GPS L1 L1C L5, Galileo E5 : nous remarquons que l'augmentation du nombre de satellites améliore la performance de détection ; la performance pour 4 satellites $k=4$ est bien meilleure que celle pour $k=2$. Pour une probabilité de détection à 0.5 correspond à $CNR=39$ dB-Hz pour $k=2$ et seulement à 36 dB-Hz pour $k=4$.

Galileo E1 : nous remarquons également une amélioration de performance qui est strictement liée au nombre de satellites ; la performance pour 4 satellites $k=4$ est bien meilleure que celle pour $k=2$. Pour une probabilité de détection à 0.4 correspond à $CNR=33$ dB-Hz pour $k=2$ et seulement à 30 dB-Hz pour $k=4$.

GPS L1 L1C L5, Galileo E5 et Galileo E1 : il existe un écart flagrant entre la performance des signaux GPS L1 L1C L5, Galileo E5 et du signal Galileo E1, ce dernier étant clairement bien moins performant.

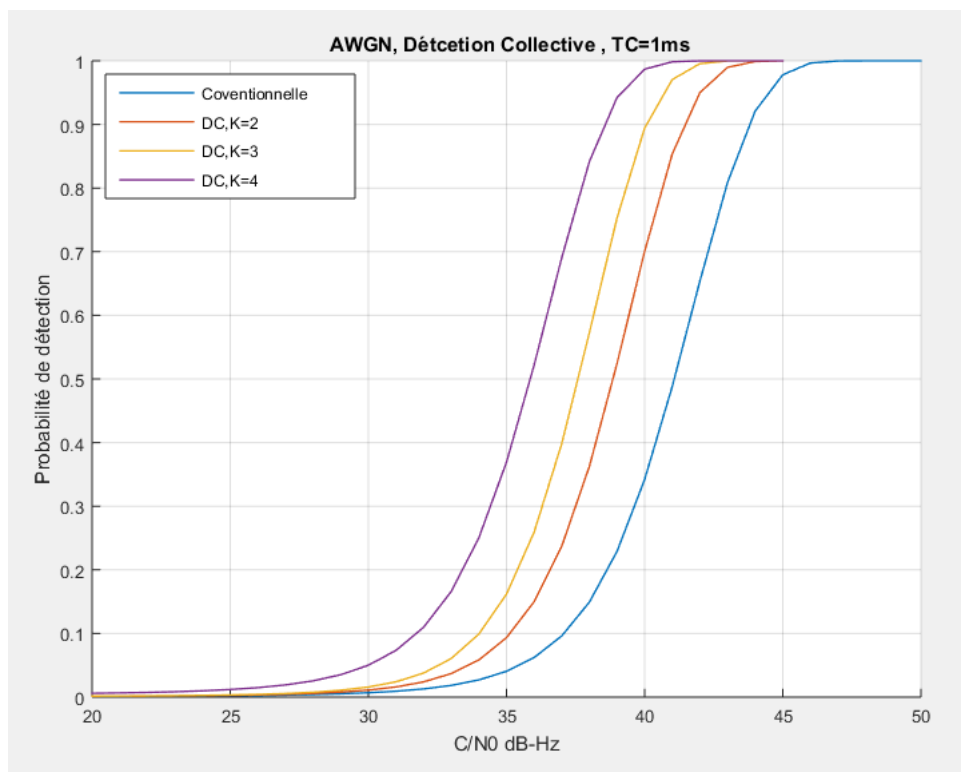


Figure IV.5 : AWGN : Comparaison de la détection conventionnelle et la détection collective pour le signal GPS L1

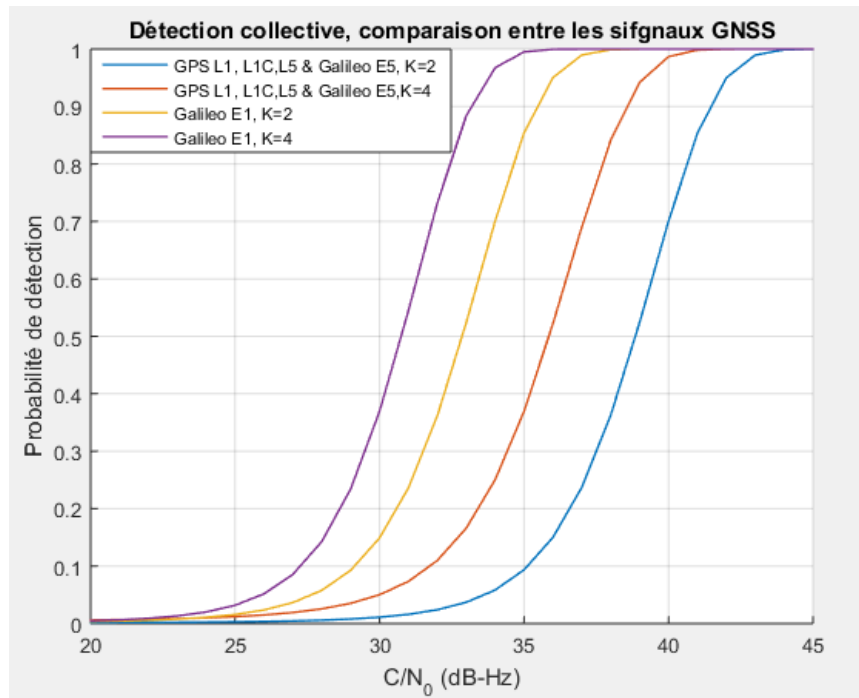


Figure IV.6 : Comparaison entre les signaux GNSS

IV.2.3 Acquisition par la détection collective et la détection adaptative

CFAR :

Nous proposons l'utilisation d'un détecteur CA-CFAR à la sortie d'un étage d'acquisition utilisant la détection collective. La structure proposée est illustrée par la figure IV.7 :

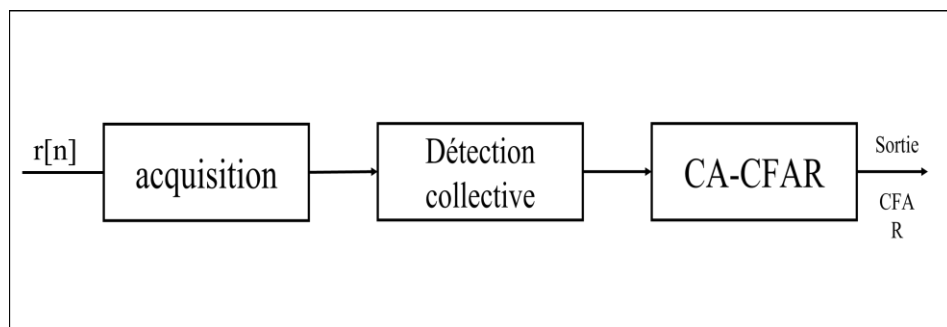


Figure IV.7 : Bloc acquisition avec détection collective et un bloc CA-CFAR

Le détecteur CA-CFAR est un détecteur utilisé et connu dans les systèmes radars. Il est connu que dans le détecteur CA-CFAR, qu'une détection aura lieu quand la cellule sous test contient le signal utile et les autres cellules contiennent seulement du bruit, et une fausse

alarme aura lieu quand seul le bruit contenu dans la cellule sous test dépasse le seuil évalué à partir des échantillons dans les cellules de références.

Comme nous l'avons vu dans la section précédente, à la sortie de l'acquisition utilisant la détection collective nous avons obtenu la distribution χ^2 centrée sous l'hypothèse nulle et non centrée à $2K$ degrés de liberté sous l'hypothèse alternative.

Sous les deux hypothèses, nulle et alternative les cellules de référence contiennent le bruit, nous considérons alors Z est la somme des échantillons des cellules de référence, en se basant sur les résultats obtenus précédemment, Z est la somme de M variables aléatoires de distribution χ^2 , Z suivra une loi Gamma affectée par le nombre de cellules CFAR noté M . La distribution sera donc exprimée par : [32]

$$f_z(z) = \frac{1}{\Gamma(KM)(2\sigma_n^2)^{KM}} \cdot z^{KM-1} \cdot \exp\left[-\frac{z}{2\sigma_n^2}\right] \quad \text{IV.30}$$

Sous l'hypothèse nulle H_0

Pour signaler une fausse alarme dans le détecteur CFAR il faut que le signal dans la cellule de test dépasse le seuil adaptatif TZ .

Sous l'hypothèse H_0 , La probabilité de fausses alarmes est définie par : [33]

$$P_{fa} = P(s > TZ, H_0) = \int_0^{+\infty} f_z(Z) \int_{TZ}^{+\infty} f_{0k}(s) ds dz \quad \text{IV.31}$$

En remplaçant les deux distributions obtenues dans le cas précédent :

$$P_{fa} = \int_0^{+\infty} \frac{1}{\Gamma(kM)(2\sigma_n^2)^{kM}} \cdot z^{kM-1} \cdot \exp\left[-\frac{z}{2\sigma_n^2}\right] \underbrace{\int_{TZ}^{+\infty} \frac{1}{\Gamma(k)(2\sigma_n^2)^k} \cdot s^{k-1} \cdot \exp\left[-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right] ds}_{P_{fa} \text{ sans CFAR}} dz \quad \text{IV.32}$$

En remplaçant la deuxième intégrale par la probabilité de fausses alarmes obtenue pour l'acquisition avec la détection collective, nous aurons :

$$P_{fa} = \int_0^{+\infty} \frac{1}{\Gamma(kM)(2\sigma_n^2)^{kM}} \cdot z^{kM-1} \cdot \exp\left[-\frac{z}{2\sigma_n^2}\right] \cdot \underbrace{\sum_{i=0}^{k-1} \frac{1}{i!} \left(\frac{TZ}{2\sigma_n^2}\right)^i \cdot \exp\left[-\frac{TZ}{2\sigma_n^2}\right]}_I dz \quad \text{IV.33}$$

En suivant la démarche suivie par [34] et [28] pour l'évaluation de cette intégrale, nous aurons :

$$P_{fa_K} = \sum_{i=0}^{k-1} \frac{1}{i!} \frac{\Gamma(kM+i)}{\Gamma(kM)} \cdot T^i (1+T)^{-(kM+i)} \quad \text{IV.34}$$

Sous l'hypothèse alternative H

Sous cette hypothèse, le signal est présent, la cellule test contient le signal utilisé distribué suivant la distribution sous l'hypothèse H_1 obtenue à la sortie de l'acquisition en appliquant la technique de la détection collective, nous remplaçons alors la distribution et nous obtiendrons la probabilité de détection suivante :

$$P_d = P(s > TZ, H_1) = \int_0^{+\infty} f_z(Z) \int_{TZ}^{+\infty} f_{1k}(s) ds dz \quad \text{IV.35}$$

