

RUPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

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



**Université de Blida 1
Institut d'Aéronautique et des Etudes Spatiales
Département : Navigation Aériennes**



**Mémoire de fin d'études
En vue d'obtention
Du diplôme de Master académique en Aéronautique
Spécialité : CNS/ATM**

THEME

**ETUDE COMPARATIVE DES
METHODES D'ACQUISITION
DU SIGNAL E1 OS**

Présenté par :

BENKHEROUF MOHAMED

ZOUBIR WALID

Proposé et suivi par :

Mme: DEHOUCHE .S

ANNEE UNIVERSITAIRE 2014/2015



REMERCIEMENTS



Avec toute modestie nous tenons d'abord à remercier Dieu, le tout puissant de nous avoir donné la foi et de nous avoir permis d'en arriver là.

*Nous remercions tous ceux qui nous ont aidé à la rédaction de ce travail en particulier notre promotrice **Mme Dehouche** pour son encadrement, sa compréhension et sa gentillesse durant tout le long de notre travail.*

Nous tenons à exprimer notre gratitude et notre profond respect :

Au président de jury

Au notre examinateur (examinatrice) d'avoir accepté de juger notre modeste travail.

A tout le personnel de l'université et de 'institut d'aéronautique de Blida, nous les remercions pour leurs soutiens et gentillesse.



DEDICACE

Je commence par rendre grâce à mon dieu pour la patience, la compétence et le courage qu'il m'a donné pour arriver à ce stade

J'ai l'immense plaisir de dédier ce travail à :

Aux personnes qui ont sacrifié leurs vies pour moi, et qui m'ont éclairé le chemin de ma réussite mes très chers parents que le dieu les garde et les protège

A mes chers affectueux frères et sœurs qui m'ont soutenu pendant tout mon cycle d'étude, je vous souhaite une vie pleine de joie et de réussite

A mes chers amis

A mon amie et binôme Walid

A tous mes collègues et toute ma famille

A toute la promotion master 2015

Enfin mes plus vifs remerciements s'adressent aussi à tous ceux qui m'ont aidé, encourager et m'ont soutenue.

BENKHEROUF MOHAMED

DEDICACE

*Je commence par rendre grâce à mon dieu qui nous a
donnés la force, le courage ainsi que la connaissance pour
arriver jusque là.*

Je dédie ce modeste travail à :

Mon très cher père et ma très chère mère

*Mon éducation En témoignage de ma reconnaissance envers
le soutien, les sacrifices et tous les efforts qu'ils ont fait pour
mon éducation ainsi que ma formation*

Mes chers frères et mes chères sœurs

Pour leurs affections, compréhension et patience

Mes chers amis

Mon cher amis et binôme Mohamed

A tous mes collègues et toute ma famille

A toute la promotion master 2015

*Enfin mes plus vifs remerciements s'adressent aussi à
tous ceux qui m'ont aidé, encourager et m'ont soutenue.*

ZOUBIR WALID

TABLE DES MATIERE

RESUMEE

LISTES DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES ABRIVIATIONS

INTRODUCTION GENERALE 1

Chapitre I - Généralités sur les Systèmes de positionnement par satellites-

I.1. Généralités sur les Systèmes de positionnement par satellites2

I.2. Principe de fonctionnement.....2

I.3. Le GPS (Global Positioning System)4

I.3.1.Principe de fonctionnement5

I.3.2. Composition du GPS6

I.3.2.1. Segment spatial6

I.3.2.2. Segment de contrôle6

I.3.2.3- Segment utilisateur6

I.3.3. Le signal GPS7

I.4. Galileo8

I.4.1.Historique8

I.4.2. Les phases de mise en œuvre de Galileo.....9

I.4.2.1. La Phase expérimentale9

I.4.2.2. La phase de validation en orbite (IOV) (quatre satellites)11

I.4.2.3. La phase de capacité opérationnelle complète (FOC)11

I.4.3.Les Segments Galileo11

I.4.3.1.Segment spatial	11
I.4.3.2. Segment sol	13
I.4.3.3. Segment utilisateurs.....	14
I.4.4. Les service du système Galileo	14
I.4.4.1. Le service ouvert	14
I.4.4.2. Le service commercial	14
I.4.4.3. Le service de sûreté de la vie ou Sol	15
I.4.4.4. Le service public réglementé	16
I.4.4.5. Le service de recherche et secours	16
Chapitre II - Etude du signal E1-	
II.1. Introduction	17
II.2 .Les signaux Galileo	17
II.2.1.Plan de fréquences	18
II.2.2. Les fréquences des porteuses	19
II.2. 3. Les Largeurs de bande de Référence de Réception	19
II.2. 4. Technique d'accès multiple	20
II .3. Description des signaux Galileo	21
II.4 La modulation BOC (Binary Offset Carrier)	24
II.4.1. Modulation MBOC	26
II.4.2.Implémentation TMBOC	26
II.4.3.Implémentation CBOC	27
II.5. Le signal E1	28
II.5.1.Description du Signal E1	28

II.5.2. Les code d'étalement du signal E1	30
II.6. La Modulation CASM	32
II.6.1. Le signal L1	32
II.6. 2.Formulation	34
Chapitre III -Acquisition de signal GNSS-	
III.1.Introduction	38
III.2 Principe général de l'étage d'acquisition	38
III. 2 .1.Évaluation de la CAF	40
III. 2.1.1La recherche série	43
III.2.1.2.L'acquisition parallèle dans le domaine temporel	44
III.2 .1.3. Acquisition parallèle dans le domaine fréquentiel	45
III.2.2. L'enveloppe et la moyenne	46
III.2.3. La détection et la décision	47
III.2.4. Multi test et Vérification	47
III.3. Courbes de performances d'un étage d'acquisition.....	47
III.4. Théorie de la détection à seuil fixe	49
III.4. 1.Test du rapport de vraisemblance maximum.....	49
III.4.2. Test du maximum à postériori MAP	50
III.4.3. Test de Bayes.....	51
III.4.4.Test de Neyman Pearson	51
Chapitre IV -Acquisition du signal E1-	
IV.1. Introduction	53
IV.2. Modèle de signal E1	54
IV.3. Acquisition de signal sur canal unique	55
IV.3.1. Acquisition canal unique sans intégration non cohérente	55
IV.3.1.1 Modélisation analytique	57
IV.3.1.2. Résultats de simulation	60
IV.3.2. Acquisition canal unique avec intégration non cohérente	62
IV.3.2.1. Modélisation analytique	62
IV.3.2.2. Résultats de simulation	63
IV.4. Acquisition du signal E1 en combinant les deux canaux	64

IV.4.1. Acquisition non cohérente	64
IV.4.1. 1.Modélisation mathématique	65
IV.4.1.2.Résultats de simulation	67
IV.4.2. Combinaison cohérente avec récupération de signes	69
III.4.2.1. Modélisation mathématique	69
IV.4.2.2. Simulation des résultats	72
IV.5.Comparaison globale des différentes méthodes d'acquisition	74
CONCLUSION GENERALE	77
ANNEXS	
REFERENCE	

Résumé

Le but de ce travail est la modélisation statistique de l'étage de l'acquisition au niveau d'un récepteur Galileo pour le signal OS E1. Pour cela, une étude détaillée mathématiquement simulés en utilisant le logiciel Matlab du signal E1 dédié pour les services OS et SOL est donnée, passée par la modulation CASM utilisée pour transmettre les différents signaux sur la bande L1. Plusieurs méthodes d'acquisition seront étudiées, l'acquisition à canal unique, sans et avec intégration non cohérente, puis la combinaison des deux canaux pilote et données à savoir la non cohérente et cohérente avec récupération de signe, ces méthodes sont étudiées pour évaluer leurs performances de détection par une simulation Matlab des équations de probabilité de détection et fausse alarme. La comparaison entre les différentes performances permettra de conclure quant à la plus efficace.