En remplaçant les deux densités, nous aurons :

$$\begin{aligned} P_d &= \int_0^{+\infty} \frac{1}{(2\sigma_n^2)^{KM} \Gamma(KM)} z^{KM-1} \cdot \exp\left[-\frac{z}{2\sigma_n^2}\right] \int_{TZ}^{+\infty} \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left[-\frac{s+\lambda}{2\sigma_n^2}\right] I_0 \frac{\sqrt{s\lambda}}{\sigma_n^2} ds dz \\ &= \int_0^{+\infty} \frac{1}{(2\sigma_n^2)^{KM} \Gamma(KM)} z^{KM-1} \cdot \exp\left[-\frac{z}{2\sigma_n^2}\right] Q_K \left(\sqrt{\frac{\lambda_K}{\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{TZ}{\sigma_n^2}} \right) dz \end{aligned} \quad \text{IV.36}$$

Comme solution pour cette intégrale, [35] propose une solution basée sur l'utilisation des fonctions hypergéométriques donné par :

$$\int_0^{\infty} x^{k-1} Q_m(a, b\sqrt{x}) e^{-px} dx = \frac{\Gamma(k)}{p^k} - \frac{\Gamma(k)b^{2m}e^{-\frac{a^2}{2}}}{p^k(b^2+2p)^m} \sum_{l=0}^{k-1} \frac{(m)_l (2p)^l}{l! (b^2+2p)^l} {}_1F_1\left(1+m; m; \frac{a^2 b^2}{2b^2+4p}\right) \quad \text{IV.37}$$

Dans (IV.38) ; ${}_1F_1(\cdot)$ est la fonction hypergéométrique de Kummer, et $(\cdot)_l$ est l'opérateur Pochamer donné par : $(x)_l = \frac{x!}{(x-l)!}$

Nous utilisons cette solution et l'adaptions à notre cas, après plusieurs manipulations nous avons obtenu une probabilité de détection exprimée comme suit :

$$P_d = 1 - \left(\frac{T}{T+1}\right)^K e^{-\frac{\lambda_K}{2\sigma_n^2}} \sum_{l=0}^{KM-1} \frac{(K)_l}{l!(T+1)^l} \times {}_1F_1\left(l+K; K; \frac{\lambda_K T}{2\sigma_n^2(T+1)}\right) \quad \text{IV.38}$$

La figure IV.8 représente une probabilité de détection en fonction du rapport CNR, dans le cas d'une détection collective adaptative pour un nombre de cellules fixé à $M=64$, nous remarquons une meilleure performance pour 2 satellites que pour un seul et donc une meilleure performance en utilisant la détection collective adaptative. En effet, une probabilité de détection de 0.8 correspond à un CNR de 40 dB-Hz pour un satellite $K=1$ et à un CNR de seulement 37 db-Hz pour 2 satellites.

La figure IV.9 présente comparaison globale entre l'approche conventionnelle, collective à seuil fixe et collective adaptative dans un canal AWGN. Nous remarquons une nette différence de performances, dans le sens où, pour une probabilité de détection de 0.6, la détection collective adaptative est bien plus performante que les deux autres approches, avec un CNR de 36 dB-Hz, la détection collective a seuil fixe se place en deuxième position avec un CNR de 39 dB-Hz, pour ensuite donner place à la détection conventionnelle qu'on juge avoir la moindre performance avec un CNR de 42 dB-Hz.

La figure IV.10 présente l'influence de nombre de cellules sur la probabilité de détection, nous observons un rapport entre ces deux dernières : la performance de détection s'améliore en augmentant de nombre de cellules.

La figure IV.11 présente la probabilité de détection pour le signal Galileo E1 et les signaux GPS L1 L1C L5, Galileo E5. Nous remarquons que le signal Galileo E1 est plus performant que les signaux GPS L1 L1C L5, Galileo E5. Pour les signaux GPS L1 L1C L5, Galileo E5, une probabilité de détection de 0.5 correspond au $CNR=36$ dB-Hz alors qu'il est seulement de 30 dB-Hz pour le signal Galileo E1.

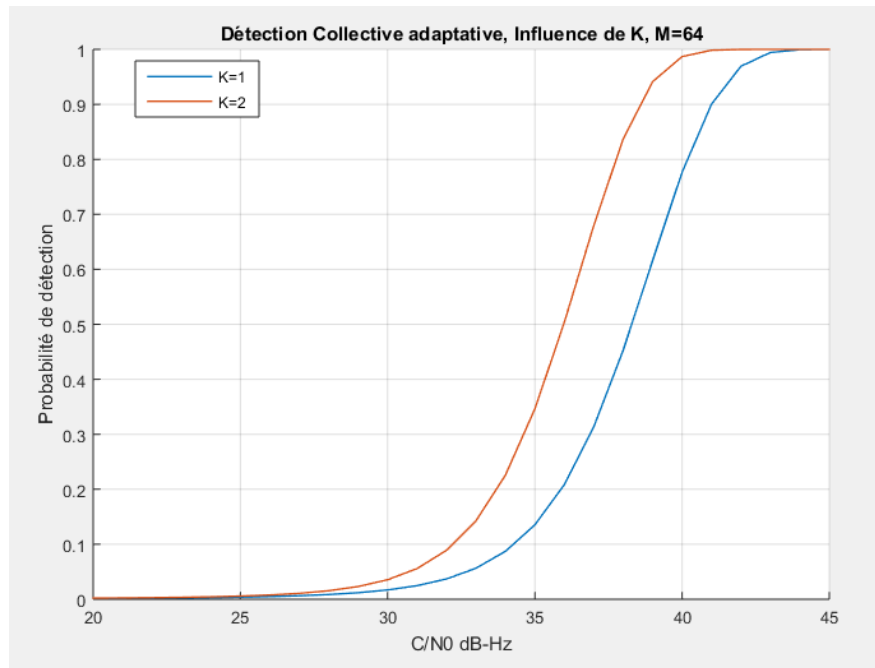


Figure IV.8 : AWGN : Influence de K sur la Probabilité de détection pour $M=64$ dans le cas de la détection collective adaptative CFAR

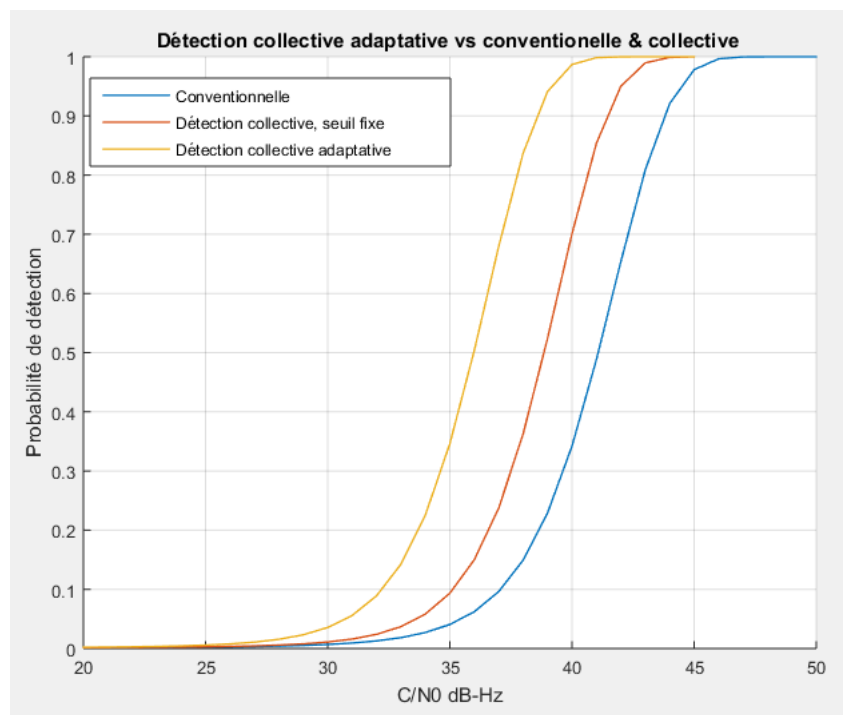


Figure IV.9 : AWGN : Comparaison entre l'approche conventionnelle, collective seuil fixe et collective adaptative

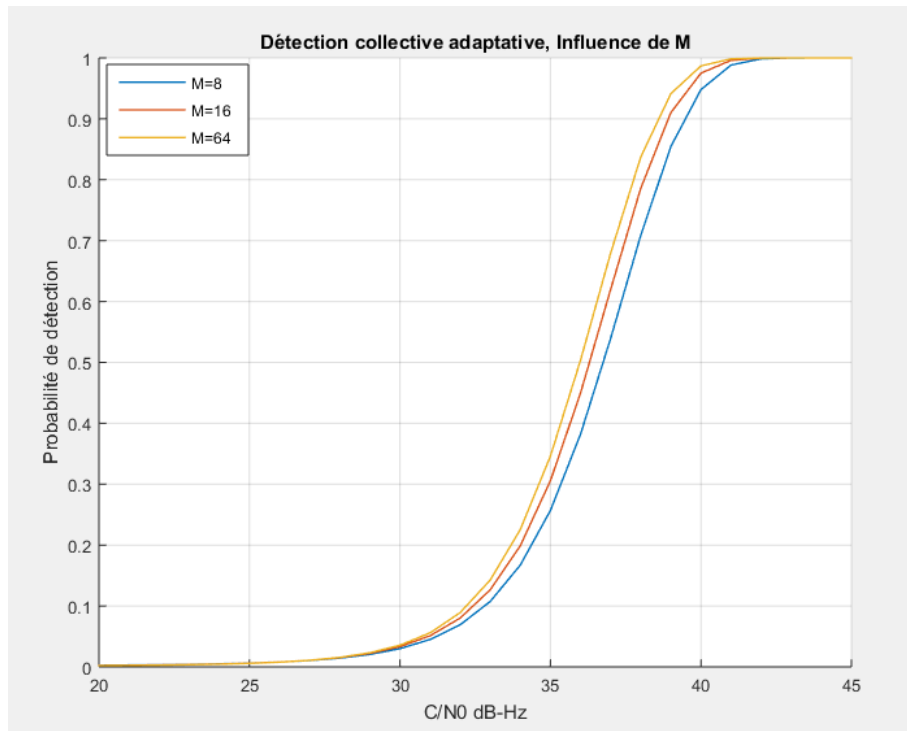


Figure IV.10 : AWGN : Influence de M sur la Probabilité de détection pour $k=2$ dans le cas de la détection collective adaptative CFAR

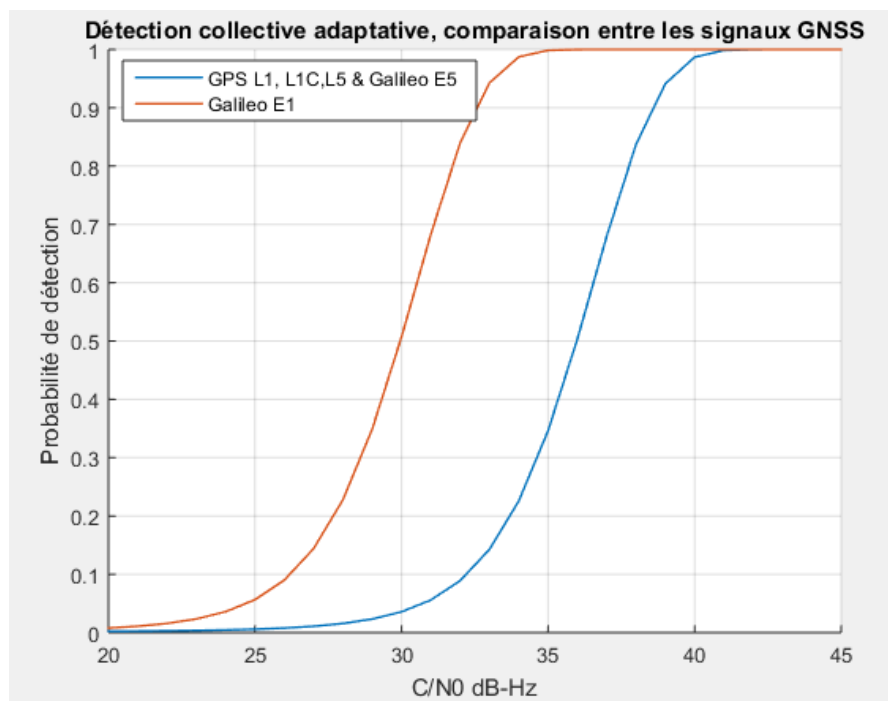


Figure IV.11 : AWGN : comparaison entre les signaux GPS L1, L1C, L5 et Galileo E5

IV.3 ACQUISITION D'UN SIGNAL GNSS DANS UN CANAL DE RAYLEIGH

Nous considérons le schéma d'acquisition précédent en considérant un canal de Rayleigh. Le modèle de Rayleigh est utilisé quand le satellite et le récepteur ne sont plus en vue directe, une situation présente et courante dans les milieux urbains denses, une composante dominante ne peut exister dans les multi-trajets reçus au niveau du récepteur, l'existence d'une multitude d'obstacles génère plusieurs trajets dans toutes les directions par le phénomène de diffusion, ainsi, le signal reçu n'est que la somme de plusieurs copies dispersées de phase et d'amplitude différentes. La densité de probabilité de l'amplitude du signal est distribuée suivant la loi de Rayleigh et est donnée par [29]:

$$f_{\alpha}(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma_m^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad \text{IV.39}$$

σ_m^2 étant la variance et représente la puissance moyenne du signal reçu

IV.3.1 Détection Conventiennelle

Sous l'hypothèse H_0 , où soit le signal est absent soit la corrélation entre le code reçu et réplique locale tend vers zéro, la variable de décision devient la somme des carrés de deux variables gaussiennes centrées qui donnera une loi de χ^2 à deux degrés de liberté centrée. La probabilité de fausses alarmes est dans ce cas est la même qu'en cas du canal AWGN.

Dans le cas de la synchronisation c'est-à-dire, sous l'hypothèse H_1 , les deux codes, reçu et local sont fortement corrélés. La variable de décision est la somme des carrés de deux variables gaussiennes non centrées, elle suivra donc une loi χ^2 non centrée à deux degrés de liberté tout en sachant que l'amplitude est multipliée par la variable α , le paramètre de non centralité est $\frac{\alpha^2 A^2}{4}$. Cela mène à la distribution conditionnelle suivante :

$$f_1(s/\alpha, H_1) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s + \frac{\alpha^2 A^2}{4}}{2\sigma_n^2}\right) I_0\left(\frac{\alpha A \sqrt{s}}{2\sigma_n^2}\right) \quad \text{IV.40}$$

La distribution sous l'hypothèse H_1 s'obtient par :

$$\begin{aligned}
 f_s(s, H_1) &= \int_0^{\infty} f_1(s/\alpha, H_1) f_\alpha(\alpha) d\alpha \\
 &= \frac{1}{2\sigma_m^2 \sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) \int_0^{\infty} \alpha \exp\left(-\frac{A^2 \sigma_m^2 + 4\sigma_n^2}{8\sigma_m^2 \sigma_n^2} \alpha^2\right) I_0\left(\frac{\alpha A \sqrt{s}}{2\sigma_n^2}\right) d\alpha
 \end{aligned} \tag{IV.41}$$

Après intégration, nous obtiendrons [40] :

$$f_1(s) = \frac{1}{2\sigma_n^2 \left(1 + A^2 \frac{\sigma_m^2}{4\sigma_n^2}\right)} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2 \left(1 + A^2 \frac{\sigma_m^2}{4\sigma_n^2}\right)}\right) \tag{IV.42}$$

En résumé, à la sortie de l'étage d'acquisition en considérant un canal de Rayleigh, nous avons les deux distributions suivantes :

$$\begin{cases}
 f_0(s) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) \\
 f_1(s) = \frac{1}{2\sigma_n^2 (1 + \mu)} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2 (1 + \mu)}\right)
 \end{cases} \tag{IV.43}$$

Avec :

$$\mu = A^2 \frac{\sigma_m^2}{4\sigma_n^2} \tag{IV.44}$$

Les probabilités de fausses alarmes et de détection sont obtenues après intégrations, soient :

$$\begin{cases}
 P_{fa} = \exp\left(-\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right) \\
 P_d = \exp\left(-\frac{\beta}{2\sigma_n^2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c\right)}\right)
 \end{cases} \tag{IV.45}$$

$\frac{C}{N_0}$ est le rapport CNR (Carrier to Noise Ratio) et T_c est le temps d'intégration cohérent qui est généralement égal à une période du code d'étalement.

La figure IV.12 illustre la probabilité de détection en fonction du rapport CNR en utilisant la détection conventionnelle dans un canal de Rayleigh. Nous remarquons une augmentation du taux de détection en augmentant le rapport CNR.

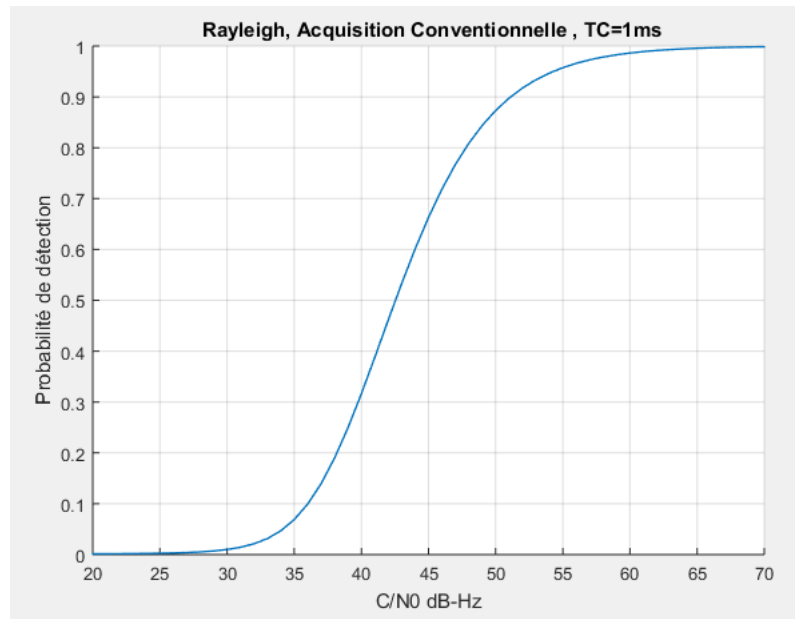


Figure IV.12: Rayleigh : Probabilité de détection (détection conventionnelle)

IV.3.2 Acquisition en utilisant la détection collective :

Nous avons obtenu dans le cas de la détection collective les distributions exponentielles à deux paramètres différents. La somme de K variables exponentielles donne la distribution de Gamma. Ainsi en utilisant les densités exponentielles obtenues, sous l'hypothèse nulle la somme de K variables distribuées suivant $f_0(s)$ donne une distribution

Gamma $\left(\frac{1}{2\sigma_n^2}, K \right)$ et la somme de K variables distribuées suivant $f_1(s)$ donne une variable

Gamma $\left(\frac{1}{2\sigma_n^2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c \right)}, K \right)$, ce qui donne les distributions suivantes

$$f_{0,DC}(s) = \frac{1}{\Gamma(K)(2\sigma_n^2)^K} S^{K-1} e^{-\frac{s}{2\sigma_n^2}} \quad \text{IV.46}$$

$$f_{1,DC}(s) = \frac{1}{\Gamma(K) \left(2\sigma_n^2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c \right) \right)^K} S^{K-1} e^{-\frac{s}{2\sigma_n^2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c \right)}} \quad \text{IV.47}$$

En se basant sur [41], nous obtiendrons les probabilités de fausses alarmes et de détection suivantes :

$$P_{fa,DC} = \int_0^{\infty} \frac{1}{\Gamma(K)(2\sigma_n^2)^K} S^{K-1} e^{-\frac{s}{2\sigma_n^2}} ds = \sum_{i=0}^{K-1} \frac{1}{i!} \left(\frac{\beta}{2\sigma_n^2} \right)^i \cdot e^{-\frac{\beta}{2\sigma_n^2}} \quad \text{IV.48}$$

$$P_{d,DC} = \int_0^{\infty} \frac{1}{\Gamma(K) \left(2\sigma_n^2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c \right) \right)^K} S^{K-1} e^{-\frac{s}{2\sigma_n^2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c \right)}} ds \quad \text{IV.49}$$

$$= \sum_{i=0}^{K-1} \frac{1}{i!} \left(\frac{\beta}{2\sigma_n^2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c \right)} \right)^i \cdot e^{-\frac{\beta}{2\sigma_n^2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c \right)}}$$

La figure IV.13 présente la probabilité de détection en fonction du rapport CNR en utilisant la technique de la détection collective dans un canal de Rayleigh tout en soulignant l'influence du nombre de satellites sur la performance d'acquisition. Nous remarquons que la hausse du nombre de satellites mène automatiquement à l'amélioration de la performance. Dans le cas de deux (02) satellites une probabilité de détection de 0.9 correspond au CNR=45 dB-Hz contre un CNR à seulement 40 dB-Hz dans le cas de quatre (04) satellites.

La figure IV.14 présente une comparaison entre les signaux GNSS, notamment le signal Galileo E1 et les signaux GPS L1, L1C, L5 et Galileo E5, en utilisant la détection collective dans un canal de Rayleigh en soulignant l'influence du nombre de satellites k. nous remarquons que :

GPS L1 L1C L5, Galileo E5 et Galileo E1 : il existe un écart flagrant entre la performance des signaux GPS L1 L1C L5, Galileo E5 et du signal Galileo E1, ce dernier étant bien plus performant. Pour K=4, la probabilité de détection du signal Galileo E1 est de

0.4 pour un $C/N_0 = 30$ dB-Hz contre un C/N_0 à 35 dB-Hz dans le cas des signaux GPS L1, L1C, L5 et Galileo E5

Nous remarquons également que l'augmentation du nombre de satellites améliore la performance de détection ; la performance pour 4 satellites $k=4$ est bien meilleure que celle pour $k=2$.