ملخص :

هذا العمل يهدف إلى النمذجة الإحصائية لعملية اكتساب الشفرة للإشارة OSE1 على مستوى المستقبل Galileo لهذا تطرقنا لدراسة تفصيلية مخصصة لخدمات الإشارة SOL1.OSE1 وذلك بدراسة الترميز CASM المستعمل لإرسال مختلف الإشارات على الشريط L1 , لهذا درسنا العديد من طرق الاكتساب نذكر منها الاكتساب عن طريق قناة واحدة مع التكامل و بدون التكامل غير المترابط. ثم عن طريق مزج القنوات « E1C. E1P » و في هذا المستوى تطرقنا إلى المزج غير المترابط و المترابط باسترجاع الإشارة. قمنا بدراسة هذه الأساليب و محاكاتها برنامج 'Matlab' قصد معرفة امكانيات و احتمالات الكشف المقارنة بين مختلف امكانيات هذه الطرق تسمح لنا بمعرفة الطريقة الأكثر فعالية.

LISTE DES FIGURES

Figure .I.1. Principe de triangulation	4
Figure. I .2 : constellation orbitale du système GPS	5
Figure. I.3. Le signal GPS	7
Figure I.4. GIOVE-A et GIOVE-B	11
Figure. I .5. Constellation des satellites Galileo	12
Figure .I.6. Le segment sol du système Galileo	13
Figure. II.1. Les différents signaux Galileo	17
Figure II.2.Les bandes de fréquence de Galileo.....	18
Figure .II.3. Génération des codes du signal E1	24
Figure II.4 : Représentation d'un code BOC(1,1)	25
Figure II.5 : Fonction d'auto corrélation d'un BOC(1,1)	26
Figure II.6 : Les sous porteuse du signal E1	28
Figure II.7 : Génération du signal E1.	29
Figure II.8 : Spectre du signal E1	32
Figure II.9 : Génération du signal CASM L1	33
Figure III.1: Représentation conceptuelle du procédé d'acquisition	40
Figure III.2 : Schéma conceptuel pour l'évaluation de la fonction d'ambiguïté	42
Figure III.3 : Acquisition en recherche série.....	44
Figure III.4 : L'acquisition parallèle dans le domaine de temps.....	45
Figure III.5 : Schéma d'acquisition parallèle dans le domaine fréquentiel.....	46
Figure III.6 : schéma d'acquisition de base avec intégration cohérente.....	47
Figure III.7 : Schéma général de détection.....	48
Figure III.8 : Les régions de décision	49
Figure IV.1 : schéma d'acquisition avec intégration cohérente	55

Figure IV.2 : Probabilité de détection en fonction du CNR : canal unique	60
Figure IV.3 : Probabilité de détection en fonction de Pfa : canal unique	60
Figure IV.4 : Probabilité de fausses alarmes en fonction du seuil : canal unique	61
Figure IV.5: schéma acquisition avec intégration non cohérente	62
Figure IV.6 : Probabilité de détection en fonction du CNR : canal unique avec intégration non cohérente	63
Figure. IV.7 : Combinaison de deux canaux avec intégration cohérente	64
Figure IV.8: Probabilité de détection en fonction du CNR : acquisition non cohérente	67
Figure IV.9: Probabilité de détection en fonction de pfa : acquisition non cohérente	68
Figure IV.10: Probabilité de fausses alarmes fonction du seuil : acquisition non cohérente ..	68
Figure IV.11 : Combinaison cohérente des canaux avec récupération de signes	69
Figure IV.12: Probabilité de détection fonction du CNR : acquisition cohérente avec récupération de signe	72
Figure IV.13 : Probabilité de détection fonction de pfa : acquisition cohérente avec récupération de signe	73
Figure IV.14 : Probabilité de fausses alarmes fonction du seuil : acquisition cohérente avec récupération de signe	74
Figure IV.15 : Comparaison entre les différentes méthodes d'acquisition	75

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1 : Fréquences des porteuses Galileo	19
Tableau II.2 : Largeurs de la bande de référence de réception des signaux Galileo	19
Tableau II.3: Signaux et services de Galileo	22
Tableau. II.4. périodes et longueurs du code des signaux Galileo	23
Tableau II.5 : Fréquences des codes et sous porteuses du signal E1	30
Tableau II.6 : Taux De Symbole du signal E1	30
Tableau II.7. Les longueurs et les Période de code du signal E1	31
Tableau II.9. la notation hexadécimale du code secondaire du E1C	31

LISTE DES ABRIVIATION

ALT BOC	Alternat Binary Offset Carrier
ARNS	Aeronautical Radio Navigation Service
BOC	Binary Offset Carrier
BOC COS	Binary Offset Carrier with Cosine sub-carrier
BOC SIN	Binary Offset Carrier with Sine sub-carrier
BPSK	Binary Phase Shift Keying
C BOC	Composite Binary Offset Carrier
C/A	Code/Aquisition
C/NAV	Commercial Navigation Message
CAF	Crosse Ambiguity Function
CASM	Coherent Adaptative Sub-carrier Modulation
CDMA	Code Devision Multiple Acces
CE	Comission Européenne
CIO	Conventional International Origin
CS	Commercial Service
DFT	Discret Fourier Transform
DTFT	Discret Time Fourier Transform
EGNOS	Eropean Geostationary Navigation Overlay Service
ESA	Eropean Space Agency
F/NAV	Freely Accesible Navigation Message
FDMA	Frequency Division Multiple Acces
FOC	Fully Operational Capability
GCC	Ground Control Centers
GCS	Ground Control Segment
GIOVE	Galileo In-Orbit Validation System
GLONAS	Global Orbiting Navigation Satellite Système (Russie)
GNSS	Global Navigation Satellite Système
GPS	Global Positioning Système
GSTB	Galileo System Test Bed

I/NAV	Integrity Navigation Message
IOV	In-Orbit Validation
IRNSS	Indian Regional Navigation System
M BOC	Multiplexed Binary Offset
MEO	Marine Engineering Operation
OS	Open Service
PDF	Probability Density Function
PHM	Maser With hydrogen Passive
PRN	Pseudo Random Number
PRS	Public Regulated Service
QZSS	Quazi Zenith Satellite System
RAAN	Right Ascension of the Ascending Node
RAFS	Rubidium Atomic Frequency Standard
RNSS	Radio Navigation Satellite Service
ROC	Receiver Operating Characteristic
SA	Selective Availability
SAR	Search And Rescue service
SBAS	Satellite Based Augmentation System
SIS.ICD	Signal In Space interface control document
SNR	Signal to Noise Ratio
SOL	Safety-Of life Service
TDMA	Time Division Multiple Service
TMBOC	Time Multiplexed Boc
UE	Union Européenne
UHF	Ultra High Frequency
UIT	Union Internationale des Télécommunication
ULS	Up-link Local Station
XOR	Exclusif Ored
MAP	Maximum A posteriori Probability

LISTE DES SYMBOLE

Δ	Erreur Absolue moyenne
c	Vitesse de lumière
Δ_f	Longueur de bande de fréquence
τ	retard de code
σ^2	Variance
f_c	Fréquence de porteuse
f_{sc}	Fréquence de sous porteuse
f_0	Fréquence de référence
N_p	Longueur de code primaire
N_S	Longueur de code secondaire
T_S	Période de signe
T_C	Période de bit
F_{if}	La fréquence intermédiaire
τ_{min}	Le retard de code minimal
f_s	La fréquence de prélèvement
F_D	La fréquence doppler
f_{RF}	La fréquence de référence
p	Puissance moyenne
θ	La phase de modulation
φ	La phase aléatoire
$r[n]$	Signal reçu
$c[n - \tau]$	Génération de code locale