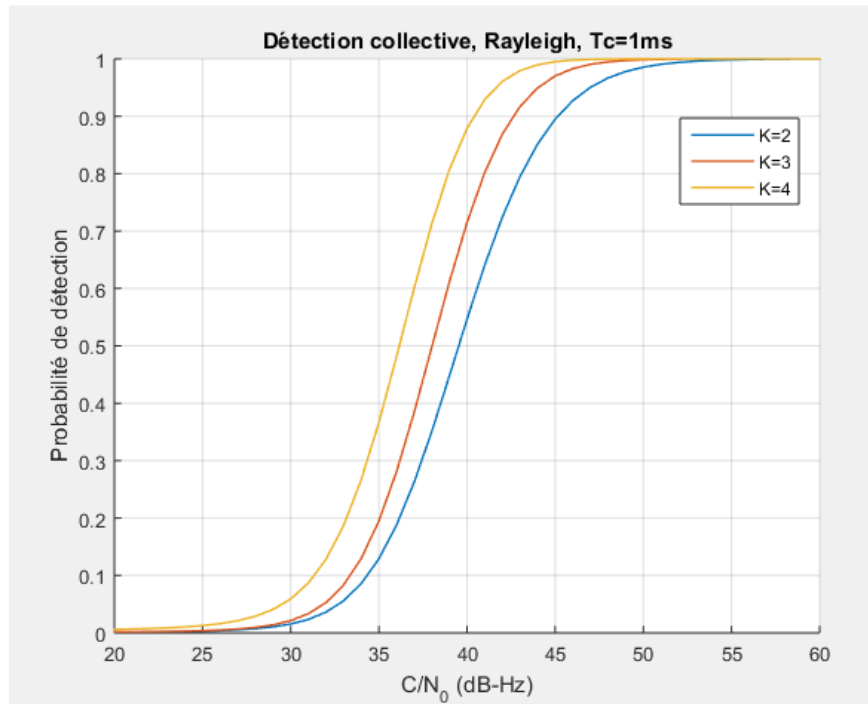


Figure IV.13: Rayleigh : Probabilité de détection (détection collective)

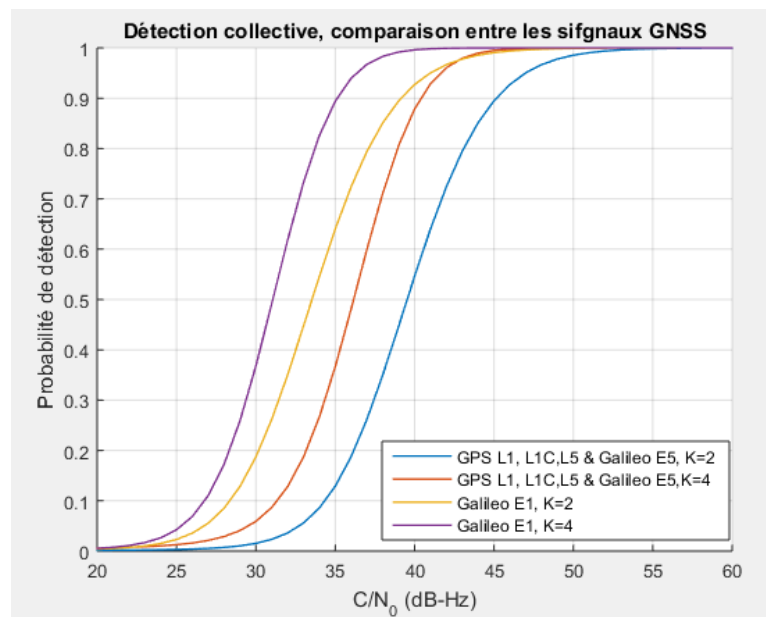


Figure IV.14: Rayleigh : Comparaison entre les signaux GNSS (détection collective)

IV.3.3 Acquisition par la détection collective et la détection adaptative

CFAR :

Nous utilisons la même structure proposée précédemment mais en considérant un canal de Rayleigh. Cette fois ci, les cellules de référence contiennent du bruit distribué suivant la loi Gamma soit $f_{0,DC}(s)$ (équation IV.46) et la cellule sous test contient une variable aléatoire distribuée suivant la loi $f_{1,DC}(s)$ (équation IV.46). La somme des variables contenues dans les cellules de référence Z est cette fois ci la somme de M variables distribuées suivant Gamma aux paramètres $\left(\frac{1}{2\sigma_n^2}, K\right)$. D'après, Z suivra aussi la loi

Gamma aux paramètres $\left(\frac{1}{2\sigma_n^2}, KM\right)$, soit :

$$f_z(z) = \frac{1}{\Gamma(KM)(2\sigma_n^2)^{KM}} z^{KM-1} e^{-\frac{z}{2\sigma_n^2}} \quad \text{IV.50}$$

La probabilité de fausses alarmes est donnée par [42] :

$$P_{fa} = P(s > TZ, H_0) = \int_0^{+\infty} f_z(Z) \int_{TZ}^{+\infty} f_{0,DC}(s) ds dz \quad \text{IV.51}$$

En remplaçant les deux densités $f_z(z)$ et $f_{0,DC}(s)$ nous obtiendrons :

$$P_{fa} = \int_0^{+\infty} \frac{1}{\Gamma(kM)(2\sigma_n^2)^{kM}} \cdot z^{kM-1} \cdot \exp\left[-\frac{z}{2\sigma_n^2}\right] \int_{TZ}^{+\infty} \frac{1}{\Gamma(k)(2\sigma_n^2)^k} \cdot s^{k-1} \cdot \exp\left[-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right] ds dz \quad \text{IV.52}$$

En comparant avec le cas du canal AWGN nous constatons que c'est la même intégration puisque sous l'hypothèse nulle le signal est absent, nous obtiendrons alors :

$$P_{fa} = \sum_{i=0}^{k-1} \frac{1}{i!} \frac{\Gamma(kM+i)}{\Gamma(kM)} \cdot T^i (1+T)^{-(kM+i)} \quad \text{IV.53}$$

La probabilité de détection est la probabilité que le signal contenu dans la cellule sous test caractérisé par la distribution $f_{0,DC}(s)$ dépasse le seuil évalué à partir des

échantillons contenus dans les cellules de référence caractérisés par la distribution $f_z(z)$ donnée par :

$$P_d = P(s > TZ, H_1) = \int_0^{+\infty} f_z(Z) \int_{TZ}^{+\infty} f_{1,DC}(s) ds dz \quad \text{IV.54}$$

En remplaçant les deux distributions :

$$P_d = \int_0^{+\infty} \frac{1}{\Gamma(KM)(2\sigma_n^2)^{KM}} z^{KM-1} e^{-\frac{z}{2\sigma_n^2}} \int_{TZ}^{+\infty} \frac{1}{\Gamma(K) \left(2\sigma_n^2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c\right)\right)^K} S^{K-1} e^{-\frac{s}{2\sigma_n^2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c\right)}} ds dz \quad \text{IV.55}$$

La deuxième intégrale dans cette formule est la probabilité de détection sans utiliser le CFAR en remplaçant le seuil par TZ, en la remplaçant par le résultat obtenu précédemment, nous aurons :

$$P_d = \int_0^{+\infty} \frac{1}{\Gamma(KM)(2\sigma_n^2)^{KM}} z^{KM-1} e^{-\frac{z}{2\sigma_n^2}} \sum_{i=0}^{K-1} \frac{1}{i!} \left(\frac{\beta}{2\sigma_n^2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c\right)} \right)^i \cdot e^{-\frac{\beta}{2\sigma_n^2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c\right)}} dz \quad \text{IV.56}$$

Pour évaluer cette intégrale, nous allons l'évaluer pour différentes valeurs de K (à cause de la sommation) puis essayer d'avoir une formule générale :

$$I = \sum_{i=0}^{K-1} \frac{1}{i!} \left(\frac{TZ}{2\sigma_n^2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c\right)} \right)^i \cdot e^{-\frac{TZ}{2\sigma_n^2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c\right)}} \quad \text{IV.57}$$

Soit : $K=1$

Nous aurons :

$$I = e^{-\frac{TZ}{2\sigma_n^2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c\right)}} \quad \text{IV.58}$$

On remplace dans la probabilité de détection :

$$\begin{aligned}
 P_{d1} &= \int_0^{+\infty} \frac{1}{\Gamma(M)(2\sigma_n^2)^M} z^{M-1} e^{-\frac{z}{2\sigma_n^2}} \cdot e^{-\frac{Tz}{2\sigma_n^2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c\right)}} dz \\
 &= \frac{1}{\Gamma(M)(2\sigma_n^2)^M} \int_0^{+\infty} z^{M-1} \cdot e^{-\frac{1}{2\sigma_n^2} \left[1 + \frac{T}{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c\right)}\right] z} dz
 \end{aligned}
 \tag{IV.59}$$

Sachant que $\int_0^{\infty} X^n e^{-ax} = \frac{n!}{a^{n+1}}$ nous aurons :

$$P_{d1} = \left(1 + \frac{T}{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c\right)} \right)^{-M}
 \tag{IV.60}$$

Nous procédons de la même manière pour obtenir les probabilités pour les cas K=2,3,4. En analysant les formules obtenues, nous pouvons généraliser la formule par :

$$P_d = \sum_{i=0}^{k-1} \frac{1}{i!} \frac{\Gamma(kM+i)}{\Gamma(kM)} \cdot \left[\frac{T}{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c\right)} \right]^i \left(1 + \frac{T}{\left(1 + \frac{1}{2} \frac{C}{N_0} T_c\right)} \right)^{-(kM+i)}
 \tag{IV.61}$$

La figure IV.15 présente la probabilité de détection en fonction du rapport CNR en utilisant la technique de la détection collective adaptative dans un canal de Rayleigh, tout en illustrant l'influence du nombre de cellule M dans un détecteur CFAR. Nous remarquons un léger écart de performance, où, l'augmentation de nombres de cellules améliore la performance de détection ; pour M=8 une probabilité de détection de 0.7 correspond à un CNR=43 dB-Hz et à CNR= 42 dB-Hz pour M=64.

La figure IV.16 illustre l'influence du nombre de satellites k sur la détection collective adaptative dans un canal de Rayleigh pour M=64, en se penchant sur la probabilité de détection en fonction du rapport CNR, nous remarquons qu'une valeur de probabilité de détection de 0.8 correspond à CNR=48 dB-Hz dans le cas de deux (02) satellites et à seulement CNR=41 dB-Hz pour quatre (04) satellites, d'om l'on se prononce que le nombre

de satellites influe sur la performance de la détection collective adaptative ; plus de satellites, une meilleure détection.

La figure IV.17 fournit une comparaison entre la détection conventionnelle, la détection collective à seuil fixe et la détection collective adaptative dans un canal de Rayleigh pour $k=3$ et $M=64$. Nous remarquons que la détection collective et la détection collective adaptative possèdent des performances qui sont presque équivalentes, une petite différence est notable, la détection collective à seuil fixe se démarque légèrement. Cependant ces deux techniques de détection sont clairement plus performantes que la détection conventionnelle, pour une probabilité de détection d'une valeur de 0.9, nous notons un CNR de 51 dB-Hz pour la détection conventionnelle et un CNR de moins de 43 dB-Hz pour les deux détections collectives.

La figure IV.18 présente une comparaison entre les signaux GPS L1, L1C, L5, Galileo E5 et le signal Galileo E1 en utilisant la détection collective adaptative dans un canal de Rayleigh. Nous remarquons que le signal Galileo E1 est plus performant comparé aux signaux GPS L1 L1C L5, Galileo E5. Une probabilité de détection de 0.7 Correspond à un CNR=34 dB-Hz pour Galileo E1 contre un CNR à 40 dB-Hz pour les signaux GPS L1 L1C LL5, Galileo E5.

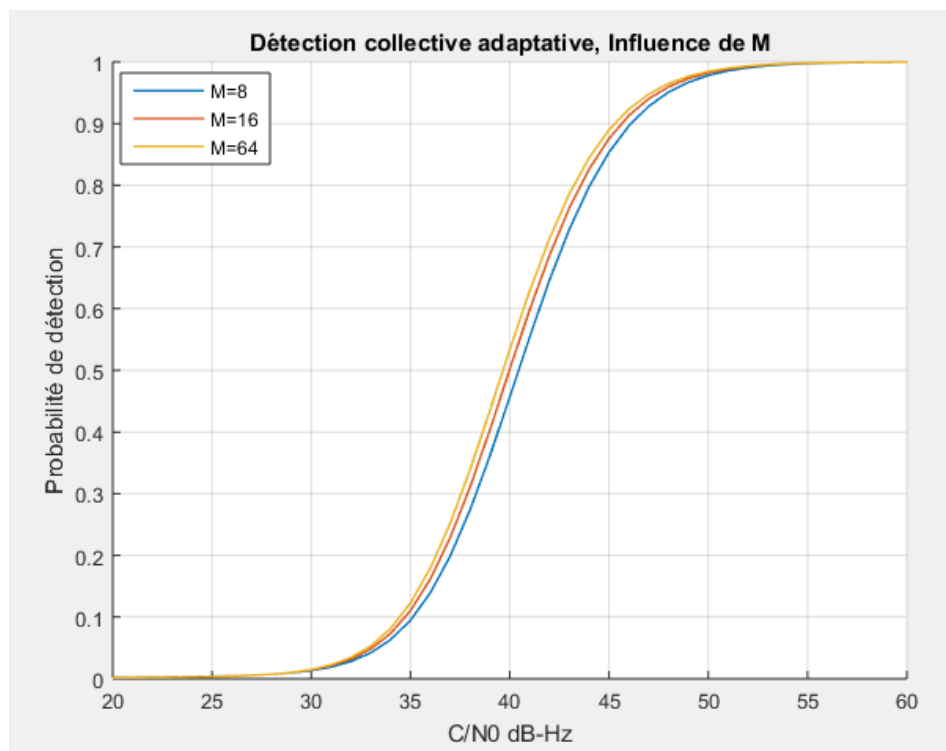


Figure IV.15: Rayleigh : Influence de M sur la Probabilité de détection pour $k=2$ dans le cas de la détection collective adaptative CFAR

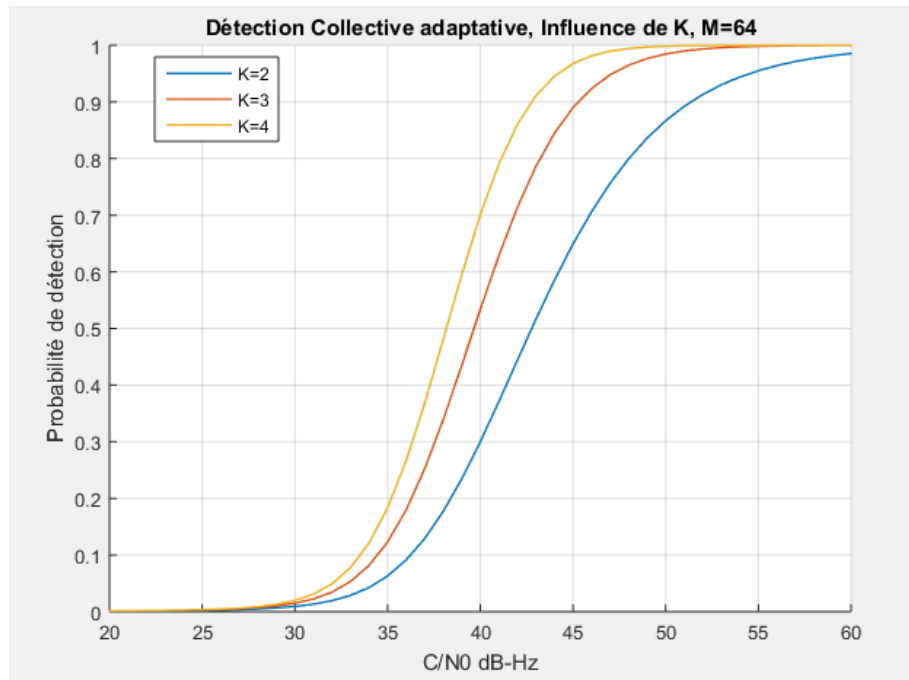


Figure IV.16: Rayleigh : Influence de K sur la Probabilité de détection pour M=64 dans le cas de la détection collective adaptative CFAR

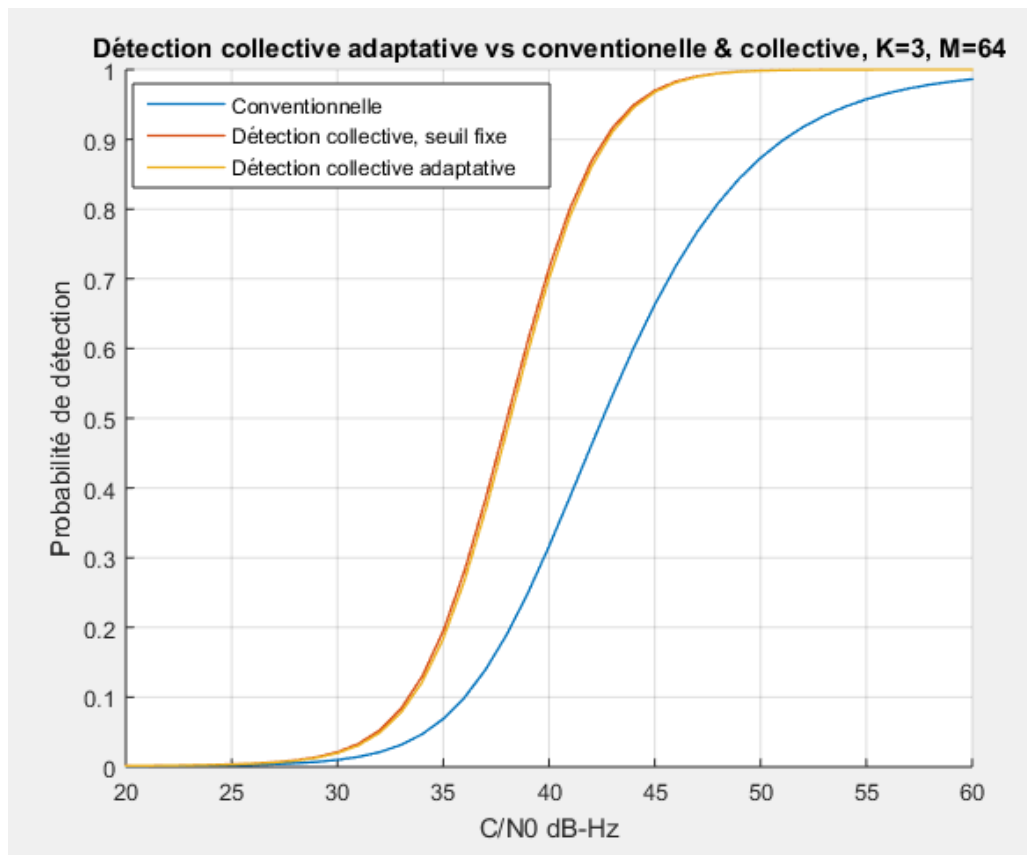


Figure IV.17: Rayleigh : comparaison entre la détection conventionnelle, collective à seuil fixe et collective adaptative

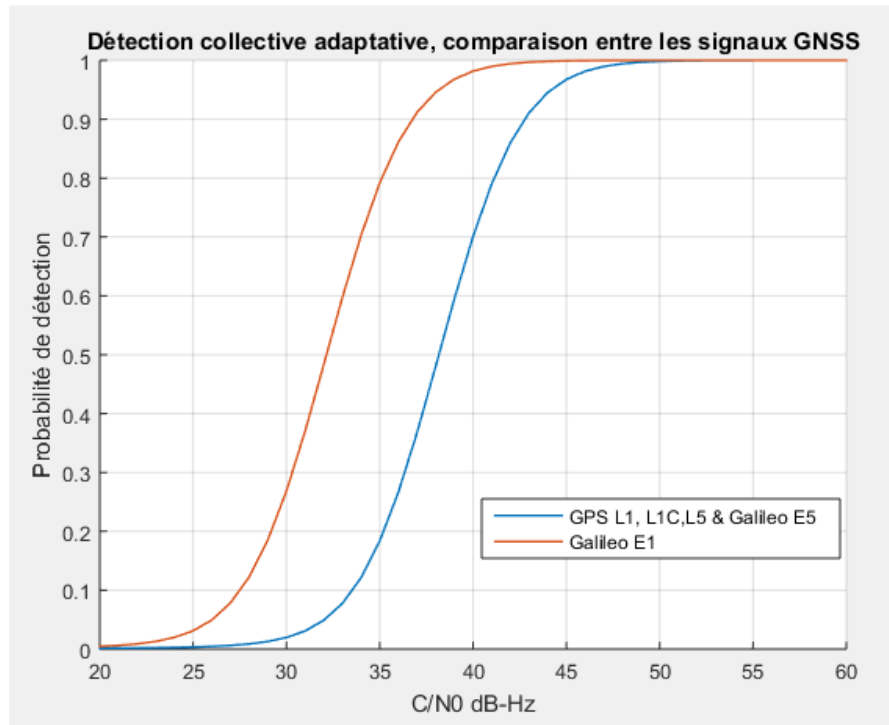


Figure IV.18: Rayleigh : comparaison entre les signaux GPS L1, L1C, L5 et Galileo E5