L	Le nombre des satellites visible
$P_{R,i}$	La puissance reçue du satellite i
η_{RF}	Bruit adaptif gaussien
C_i	La puissance reçue du signal i .
N_0	La densité spectrale de puissance du bruit
σ_{IF}^2	Variance de bruit
$\eta[n]$	Le bruit au niveau du récepteur
H_0	L'hypothèse nulle
H_1	L'hypothèse alternative
P_{fa}	Probabilité de fausse alarme
P_d	Probabilité de détection
E	Espérances mathématique
Var	Variance mathématique
A	Amplitude de signal utile
$I_0(\cdot)$	Fonction de Bessel de 1 ^{ère} espèce et d'ordre 0
$Q_x(a, b)$	Fonction de Marcum généralisée
$S_K(\tau, F_D)$	Variable de décision

λ	Paramètre de non centralité
d_D	Signe de composant de donnée
d_p	Signe de composant de pilote
$\delta\phi_D, \delta\phi_P$	Déphasages
$s_b[n]$	Message de navigation

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E1OS

INTRODUCTION : La navigation par satellite est le moyen de navigation le plus utilisé et le plus commercialisé au temps actuel, grâce à son efficacité. Dans le domaine de la navigation aérienne, la navigation par satellite permet une autonomie pour les aéronefs. Le GPS est considéré comme un moyen secondaire de navigation aérienne en aéronautique à cause de son manque d'intégrité, de précision et de continuité de service. Ce système est le seul système mondial actuel, néanmoins, d'autres pays se sont lancés dans ce domaine, les européens sont en phase de développement de leur propre système Galileo. La Russie dispose déjà de son système GLONASS, l'Inde se propose de développer son système régional IRNSS et la Chine a déjà lancé les premiers satellites de son système régional BEIDOU.

Contrairement au système GPS qui a été conçu au début pour des fins militaires, Galileo sera le premier système de navigation et de positionnement par satellite spécifiquement conçu à des fins civiles, sera plus performant, plus avancé et plus sûr que le système GPS dont les États-Unis ont actuellement le monopole. L'ampleur des besoins futurs en matière de navigation et l'exigence de couverture mondiale ne peuvent être satisfaits par un système unique. Galileo prévoit de diffuser plusieurs signaux en offrant une multitude de services qui vont couvrir plusieurs domaines, ces services sont inexistantes dans les systèmes actuels (GPS et Glonass).

Galileo diffusera essentiellement trois signaux nommés E5, E6 et E1. Nous nous intéressons dans ce travail à l'étude du signal E1 qui sera destiné au service ouvert qui couvrira les services OS Open Service : service ouvert pour tous les utilisateurs et SOL (Safety Of Life : service offert aux applications où des vies humaines sont mises en danger tel que la navigation aérienne). Le signal sera émis sur la fréquence L1 déjà utilisée par le GPS, pour cohabiter dans la même bande de fréquence sans problème d'interférence, une nouvelle technique de modulation a été mise en œuvre, de plus ce signal sera transmis avec le signal PRS, pour cela la modulation CASM a été proposée pour multiplexer les trois signaux. Nous étudions alors cette technique de modulation.

Parmi les opérations effectuées par un récepteur Galileo est l'acquisition, elle permet de définir les satellites visibles pour un récepteur donné, et de récupérer les retards temporels et fréquentiels liés au signal reçu. Dans ce mémoire, nous étudions cet étage, en proposant des techniques de combinaison des deux canaux existants dans le signal E1 (pilote et donnée), nous comparons les différentes méthodes en termes de probabilités de détection et de fausses alarmes. Pour cela, nous passons par des généralités sur les systèmes de positionnement par satellites, le deuxième chapitre décrit le signal E1 ainsi que la modulation CASM, nous donnons par la suite le concept général de l'acquisition d'un signal GNSS.

I.1. Généralités sur les Systèmes de positionnement par satellites :

Les systèmes mondiaux de positionnement par satellite (GNSS) comprennent les constellations de satellites en orbite terrestre, qui diffusent leur position dans l'espace et le temps, et les réseaux de stations sol et de récepteurs qui calculent les positions au sol par triangulation. Les GNSS sont utilisés dans tous les moyens de transport: stations spatiales, aviation, navigation maritime, voies ferrées, routes et transports en commun. La localisation, la navigation et la synchronisation temporelle jouent un rôle essentiel dans les télécommunications, la topographie, la répression des infractions, la gestion des crises, l'agriculture de précision, l'exploitation minière, la finance, la recherche scientifique, etc. Elles sont utilisées pour contrôler les réseaux d'ordinateurs, le trafic aérien, le réseau électrique, etc. Par conséquent, les objectifs concrets de la mise en œuvre du programme de cours sur les GNSS sont de mettre en évidence et de comprendre les signaux, les codes et les biais GNSS, ainsi que les applications pratiques des GNSS et les conséquences des avancées prévisibles dans ce domaine.

A l'heure actuelle, les GNSS sont constitués de deux systèmes mondiaux pleinement opérationnels: le système mondial de localisation des Etats-Unis (GPS) et le système mondial de satellites de navigation de la Fédération de Russie (GLONASS), ainsi que de systèmes mondiaux ou régionaux en cours de développement, à savoir le système européen de navigation par satellite (GALILEO), le système Compas/Bei Dou lancé par la Chine, le système régional indien de navigation par satellite (IRNSS) et le système satellitaire[1].

Quasi-Zénith (QZSS) du Japon.

Lorsque tous ces systèmes mondiaux et régionaux seront entièrement opérationnels, un utilisateur aura accès à des signaux de localisation, de navigation et d'horloge émis par plus de 100 satellites, disposés dans des orbites à différentes altitudes.

I.2. Principe de fonctionnement :

Un système de positionnement par satellites fournit sur un récepteur les coordonnées géographiques (longitude, latitude), la vitesse de déplacement et l'heure à son utilisateur. Cette information est obtenue en mesurant la distance à un instant donné entre le récepteur de l'utilisateur et un satellite dont la position dans l'espace est connue avec précision. En combinant la mesure simultanée de la distance d'au moins 4 satellites, le récepteur est capable par triangulation de fournir la position et l'altitude avec une précision de l'ordre d'une dizaine de

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

mètres et la vitesse avec une précision de quelques cm/s. Le récepteur peut être au sol ou embarqué ou positionné dans un véhicule en déplacement : automobile, navire, avion

Pour mesurer la distance entre le récepteur et le satellite, la trajectoire précise de ce dernier doit être connue. Celle-ci est reconstituée à partir de deux types de message envoyé par le satellite au récepteur :

- Les données d'almanach sont transmises en permanence et fournissent la position approximative des satellites de navigation. Elles permettent au récepteur de repérer rapidement les satellites visibles depuis la position de son utilisateur.

- Les données d'éphémérides fournissent des données de position beaucoup plus précises qui sont actualisées périodiquement (toutes les 4 à 6 heures pour le système GPS) afin de tenir compte des plus petits changements affectant l'orbite des satellites. Ce sont ces données qui sont utilisées pour le calcul de la position.

Connaissant la trajectoire que suit le satellite, le récepteur, pour calculer la position, doit théoriquement utiliser la même heure que le satellite. En effet, compte tenu de la vitesse à laquelle le signal est transmis (300 000 km/s), une désynchronisation de 10 millisecondes entre l'horloge du satellite et celle du récepteur engendre une erreur de calcul de la position de 3000 km. La précision et la stabilité de l'heure du satellite est garantie par l'emport de plusieurs horloges atomiques qui fournissent une heure qui ne dérive que de quelques nanosecondes par jour. Le récepteur, par contre, ne peut être équipé d'une horloge aussi précise pour des raisons de coût et d'encombrement. L'heure est fournie par un oscillateur à quartz dont la dérive journalière moyenne est de 10 millisecondes.