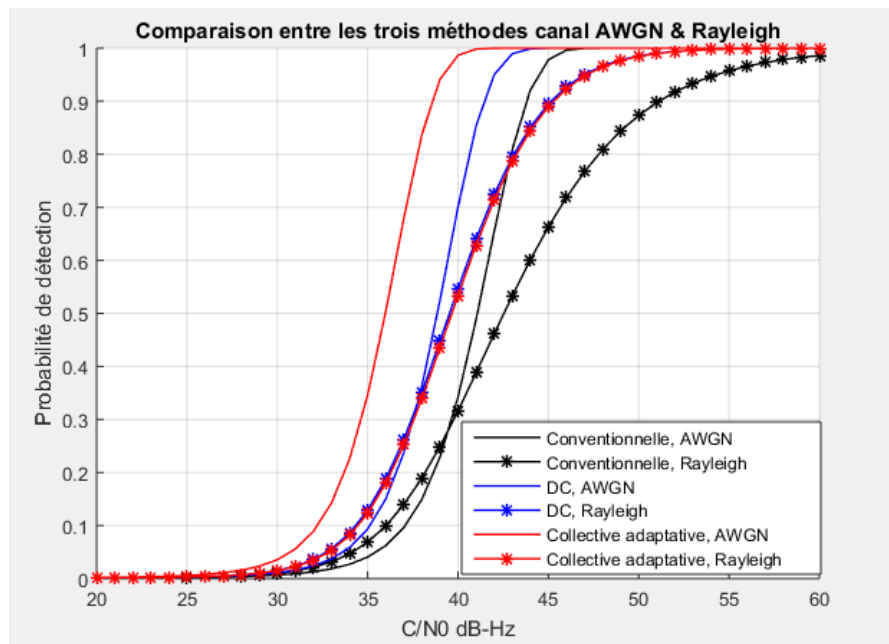


Figure IV.19: Comparaison générale entre les trois méthodes de détection dans un canal AWGN et un canal de Rayleigh

La figure IV.19 présente une comparaison générale entre les trois techniques de détections ; la détection conventionnelle, la détection collective et la détection collective adaptative dans les deux canaux AWGN et Rayleigh.

AWGN : dans un canal AWGN, en termes de performance, en première place nous trouvons la détection collective adaptative, en deuxième position, la détection collective à seuil fixe et en dernier la détection conventionnelle.

Rayleigh : dans un canal de Rayleigh, la détection collective à seuil fixe affiche la meilleure performance, la détection conventionnelle adaptative est en deuxième position, quant à la détection conventionnelle, elle possède la moindre performance.

IV.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, en considérant un canal AWGN et un canal de Rayleigh, nous avons effectué la description statistique de l'acquisition, développé les formules des probabilités de détection et de fausses alarmes en utilisant trois techniques de détection : la détection conventionnelle, la détection collective à seuil fixe et la détection collective adaptative.

Après avoir appliqué ces trois méthodes pour la détection d'un signal GPS L1, nous concluons que :

- ✓ Dans un canal AWGN, la méthode la plus performante est la détection collective adaptative suivie par la détection collective à seuil fixe, puis en dernière position se trouve la détection conventionnelle.
- ✓ Dans un canal de Rayleigh, la détection collective à seuil fixe affiche la meilleure performance, la détection conventionnelle adaptative se retrouve donc en deuxième position, suivie de la détection conventionnelle.
- ✓ L'augmentation du nombre de satellites améliore automatiquement la performance de détection.

Après une comparaison effectuée entre les signaux Galileo E1 et GPS L1 L1C L5, Galileo E5 nous concluons que :

Le signal le plus robuste face aux multi trajets est le signal Galileo E1.

CONCLUSION GENERALE & PERSPECTIVES

1. Conclusion générale

Dans le domaine aéronautique, la navigation par satellite, communément désignée sous le nom de GNSS (Global Navigation Satellite System), est devenue une composante cruciale pour garantir la sécurité et la précision des vols. Le GNSS permet aux aéronefs de déterminer leur position, leur vitesse et leur altitude en utilisant des signaux émis par un réseau de satellites en orbite autour de la terre. Cependant, au cœur de cette technologie se trouve une étape fondamentale : l'acquisition du signal. C'est cette phase critique qui ouvre la porte à la détection du signal GNSS, et elle est d'autant plus cruciale dans le contexte aéronautique, où la fiabilité de la navigation est une priorité absolue.

L'acquisition du signal GNSS constitue un point de départ essentiel pour les récepteurs embarqués à bord des aéronefs, car elle permet d'initier le processus de localisation et de navigation. Cependant, cette étape est confrontée à des défis significatifs en raison des phénomènes de propagation que rencontrent les signaux GNSS au cours de leur trajet depuis l'espace jusqu'au récepteur au sol. Ces phénomènes de propagation, peuvent entraîner une dégradation du signal GNSS.

Pour pallier ces effets indésirables et garantir une meilleure détection des signaux GNSS dans le domaine aéronautique, une approche novatrice s'est développée : la détection collective. Cette stratégie repose sur la combinaison et la synchronisation de plusieurs récepteurs GNSS, permettant ainsi d'améliorer la robustesse et la fiabilité de l'acquisition du signal, même en présence de conditions de propagation défavorables. La détection collective représente un jalon essentiel pour optimiser la précision de la navigation aérienne, renforçant ainsi la sécurité des vols et la confiance dans le GNSS en tant que système de référence pour la navigation aéronautique.

Nous avons effectué une étude analytique se basant sur un développement mathématique et une simulation Matlab visant à comparer les différentes approches de détection ; détection conventionnelle, détection collective et détection collective adaptative pour les différents signaux GNSS

La performance de la détection collective est influencée par le nombre de satellites K , l'augmentation de ce dernier améliore la performance de détection. Pour la détection

collective adaptative, la performance est influencée par deux paramètres, le nombre de satellites K et le nombre des cellules CFAR M également.

Il y a une amélioration considérable quant à la performance de détection en utilisant les structures proposées, en effet dans un canal AWGN, nous avons jugé la détection conventionnelle comme étant la moins performante, la détection collective adaptative est jugée être la plus performante avec un gain en CNR de 6 dB-Hz.

Dans un canal de Rayleigh, la détection collective est la technique la plus performante avec un gain en CNR de 8 dB-Hz, la détection conventionnelle est jugée avoir la moindre performance.

Les résultats obtenus dans les simulations montrent que la technique proposée va assurer une meilleure détection et donc une meilleure acquisition des signaux GNSS, notamment les signaux GPS et Galileo, d'où l'on conclut qu'il serait plus convenant d'utiliser la détection collective dans un canal multitrajet où le signal est confronté à plusieurs défis et perturbations afin d'atténuer ses effets.

2. Perspectives

Ce travail nous a permis de nous enrichir intellectuellement et d'approfondir nos connaissances sur le système GNSS. Nous proposons alors les axes suivants pour d'éventuels futurs travaux :

- ◆ Effectuer le même travail pour un canal de Rice.
- ◆ Etudier un des algorithmes proposés dans la littérature pour la détection collective en utilisant une station de référence tel que SECA.
- ◆ Valider les résultats obtenus dans ce travail par des simulations de Monte Carlo.

ANNEXE III.1 : LES CANAUX MULTITRAJETS

Le canal le plus souvent utilisé par les signaux GNSS est le canal à bruit additif gaussien AWGN (Additive White Gaussian Noise), qui considère le bruit généré au niveau du récepteur comme une composante du signal utile. Cependant, le milieu de propagation des ondes électromagnétiques comporte souvent plusieurs obstacles nuisant à la transmission de l'information. Ceux-ci peuvent être d'origine physique tel que les édifices, montagnes, gratte-ciel ou encore le sol. Ces obstacles causent des diffractions, réflexions et réfractions des ondes contribuant à la dégradation du signal émis. Un canal multitrajet est caractérisé par la propagation de plusieurs ondes dans l'espace entre l'émetteur et le récepteur. Ainsi, le signal reçu est composé de la somme de 1' onde transmise et des ondes réfléchies.

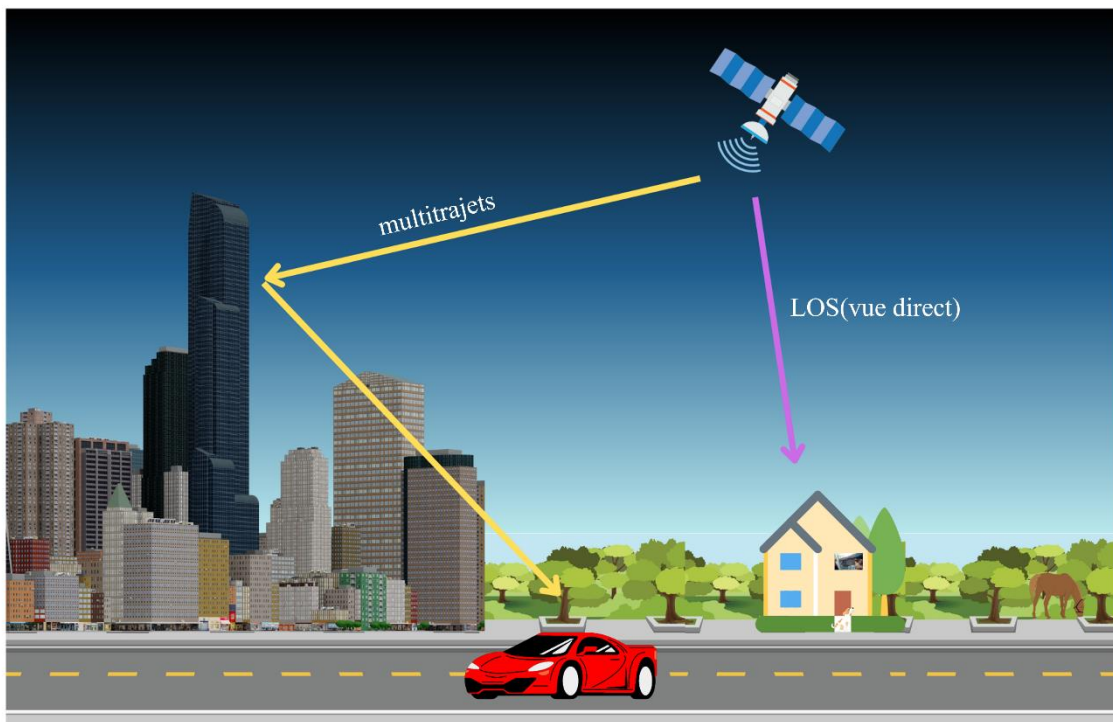


Figure (III.1) : LOS et multitrajets.

Plusieurs types de canaux multitrajets furent développés afin de considérer les différents milieux de propagation existants. Deux de ces canaux, le canal de Rice et le canal de Rayleigh, sont présentés dans cette section.