Pour déterminer la position, la vitesse et le temps le récepteur calcule la distance à laquelle se trouve le satellite à partir des données de l'éphéméride et en se basant sur son horloge interne. Mais ce calcul est entaché d'erreur (on parle de pseudo-distance) du fait de la désynchronisation des horloges mais également parce que différents phénomènes viennent perturber la propagation du signal :

- Le signal est ralenti durant sa traversée de l'atmosphère (ionosphère et troposphère) de manière variable

- Le signal peut être réfléchi par des objets au sol (bâtiments) avant d'atteindre le récepteur

- Enfin en milieu urbain, en montagne ou dans une région boisée le signal peut être bloqué.

Cette méthode permet théoriquement de calculer position, vitesse et temps en utilisant le signal de trois satellites :

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

La distance à laquelle se situe un satellite positionne l'utilisateur à la surface d'une sphère dont le centre est le satellite. L'intersection de 3 sphères permet d'identifier un point unique dans l'espace. Un quatrième satellite est néanmoins requis pour permettre de déterminer le décalage des horloges [2].

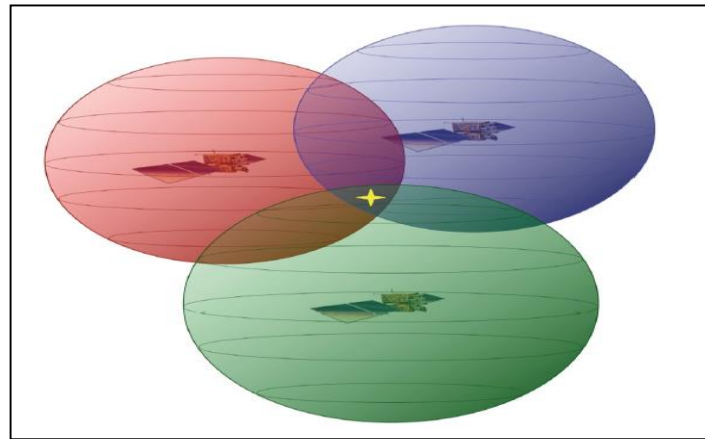


Figure .I.1. Principe de triangulation [3]

Le satellite transmet un signal contenant sa position et l'instant exact d'émission. Ce message est superposé au code qui contient la référence temporelle. La synchronisation des signaux est obtenue par des horloges atomiques à bord de chaque satellite.

Le récepteur compare l'instant d'arrivée vis-à-vis de son horloge propre, avec l'instant d'émission indiqué et mesure ainsi la distance du satellite. Ces mesures sont répétées sur tous les satellites visibles et permettent de calculer une position en continu [3].

I.3.Le GPS (Global Positioning System):

Le système GPS était un projet de recherche de l'armée américaine. Il a été lancé dans les années 1960 à la demande du président Richard Nixon. La réalisation a été confiée à Ivan Getting qui a conçu le principe d'un groupe de satellites gravitant en orbite et émettant des ondes radio UHF captées par des récepteurs GPS. Sa phase de développement débute à partir de 1978 (année de mise en service du premier satellite) et devient disponible librement en 1994, et pleinement opérationnel en 1995 (avec une constellation de 24 satellites). Il est alors, pendant un an, le seul système de positionnement par satellite, pleinement efficace et fonctionnel. Un an plus tard (1996), le système GLONASS russe devient, lui aussi, pleinement opérationnel. Cependant, entre 1999 et 2010 (à cause de l'obsolescence de GLONASS), le système GPS était redevenu le seul système mondial de navigation satellitaire entièrement opérationnel [4]. Il est actuellement constitué de 32 satellites (24 à l'origine) en orbite intermédiaire (MEO) en six

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

plans orbitaux figure I.2 Le nombre exact de satellites varie en fonction des remplacements de satellites en fin de vie. Le GPS permet de déterminer en tout point du globe [3] :

- la position avec une précision < 5 m
- l'heure exacte avec une précision $< 1 \mu\text{s}$

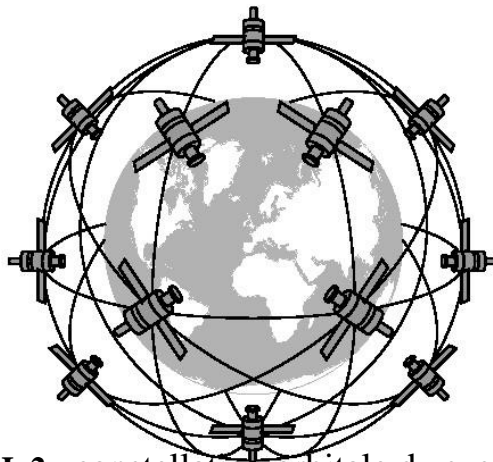


Figure. I.2 : constellation orbitale du système GPS

I.3.1.Principe de fonctionnement :

Le GPS comprend au moins 24 satellites orbitant à 20 200 km d'altitude. Ces satellites émettent en permanence sur deux fréquences L1 (1 575,42 MHz) et L2 (1 227,60 MHz) modulées en phase (BPSK) par un ou plusieurs codes pseudo-aléatoires, datés précisément grâce à leur horloge atomique, et par un message de navigation. Ce message, transmis à 50 bit/s, inclut en particulier les éphémérides permettant le calcul de la position des satellites, ainsi que des informations sur leur horloge interne. Les codes sont un code C/A (acronyme de « coarse acquisition ») de fréquence 1,023 Mbit/s et de période 1 ms, et un code P (pour « précis ») de fréquence 10,23 Mbit/s et de période 1 semaine. Le premier est librement accessible, le second est réservé aux utilisateurs militaires car il est crypté. Les récepteurs commercialisés dans le domaine civil utilisent le code C/A.

Ainsi, un récepteur GPS qui capte les signaux d'au moins quatre satellites équipés de plusieurs horloges atomiques peut, en calculant les temps de propagation de ces signaux entre les satellites et les récepteurs, connaître sa distance par rapport à ceux-ci et, par triangulation, situer précisément en trois dimensions n'importe quel point placé en visibilité des satellites GPS, avec une précision de 3 à 50 mètres pour le système standard. Le GPS est ainsi utilisé

pour localiser des véhicules roulants, des navires, des avions, des missiles et même des satellites évoluant en orbite basse [5].

I.3.2. Composition du GPS:

Le GPS est composé de trois parties distinctes, appelées encore segments :

- Le segment spatial.
- Le segment de contrôle.
- Le segment utilisateur.

I.3.2.1. Segment spatial :

Il est constitué d'une constellation des satellites NAVSTAR, ces satellites évoluent sur 6 plans orbitaux ayant une inclinaison d'environ 55° sur l'équateur. Ils suivent une orbite quasi-circulaire à une altitude de 20 000 à 20 500 km qu'ils parcourent en 11 h 58 min 2 s, soit un demi-jour sidéral. Ainsi, les satellites, vus du sol, reprennent la même position dans le ciel au bout d'un jour sidéral [6]. Le satellite NAVSTAR caractérisé par [3]:

- Masse d'un satellite : 1150 kg
- Puissance consommée : 1140 W
- Durée de vie : environ 10 ans
- Coût d'un satellite : environ. 200 M\$

I.3.2.2. Segment de contrôle :

C'est la partie qui permet de piloter et de surveiller le système. Il est composé de cinquante stations au sol du 50 Space Wing de l'Air Force Space Command, basé à la Schriever Air Force Base dans le Colorado (la station maîtresse est basée à Colorado Springs) dans la base de Cheyenne Mountain. Leur rôle est de mettre à jour les informations transmises par les satellites (éphémérides, paramètres d'horloge) et contrôler leur bon fonctionnement [6].

I.3.2.3. Segment utilisateur :

Il regroupe l'ensemble des utilisateurs civils et militaires qui ne font que recevoir et exploiter les informations des satellites, de ce fait le système ne peut être saturé et le nombre maximum d'utilisateurs GPS est illimité [6].