I. CANAL DE RICE

Le canal de Rice est caractérisé par une vue directe (LOS : line of sight) et par la propagation d'une onde dominante (directe) et de plusieurs ondes réfléchies entre l'émetteur et le récepteur. [24]

Le comportement statistique de l'enveloppe du signal reçu est exprimé par la loi de Rice. Celle-ci est décrite par la fonction de densité de probabilité $P(x)$ suivante :

$$P_x(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(x^2 + \mu^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{x\mu}{\sigma^2}\right) \quad x \geq 0 \quad (\text{III.1})$$

Où x est l'enveloppe du signal reçu, μ^2 est la puissance moyenne de la composante directe, σ^2 est la puissance moyenne des composantes réfléchies et I_0 est la fonction de Bessel du premier ordre modifié.

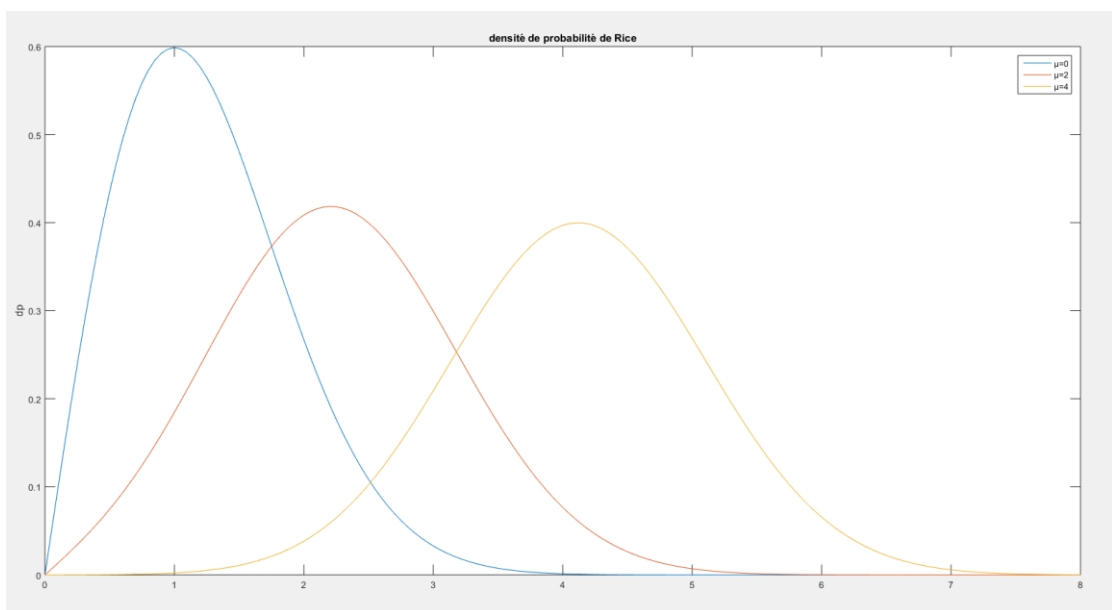


Figure (III.2) : densité de probabilité de Rice

Le canal de Rice est caractérisé par le paramètre K , qui peut s'interpréter comme le rapport entre la puissance du signal dominant et la puissance des multi trajets :

$$k(\text{dB}) = 10 \log\left(\frac{\mu^2}{E\{x^2\}}\right) = 10 \log\left(\frac{\mu^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{III.2})$$

Dans ce cas, il est appelé le paramètre de Rice et il prend une valeur positive qui varie entre 0 et $+\infty$.

II. CANAL DE RAYLEIGH

Le canal de Rayleigh est un cas particulier du canal de Rice par le fait qu'il ne comporte pas de composante dominante. Ainsi, l'enveloppe du signal résultant comporte seulement des composantes réfléchies. Ce canal caractérise essentiellement les milieux urbains, où le signal reçu est composé des réflexions du signal émis sur les édifices et les gratte-ciels. De ce fait, en partant de la formule (III.1) et en éliminant la composante directe μ , on obtient la loi de Rayleigh. L'enveloppe du signal résultant est obtenue par la fonction de densité de probabilité suivante [24] :

$$P_x(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad x \geq 0 \quad (\text{III.3})$$

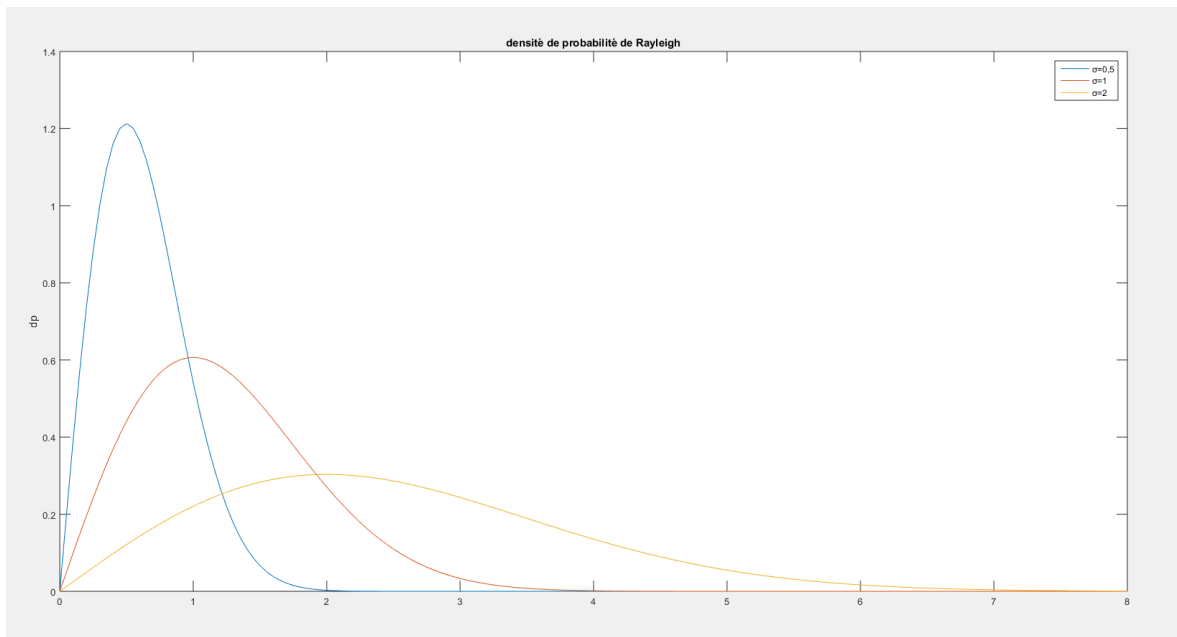


Figure (III.3) : densité de probabilité de Rayleigh.

Dans ce cas le paramètre k qui est donc appelé paramètre de Rayleigh prend une valeur de $k=0$ dû à l'absence de trajet dominant.

ANNEXE III.2 : CRITERES DE DECISION

Le principe de la détection dans un récepteur GNSS utilise les bases de la détection binaire, ce type de détection est basé sur une décision donnant deux hypothèses correspondant à la présence ou l'absence du satellite. Si $y(t)$ est le signal reçu et traité par le récepteur noyé dans un bruit Gaussien $n(t)$, l'ensemble des valeurs possibles pour $y(t)$ forme l'espace d'observation appelé Ω . L'espace d'observation est divisé en deux sous espaces complémentaires Ω_0 et Ω_1 . A la sortie de l'acquisition, une décision est faite à partir de l'espace d'observation comme suit:

- Si $y \in \Omega_1$ le récepteur prend comme décision l'hypothèse H_1 qui correspond à la présence du signal.
- Si $y \in \Omega_0$ le signal utile est déclaré absent ; l'hypothèse H_0 est la décision prise.

Les décisions prises sur H_0 et H_1 sont caractérisées par les fonctions de densités de probabilité de 'y' qui sont respectivement $p(y/H_0)$ et $p(y/H_1)$. La règle de décision est établie suivant un critère de décision, dans ce qui suit nous présentons quelques critères utilisés dans le domaine de la détection. [34]

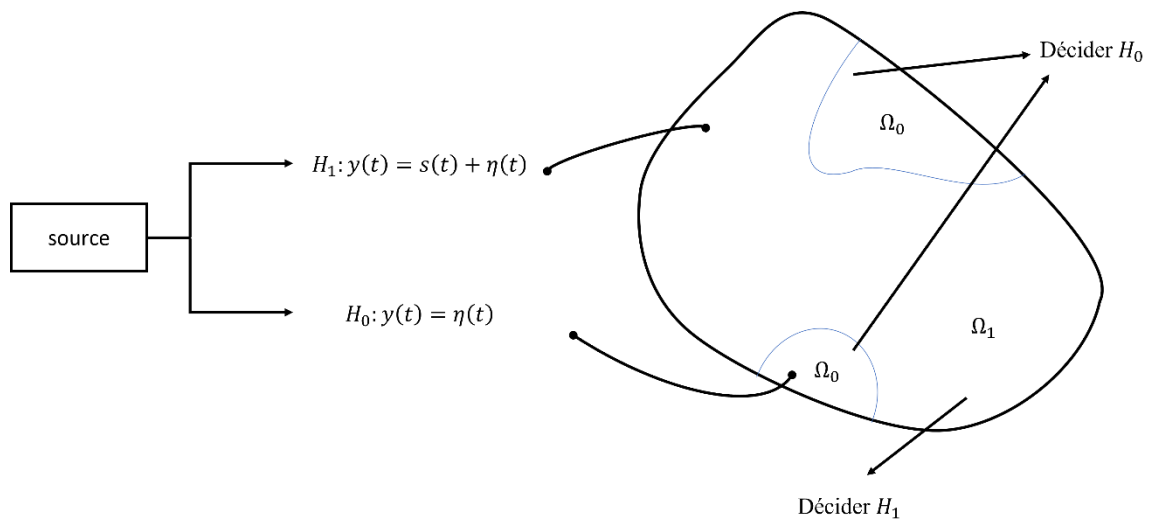


Figure III.1 : Espace de décision en détection binaire

Critère de Bayes

Un test bayésien est un test qui établit des règles de décision en associant à chaque décision un coût C_{ij} qui peut être une pénalité ou une récompense. C_{ij} Correspond au coût de décider H_i quand H_j est correcte. L'application du test de Bayes nécessite la connaissance des probabilités appelées les probabilités à priori $P_r(H_0) = P_0$ et $P_r(H_1) = P_1$ des deux

hypothèses H_0 et H_1 qui sont les probabilités de la réalisation de chaque hypothèse. La définition des deux zones Ω_0 et Ω_1 est faite en minimisant le coût moyen donné par :

$$C = C_{00}P\{D_0, H_0\} + C_{10}P\{D_1, H_0\} + C_{01}P\{D_0, H_1\} + C_{11}P\{D_1, H_1\} \quad (\text{III.4})$$