I.3.3. Le signal GPS :

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E1OS

Les satellites émettent plusieurs signaux codés, à destination civile ou militaire. Le signal civil pour l'utilisation libre correspond au code C/A, émis sur la porteuse de 1575.42 MHz.

Sur cette porteuse, le signal de modulation est une séquence résultant de l'addition 2 du code pseudo-aléatoire C/A modulo à 1.023 Mbit/s et des données à 50 bit/s contenant les éphémérides des satellites et d'autres informations de navigation. C'est le code C/A qui sert dans les récepteurs par corrélation avec le signal reçu à déterminer l'instant exact d'émission de celui-ci. Cet instant d'émission de référence du code C/A peut être modulé, à nouveau par un code pseudo-aléatoire, pour dégrader la détermination de position au sol. Ce chiffrement est appelé « selective availability » (SA), faisant passer la précision du système de 10 m environ à 100 m [7].

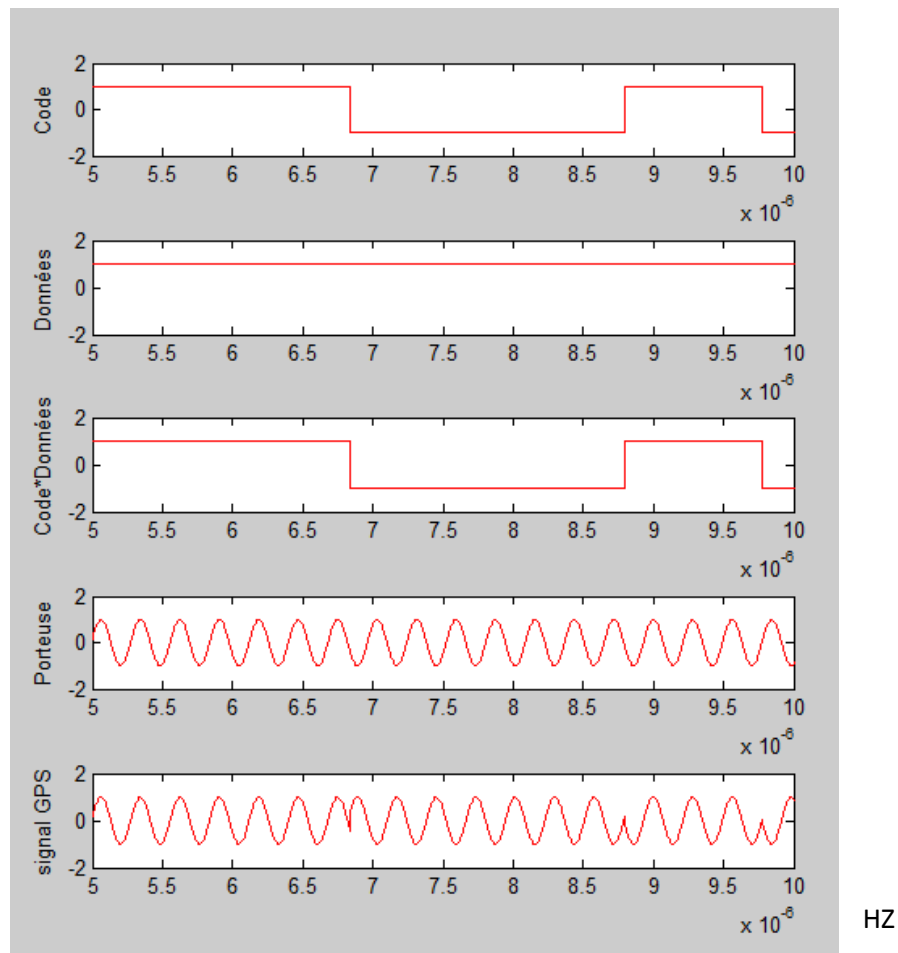


Figure. I.3. Le signal GPS

I.4. Galileo :

Galileo, premier système de navigation et de positionnement par satellite spécifiquement conçu à des fins civiles, sera plus performant, plus avancé et plus sûr que le système GPS dont les États-Unis ont actuellement le monopole. L'ampleur des besoins futurs en matière de navigation et l'exigence de couverture mondiale ne peuvent être satisfaits par un système unique .

I.4.1.Historique :

Au début des années nonante, l'Union européenne a commencé à envisager l'élaboration de son propre système de navigation par satellite, d'abord à travers le déploiement d'une infrastructure régionale, appelé GNSS-1 à l'époque, et plus tard par le développement de son propre système mondial, GNSS-2. Un accord formel a été conclu le 18 Juin 1996 entre le Communauté européenne, Eurocontrol et l'ESA pour le développement de GNSS-1, qui deviendrait Service européen de navigation par recouvrement géostationnaire (EGNOS), un SBAS ou d'un système de renforcement satellitaire visant à augmenter le GPS pour améliorer les opérations de navigation aérienne. GNSS-2 deviendra plus tard Galileo. En 1995, au moment où le programme GNSS-2 commençait, le GPS venait de déclarer sa pleine capacité opérationnelle, et le gouvernement des États-Unis avaient déjà engagé à fournir les signaux GPS à la communauté des utilisateurs civile, bien que la disponibilité sélective, à une fonctionnalité intentionnellement dégrader la précision de la position GPS pour les utilisateurs non autorisés, était toujours en cours. Dans ce contexte, la communication de la Commission européenne "Vers un positionnement transeuropéen Navigation et réseau, y compris une stratégie européenne pour le GNSS " (Kaplan et Hegarty 2006) publié en 1998 a ouvert officiellement un débat sérieux pour L'Europe de développer sa propre GNSS.

En 1999, la Commission européenne, avec le soutien de l'ESA (l'Espace Européen Agence), a préparé la communication sur l'Europe "Galileo impliquer dans un nouveau Génération de services de navigation par satellite "(Commission Européen 1999) qui était séminale au développement du programme GNSS en Europe. Trois raisons pour que l'UE développer son propre système ont été énoncés dans la présente communication:

- Pour accroître le contrôle sur les systèmes de navigation à sécurité critique par satellite.
- Afin d'assurer un service de positionnement pour les utilisateurs européens sur le long terme, pas soumis au risque de changements de politique potentiels affectant GPS.
- Pour soutenir la compétitivité de l'industrie européenne sur le marché mondial de la navigation par satellite et accorder l'accès aux développements technologiques du système.

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

La communication a présenté les résultats des consultations avec le monde entier acteurs de définir comment le système de navigation par satellite de l'UE serait ressemblent.

Il a été proposé de développer un système très similaire à GPS ou GLONASS afin de minimiser les risques techniques. Cela comprenait une structure de signal compatible et interopérable avec le GPS.

Une fois que la volonté politique de construire Galileo était clair, et ses principes de base indiqué, la CE et l'ESA se sont lancés dans les premières études pour définir la mission Galileo et les exigences du système qui finira par déterminer le système Galileo et technologies de réception. La CE a formé le Groupe de travail Galileo et lancé le projet de définir les futurs niveaux de services Galileo et l'ESA ont lancé le programme Galileo SAT pour soutenir la définition de sol et infrastructure spatiale et étudier la conception du signal et les performances de transmission.

En parallèle, un effort considérable dans la coopération et la recherche internationale était réalisée au début des années 2000 de s'entendre sur l'attribution du spectre, fréquences et porteuses, conception des signaux, sélection des codes et de synchronisation pour Galileo, afin de rendre Galileo et GPS compatibles et interopérables. Dans le cadre de Union internationale des télécommunications (UIT), ces efforts ont finalement conduit à la l'attribution du plan de fréquences Galileo en Juin 2000 par les World Radio Communications (Conférence tenue à Istanbul) .En 2004, l'UE et les États-Unis ont signé un accord de coopération qui a fixé le cadre pour atteindre la pleine interopérabilité et à la radio compatibilité de fréquence entre les deux systèmes [9].

I.4.2. Les phases de mise en œuvre de Galileo:

Au cours de la phase de définition au début, une approche étendue a été adopté pour le développement, le déploiement, l'intégration et la validation de l'infrastructure du système Galileo. Trois grandes phases de mise en œuvre ont été examinés, à savoir:

I.4.2.1. La Phase expérimentale :

Qui se résume en deux étapes principales : Galileo GSTB-v1 et Galileo GIOVE GSTB-V2

➤ Galileo GSTB-v1 :

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

Plusieurs années de développement et de qualification de technologies critiques ont été nécessaires pour le déploiement d'un système opérationnel comme Galileo. À la fin des années 1990, l'Agence de l'espace européen a commencé l'élaboration de la norme de fréquence Rubidium Atomique (RAFS) et le maser à hydrogène passif (PHM) qui serait intégré dans les satellites.

Plus tard, l'ESA a lancé en 2002 l'GSTB-V1 (Galileo System Test Bed 1) programme qui vise à développer un segment expérimental de mission au sol pour la validation de Galileo, de navigation et de détermination de l'intégrité des algorithmes et produits basée sur des mesures GPS brutes collectées par un réseau mondial de stations de détection [9].

➤ Galileo GIOVE GSTB-V2 (deux satellites) :

En 2003, l'Agence spatiale européenne a commencé le développement de deux satellites d'essai, GIOVE-A et GIOVE-B (Galileo In-Orbit Validation Element), dans le cadre de programme GSTB-V2 (Galileo System Test Bed 2).

Le 12 Janvier 2006, le GIOVE-A transmet pour la première fois un signal Galileo analogue dans l'espace (SIS) vers la Terre depuis l'orbite.

Le satellite GIOVE-B a été construit par un consortium dirigé par Astrium GmbH et a été lancé en Avril 2008. La masse de lancement de satellites était d'environ 530 kg pour un total puissance de 1100 W. Le satellite inclus 1 et 2 PHM RAFS. Ceci était aussi le premier satellite pour transmettre le décalage de porteuse de modulation binaire multiplexé (MBOC), la dernière forme d'onde de signal convenu entre l'Union européenne et les États-Unis.

Les deux satellites ont été initialement conçus pour une durée de vie d'environ 2 ans, mais grâce aux très bonnes performances à la fin de leur vie, leurs missions ont été étendues. Le satellite GIOVE-A a duré plus de 6 ans en orbite avant d'être finalement déclassé le 30 Juin 2012. GIOVE-B a été mis hors service le 23 Juillet 2012[9].



Figure I.4. GIOVE-A et GIOVE-B.

I.4.2.2.La phase de validation en orbite (IOV) (quatre satellites) :

L'objectif de phase Galileo (IOV) est de valider la conception du système utilisant une constellation réduite de quatre satellites, le minimum requis pour assurer un positionnement exact et le moment aux emplacements de test, avec un nombre limité de stations au sol [9]. Les deux premiers satellites IOV ont été mis sur orbite par un lanceur Soyouz depuis le port spatial de l'Europe en Guyane française le 21 Octobre 2011. La seconde paire a été lancée le 12 Octobre de 2012[10].

I.4.2.3.La phase de capacité opérationnelle complète (FOC) (Quatre satellites IOV, plus 26 satellites FOC) :

Lancé en parallèle à la phase de validation en orbite (IOV), la capacité opérationnelle (FOC) de phase pleine mènera au déploiement de l'infrastructure au sol et dans l'espace restant [9]. Il comprend une première étape intermédiaire capacité opérationnelle (CIO) avec 18 satellites en exploitation (quatre satellites IOV plus 14 satellites FOC. Le 22 août 2014 Une nouvelle paire de satellites Galileo, les 5e et 6e, a été placée en orbite [10]. Plus de détails sur les satellites et l'infrastructure au sol de Galileo IOV et FOC phases sont prévus dans les sections suivantes sur les segments Galileo.

I.4.3.Les Segments Galileo:

I.4.3.1.Segment spatial :

La constellation Galileo prévoit 24 satellites sur orbite terrestre moyenne (MEO) distribués de façon homogène dans trois plans orbitaux.

La trajectoire nominale suivie par les satellites Galileo opérationnels est une orbite circulaire avec un rayon d'environ 29600 km, et une période orbitale de 14 h.

Les principaux paramètres de l'orbite de la constellation Galileo sont résumés ci-dessous:

- Demi-grand axe: 29600 km
- Excentricité: 0,0001
- Inclinaison 56 °
- Argument du périégée: $\pm 180^\circ$
- RAAN: 0°, 120° et 240°



Figure. I .5. Constellation des satellites Galileo

Les quatre satellites opérationnels Galileo IOV lancées à partir de Kourou (Guyane française) par le lanceur Soyouz ont été déployés dans leurs orbites nominales, comme mentionné ci-dessus. Les satellites restants seront fabriqués par OHB-System AG dans le cadre de la phase capacité opérationnelle seront lancé avec Soyouz et Ariane 5 depuis Kourou ainsi. Les satellites de la constellation restants ainsi que les satellites de réapprovisionnement sont commandés en 2015 et devraient être disponibles dans le calendrier 2018-2019. Les satellites Galileo IOV effectuent essentiellement les mêmes fonctions que l'OFC satellites et leurs conceptions respectives partagent un certain nombre d'éléments communs traitant avec les technologies essentielles à la mission (par exemple, les étalons atomiques de fréquence, générateurs des signaux de navigation, ou des récepteurs de données de la mission). Cependant, le passage de IOV à FOC a également été utilisé pour améliorer les performances de signal en termes de vigueur la puissance rayonnée et la bande passante, ce qui conduit à un changement de technologie dans certaines unités, notamment les amplificateurs haute puissance.

I.4.3.2.Segment sol :

Les rôles principaux du segment sol Galileo sont la génération des signaux de liaison montante Galileo dont les données requises dans les signaux de navigation par liaison descendant, et la surveillance en ligne des signaux en boucle fermée. Le segment sol comprends:

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

- Stations de détection au sol (ESG) : son rôle est la collecte des signaux Galileo sur toutes les fréquences et les transmettre à la GCC pour le traitement.
- Centres de contrôle au sol (GCC) : Les opérations de ESG sont gérés à partir de deux Centres de contrôle sol situés a Oberpfaffenhofen (Allemagne) et de Fucino (Italie). Le GCS est responsable de la gestion de la constellation Galileo pendant le fonctionnement normal du système. Pour atteindre cet objectif, le GCS émet des signaux de surveillance et de contrôle. Outre les données de surveillance et de contrôle, le GCS peut aussi télécharger les données de la mission à travers le canal de télécommande de liaison montante pour assurer la continuité des services de navigation Galileo.
- Mission station locale Up-link (ULS): Chaque ULS opérationnelle reçoit des données de la GCC pour le téléchargement sur la Constellation Galileo selon un plan de contact par satellite. Afin de remplir cette fonction, chaque ULS peut contenir jusqu'à quatre antennes de 3,5 m de diamètre. Chaque antenne ULS peut suivre une seule sonde Galileo à la fois. La précision des services Galileo vitesse, position et temps (PVT) dépend directement de l'exactitude des données téléchargées sur les satellites Galileo.