La probabilité $P\{D_i, H_j\}$ est la probabilité de décider H_i alors que H_j est correcte. Elle est définie comme la probabilité pour que y appartienne à la région Ω_i où normalement l'hypothèse H_i est prise sachant que la vraie hypothèse est H_j elle est donnée par :

$$P\{D_i, H_j\} = P\{D_i|H_j\}P(H_j) = P\{y \in \Omega_i|H_j\}P(H_j) \quad (\text{III.4})$$

$$= P(H_j) \int_{\Omega_i} P_{y/H_j}(y|H_j) dy \quad (\text{III.5})$$

Après quelques manipulations faite par [34] nous aurons :

$$C = C_{00}P(0) \int_{\Omega_0} P_{y/H_0}(y|H_0) dy + C_{10}P(0) \int_{\Omega_1} P_{y/H_0}(y|H_0) dy + \quad (\text{III.6})$$

$$C_{01}P(1) \int_{\Omega_0} P_{y/H_1}(y|H_1) dy + C_{11}P(1) \int_{\Omega_1} P_{y/H_1}(y|H_1) dy$$

Dans la détection binaire le récepteur décide la présence ou l'absence du signal, ce qui implique que les deux sous-ensembles Ω_0 et Ω_1 sont complémentaires, cela implique :

$$\int_{\Omega_1} P_{y/H_1}(y|H_1) dy = 1 - \int_{\Omega_0} P_{y/H_0}(y|H_0) dy \quad (\text{III.7})$$

Le coût devient alors :

$$C = C_{11}P_1 + C_{10}P_0 + \int_{\Omega_0} \left(P_1(C_{01} - C_{11})P_{y/H_1}(y|H_1) - P_0(C_{10} - C_{00})P_{y/H_0}(y|H_0) \right) dy \quad (\text{III.8})$$

Pour minimiser le coût de l'équation (II.32) nous devons minimiser l'intégrale puisque les deux premiers termes de l'équation sont indépendants de l'espace Ω_0 , sont fixes et sont supposés être connu à priori, donc la condition pour avoir un coût minimal est :

$$\text{Sous l'hypothèse } H_1: \frac{P_{y/H_1}(y|H_1)}{P_{y/H_0}(y|H_0)} > \frac{P_0(C_{10} - C_{00})}{P_1(C_{01} - C_{11})}$$

$$\text{Sous l'hypothèse } H_0: \frac{P_{y/H_1}(y|H_1)}{P_{y/H_0}(y|H_0)} < \frac{P_0(C_{10}-C_{00})}{P_1(C_{01}-C_{11})}$$

On note que le rapport $\frac{P_{y/H_1}(y|H_1)}{P_{y/H_0}(y|H_0)}$ est appelé le rapport de vraisemblance.

En conclusion, le test de Bayes revient simplement à comparer le rapport des fonctions de densités de probabilité sous les deux hypothèses H_0 et H_1 à un seuil $\gamma = \frac{P_0(C_{10}-C_{00})}{P_1(C_{01}-C_{11})}$ ce seuil ne peut être déterminé sans la connaissance des probabilités à priori P_0 et P_1 .

Critère de Neyman – Pearson :

Les méthodes bayésiennes nécessitent de connaître les probabilités a priori pour déterminer le seuil de détection, ainsi que les coûts associés aux décisions prises, il est souvent difficile d'attribuer des coûts réalistes et des probabilités a priori. Contrairement au test présenté précédemment, le test de Neyman Pearson agit directement sur les performances du détecteur modélisé par les probabilités de détection P_d , de fausse alarme P_{fa} et de la non-détection P_m . En effet, on peut chercher le test qui produit la probabilité de fausse alarme P_{fa} aussi petite que possible et la probabilité de détection P_d aussi grande que possible, c'est ce principe qu'utilise le critère de Neyman-Pearson, il tente de maximiser la probabilité P_d de détection sous la contrainte que la probabilité de fausses alarmes P_{fa} qui devrait maintenir une valeur au-dessous d'une valeur admissible : fixant : $P_{fa} \leq \alpha$. Le problème se réduit à un problème d'optimisation, une fois résolu les formules suivantes sont obtenues [34] :

$$\text{Sous l'hypothèse } H_0: \frac{P_{y/H_1}(y|H_1)}{P_{y/H_0}(y|H_0)} < \lambda$$

$$\text{Et pour l'hypothèse alternative } H_1: \frac{P_{y/H_1}(y|H_1)}{P_{y/H_0}(y|H_0)} > \lambda$$

Le facteur λ est choisi de telle sorte à satisfaire la contrainte $P_{fa} = \alpha$. En conclusion, le test de Neyman-Pearson revient à comparer le rapport de vraisemblance à un seuil qui est déterminé en fonction de la probabilité de fausses alarmes fixée à une valeur admissible afin de maximiser la probabilité de détection.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [01]. Sarab Tay, « Analyse et modélisation de l'utilisation de signaux GNSS en environnement marin », Traitement du signal et de l'image. Télécom Bretagne, Université de Rennes 1, 2012.
- [02]. Site officiel de l'Agence spatiale européenne <https://gssc.esa.int>
- [03]. Eric Bottlaender, « GLONASS : le GPS à la Russe », 01 Avril 2021
- [04]. <https://www.futura-sciences.com/sciences/definitions/univers-galileo-2439/>
- [05]. Site officiel « Indian Space Research Organization, Department of Science” https://www.isro.gov.in/IRNSS_Programme.html
- [06]. Document officiel confidentiel de l'Union internationale des télécommunications rapport 766-2 annexe 1
- [07]. « Modernisation du Nova Scotia Coordinate Reference System », Service Nouvelle-Écosse
- [08]. NOAA (National Oceanic and Atmospheric Administration), “Guidelines for New and Existing Continuously Operating Reference Stations (CORS), NGS, NOS, NOAA”, Silver Spring, Février 2006
- [09]. National Oceanic and Atmospheric Administration, “National Geodetic Survey National Ocean Survey”, Silver Spring, 2006.
- [10]. *Lt. Richard P. Floyd, NOAA Manual NOS NGS 1. “Geodetic Bench Marks”*, U.S. Department of Commerce. National Ocean Survey, Rockville, 1978.
- [11]. (Navigation_ Science and Technology 6) Zheng Yao, Mingquan Lu - Next-Generation GNSS Signal Design_ Theories, Principles and Technologies-Springer Singapore_Springer (2021)

- [12]. Peter J.G. Teunissen, Oliver Montenbruck-Springer Handbook of Global Navigation Satellite Systems-Springer, 2017
- [13]. Jari Nurmi, Elena Simona Lohan, Stephan Sand, Heikki Hurskainen (eds.) “Signals and Communication Technology 182 - GALILEO Positioning Technology-Springer”, Netherlands, 2015
- [14]. Bashir Ahmed Saddiqui, “Simulink-based acquisition unit for galileo E1”, Tampere university of technology
- [15]. Dehouche Siham, Cours GPS, Institut d’Aeronautique et des Etudes Spatiales, Blida, 2022
- [16]. Shaik Fayaz Ahmed, “Power Spectral Density Characteristics Of L1C GPS Signal” , Department of ECE, VRSEC, India-International Journal of Signal Processing Systems Dec 2017
- [17]. Site officiel de Michibiki (quasi-zenith satellite system) <https://qzss.go.jp>
- [18]. “MBOC: the new optimized spreading modulation recommended for GALILEO L1 OS and GPS L1C”, January 2006
- [19]. Roger Canalda Pedrós, “GALILEO SIGNAL GENERATION - SIMULATION ANALYSIS-“, University of limerick, Avril 2009
- [20]. Site officiel du GPS americain <https://Gps.gov>
- [21]. JOURNAL OFFICIEL DE LA REPUBLIQUE ALGERIENENE N°21 ET N°73 lois et décrets
- [22]. [Dinesh Manandhar](#), [Ryosuke Shibasaki](#), [Yongcheol Suh](#) , “GPS Signal Acquisition and Tracking-An Approach towards Development of Software-based GPS Receiver”, université de Tokyo, Janvier 2006

- [23]. Paulo Alexandre Ferreira Esteves, “Techniques d’acquisition à haute sensibilité de signaux GNSS », thèse de Doctorat, Institut supérieur de l’Aéronautique et de l’espace, université de Toulouse, Mai 2014
- [24]. Joon Wayne cheong, Andrew G.Dempster, Chris Rizos, “hybrid of collective detection with conventional detection for weak signal acquisition international global navigation satellite systems”, society IGNSS symposium university of new south Wales, Australia , 2011
- [25]. Elina Pajala “code frequency acquisition algorithms for BOC modulated CDMA signals with applications in Galileo and GPS systems” master of science 2005
- [26]. Md.Farzan Samad “effect of MBOC modulation on GNSS acquisition stage” Master of science, thesis 2009
- [27]. Lakel Bilal Nabil “ Etude, comparaison et implémentation des détecteurs dédiés à l’acquisition d’un signal GNSS » Institut d’aéronautique et des études spatiales, 2019.
- [28]. Dehouche Sihem, « Contribution à l’amélioration des systèmes d’acquisition et de synchronisation d’un signal GNSS par CFAR », thèse de doctorat, Institut d’aéronautique et des études spatiales, Blida, 2019.
- [29]. Whristian Walck, “handbook for statistical distributions for experimentalists”, 2007
- [30]. Probability for Electrical and Computer Engineers- Charles W.Therrien- Murali Tummala- CRC PRESS-2004.
- [31]. Signal Detection and Estimation, Second Edition Mourad Barkat a rtechhouse 2005.
- [32]. Statistical Methods and Concepts- Mihir Nath Das.

- [33]. Direct Evaluation Of Radar Detection Probabilities- XIU-Ying Bou-N.Morinaga-T. Namekawa-1987 IEEE.
- [34]. Benyoub Mohammed Ibrahim, Bengana Miloud, « L'utilisation de la détection adaptative CFAR pour l'acquisition du signal Galileo E1 », Institut d'Aéronautique Et Des Etudes Spatiales, Blida, 2022.
- [35]. Solutions to Integrals Involving the Marcum Q-Function and Applications Paschalis C. Sofotasios, Sami Muhaidat, George K. Karagiannidis and Bayan S.Sharif ,2015.
- [36]. Daniele Brio, "A statistical theory for GNSS signal acquisition", thèse de doctorat, Polytechnique de Turin 2008
- [37]. Hansen, V. G., and J. H. Sawyers, "Detectability Loss Due to Greatest of Selection in a Cell-Averaging CFAR," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-16, January 1980, pp. 115–118.
- [38]. Weiss, M., "Analysis of Some Modified Cell-Averaging CFAR Processors in Multiple Target Situations," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-14, No. 1, 1982, pp. 102–114.
- [39]. Hermann Rohling, "Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations", DOI: 10.1109/TAES.1983.309350, IEEE, 1983.
- [40]. Albert H. Nuttall, "some integrals involving the Q. function", Naval Underwater Systems Center, 1972
- [41]. Charles W.Therrien, Murali Tummala, "PROBABILITY for ELECTRICAL and COMPUTER ENGINEERS", 2005.
- [42]. Xiu-Ying Hou, Norihiko Morinaga, Norihiko Morinaga, "Direct Evaluation of Radar Detection Probabilities", Institut Northwest Telecommunication Engineering Chine, Université d'Osaka, Japan, October 20, 1986.