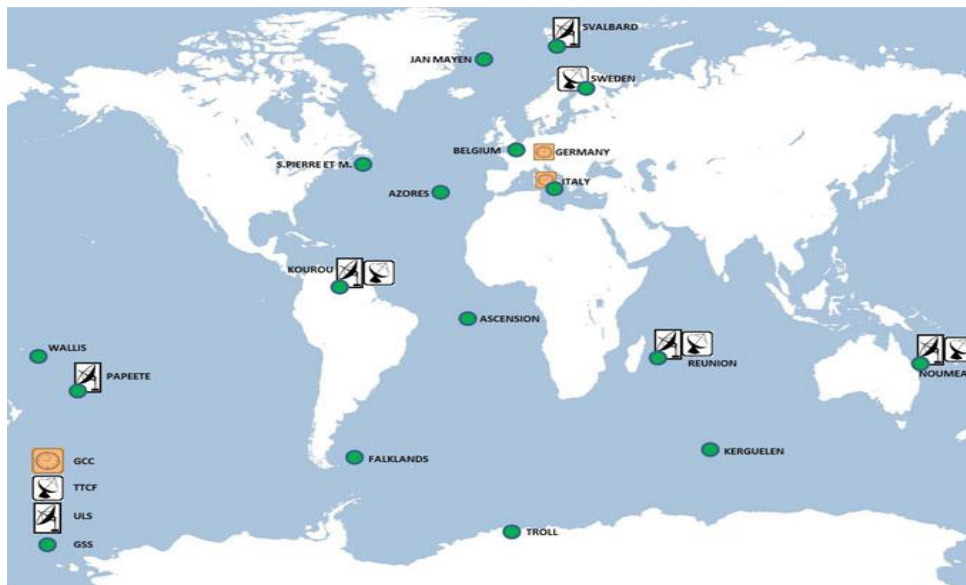


Figure .I.6. Le segment sol du système Galileo

I.4.3.3.Segment utilisateurs :

Ce segment représente l'ensemble des utilisateurs civils ou militaires capables de détecter, de traiter et d'utiliser les signaux Galileo.

I.4.4. Les services du système Galileo :

La nécessité de disposer de plusieurs catégories de service, en termes de précision, garantie de services, intégrité et autres paramètres, a été reconnue. La plupart des exigences seront satisfaites essentiellement par le signal satellite, souvent associé à des capteurs auxiliaires pouvant, par exemple, se trouver dans le véhicule de l'utilisateur. Les exigences d'amélioration du service peuvent être satisfaites de façon optimale par des composantes locales proposées par des opérateurs privés sous forme de services à valeur ajoutée. Les différentes exigences de service ainsi que le niveau de performance et les critères de sécurité qui leur sont associés peuvent être répartis en cinq groupes de services distincts, comme indiqué ci-dessous :

I.4.4.1. Le service ouvert (ou OS pour Open Service) :

C'est le service qui correspond à l'utilisation civile du GPS actuel. Le service ouvert fonctionne sur deux bandes de fréquences: 1 164 – 1 214 MHz et 1 563 – 1 591 MHz. Un récepteur qui utilise les deux bandes de fréquences peut obtenir une précision horizontale de moins de 4 m et une précision verticale de moins de 8 m. Si le récepteur n'utilise qu'une des deux fréquences, il aura une précision horizontale de moins de 5 m et une précision verticale de moins de 35 m. Ce qui est comparable aux performances du GPS actuel. Pour ce service, aucune information d'intégrité n'est assurée. C'est ce service qui sera principalement utilisé par les particuliers [8].

I.4.4.2. Le service commercial (ou CS pour Commercial Service) :

Est destiné aux applications du marché exigeant des performances supérieures à celles offertes par le service ouvert. Il offrira des services à valeur ajoutée moyennant paiement d'un droit. Le service commercial repose sur l'ajout de deux signaux aux signaux de l'accès ouvert. Cette paire de signaux est protégée par un chiffrement commercial qui sera géré par les fournisseurs d'accès et le futur opérateur de Galileo. L'accès sera contrôlé au niveau du récepteur au moyen de clefs d'accès. Les utilisations prévues du service commercial comprennent la diffusion des données et la résolution des ambiguïtés dans les applications différentielles. Ces applications seront développées par les fournisseurs d'accès qui achèteront à l'opérateur Galileo le droit d'utilisation des deux signaux commerciaux.

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E1OS

Le développement d'applications commerciales, soit en utilisant uniquement les signaux commerciaux, soit en les combinant avec d'autres signaux Galileo ou des systèmes de communications externes, ouvre toute une palette de possibilités. La couverture mondiale confère un sérieux avantage aux applications exigeant la diffusion mondiale de données.

Parmi les services types à valeur ajoutée figurent la radiodiffusion à haut débit, les garanties de service, les services de synchronisation précise, la fourniture de modèles de prévision ionosphérique et de signaux locaux de correction différentielle permettant la détermination de la position avec une précision extrême.

I.4.4.3. Le service de sûreté de la vie ou Sol (Safety Of Life service) :

Sera utilisé pour la plupart des applications de transport lorsque des vies peuvent être menacées en cas de dégradation des performances du système de navigation sans avertissement en temps réel. Le service de sauvegarde de la vie offrira la même précision en termes de positionnement et de synchronisation que le service ouvert. La principale différence est la fourniture, à l'échelle globale, d'un niveau d'intégrité élevé pour les applications de sécurité, telles que les transports maritime, aérien et ferroviaire pour lesquels une garantie de précision est essentielle. Ce service améliorera la sécurité, en particulier en l'absence de services basés sur des infrastructures au sol traditionnels. Ce service mondial améliorera les performances des sociétés opérant dans le monde entier – compagnies aériennes et de transport maritime transocéanique. Le programme européen EGNOS de complément au système GPS sera intégré de façon optimale dans le service Galileo de sûreté de la vie de façon à disposer d'informations d'intégrité indépendantes et complémentaires (sans mode de défaillance commun) sur les constellations GPS et GLONASS.

Le service de sûreté de la vie sera certifié et ses performances seront obtenues au moyen de réceptrice double fréquence certifiée. Dans ces conditions, la future société d'exploitation de Galileo garantira ce service. Pour bénéficier du niveau de protection requis, le service de sûreté de la vie sera implémenté dans les bandes de fréquences (L1 et E5) des services de radionavigation aéronautique.

I.4.4.4. Le service public réglementé (PRS pour Public Regulated Service) :

Sera utilisé par des groupes tels que la police, les pompiers et la douane. Ses applications comprennent le transport de déchets nucléaires, les opérations humanitaires et les contrôles douaniers. Des organismes civils contrôleront l'accès à ce service crypté. L'accès par région ou groupe d'utilisateurs obéira aux règles de la politique de sécurité applicable en Europe.

Le service public réglementé doit être opérationnel à tout moment et en toutes circonstances, notamment lors des périodes de crise, quand d'autres services peuvent être brouillés. Il est séparé des autres services ce qui fait que ceux-ci peuvent être désactivés sans que ses opérations en soient affectées. Son principal atout est la fiabilité de son signal, ce qui le protège du brouillage et du leur rage.

I.4.4.5. Le service de recherche et secours (SAR) :

Est la contribution de l'Europe à l'effort coopératif international en matière de recherche et sauvetage humanitaire. Il sera source d'améliorations importantes du système existant, notamment la réception en temps quasi-réel de messages de détresse depuis n'importe quel point du globe (le délai d'attente moyen est actuellement d'une heure), le positionnement précis des alertes (quelques mètres, au lieu des 5 km spécifiés actuellement), la détection à l'aide de satellites multiples pour surmonter le problème de blocage lié à la topographie par conditions défavorables, une plus grande disponibilité du segment spatial (30 satellites en orbite moyenne en plus des quatre satellites en orbite basse et des trois satellites géostationnaires du système actuel COSPAS-SARSAT). Galileo introduira de nouvelles fonctions recherche et sauvetage telles que la liaison retour (Des sauveteurs vers la balise de détresse), facilitant ainsi les opérations de sauvetage et contribuant à réduire le taux de fausses alertes.

II.1. Introduction :

Le développement du système de positionnement par satellites Galileo a nécessité la mise en œuvre de nouvelles techniques de modulation, puisque ce système promet d'offrir des services inexistantes sur l'ancien GPS et plus performants. La particularité des signaux Galileo est la notion de canal pilote et de données, chaque signal est généré suivant deux voies, le canal

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E1OS

de données contient le message de navigation tandis que le canal pilote contient une porteuse qui sera seulement modulée par les codes.

Tous les signaux Galileo sont modulés par la technique BOC (Binary Offset Carrier), son avantage est d'éliminer le problème de saturation spectrale ainsi que les problèmes d'interférences avec d'autres signaux Galileo ou GNSS.

Notre travail se focalise sur l'étude du signal E1 du service ouvert offert par le système Galileo, nous allons commencer par une description des différents signaux Galileo, ainsi que toutes les caractéristiques qui leur sont liées, puis nous étudions en détail le signal E1, la modulation utilisée pour sa transmission à savoir CASM (Coherent Adaptive Subcarrier Modulation).

II.2 .Les signaux Galileo :

Tous les satellites Galileo transmettent en permanence trois signaux « CDMA » indépendants nommés E1, E6 et E5, ce dernier est subdivisé en deux signaux E5a et E5b.

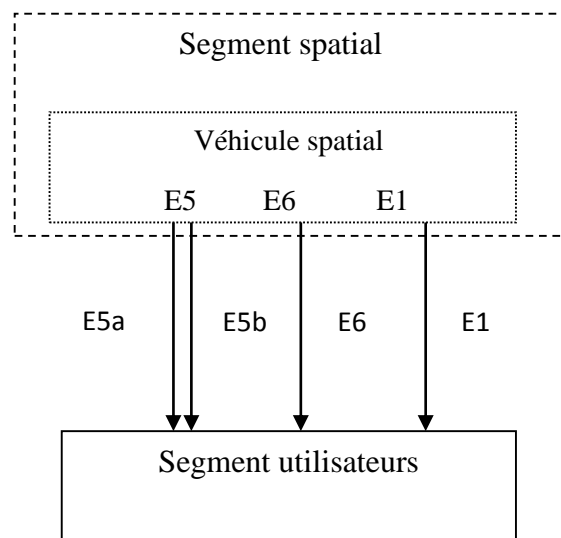


Figure II.1. Les différents signaux Galileo.

II.2.1. Plan de fréquences :

Les signaux de navigation Galileo sont transmis dans les quatre bandes de fréquence indiquées sur la figure II.2. Ces quatre bandes de fréquences sont les bandes E5a, E5b, E6, E1. Ces bandes de fréquences se situent dans la bande de 1164 MHz à 1591 MHz.

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

Les signaux Galileo E5 et E1 seront superposés dans deux bandes de fréquence avec le GPS qui occuperont les bandes « L1, L5 ». Ces bandes de fréquence fournissent une large bande passante pour la transmission des signaux Galileo. Ils sont divisés en bande inférieure (lower L-band) correspondant aux fréquences E5a, E5b et une bande supérieure (upper L-band) qui correspond à la bande de fréquence E1 [11].

Les bandes de fréquences Galileo ont été sélectionnées dans le spectre attribué pour les services de radio navigation par satellite (RNSS), et en plus de cela les bandes E5a, E5b, E1 sont employées par les utilisateurs de l'aviation civile (ARNS) contenant des applications critiques où des vies humaines sont mises en danger.

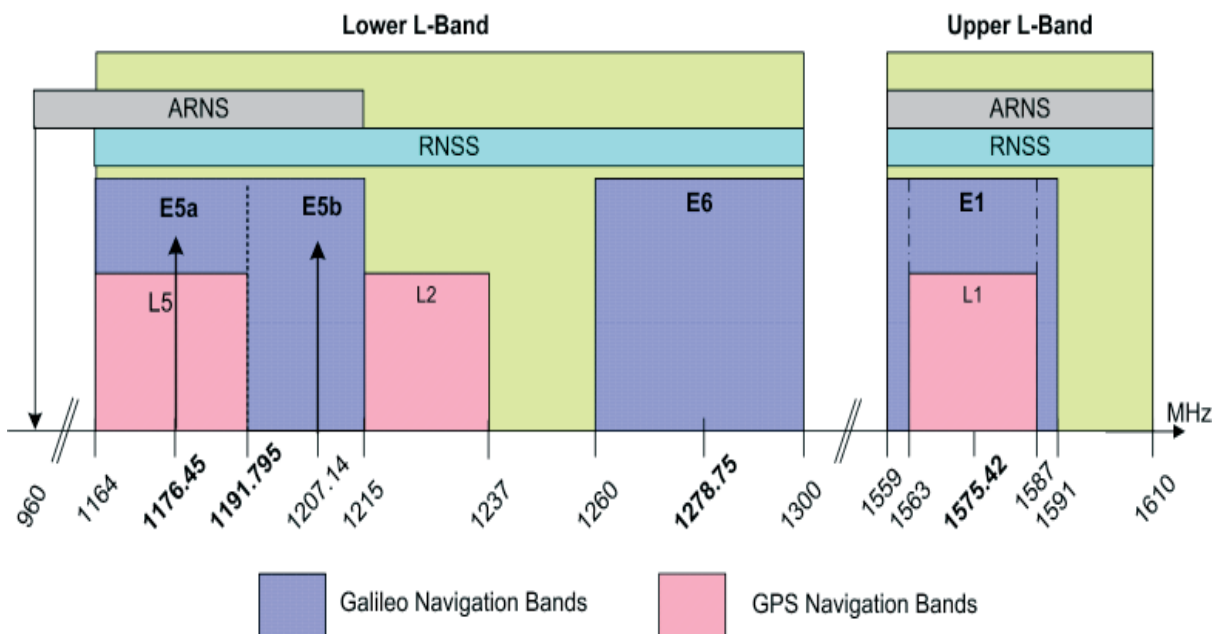


Figure II.2 : Les bandes de fréquence de Galileo.

II.2.2. Les fréquences des porteuses :

Les signaux Galileo sont transmis sur des porteuses dont les fréquences sont montrées dans le tableau suivant [12] :

Signal	Fréquence de la porteuse (MHz)
E1	1575.420
E6	1278.750
E5	1191.795
E5a	1176.450
E5b	1207.140

Tableau II.1 : Fréquences des porteuses Galileo.

II.2. 3. Les Largeurs de bande de Référence de Réception :

Les largeurs de bandes de référence de réception centrée sur les fréquences porteuse du tableau II.1, sont spécifiées dans le tableau II.2 On notera que les signaux E5a et E5b font partie du signal E5 dans toute sa bande passante. Ces largeurs sont considérées lors de calcul des pertes de corrélation [12].

Signal	largeur de bande de référence de réception(MHz)
E1	24,552
E6	40,920
E5	51,150
E5a	20,460
E5b	20,460

Tableau II.2 : Largeurs de la bande de référence de réception des signaux Galileo.

II.2. 4. Technique d'accès multiple :

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

Tous les satellites de transmission de Galileo partageront les mêmes bandes de fréquence, se servant de la technique à accès multiple par code (CDMA).

L'idée d'accès multiple est en fait la définition de canaux orthogonaux. Un canal est orthogonal est un canal où l'utilisateur peut communiquer sans interférences avec un autre utilisateur. L'orthogonalité peut être créée en temps ou en fréquence. Dans l'accès multiple dans le temps TDMA, l'émetteur transmet dans différents temps, en maintenant ainsi l'orthogonalité dans le temps. Dans l'accès multiple dans la fréquence, les utilisateurs transmettent dans différentes fréquences, ce qui crée une orthogonalité dans le domaine fréquentiel puisque le récepteur peut filtrer les fréquences indésirables. En réalité, les canaux de ces techniques ne sont pas réellement orthogonaux à cause de l'impossibilité d'avoir des filtres parfaits et de bonnes synchronisations dans le temps.

Dans les systèmes CDMA, les canaux ne sont pas définis par le temps ou par la fréquence mais par code. L'architecture CDMA repose sur la technique de modulation à étalement de spectre. L'utilisation de cette technique a débuté dans les systèmes militaires, c'est en 1978[12], que la technique à étalement du spectre fut proposée pour la première fois pour les communications mobiles cellulaires à haute capacité.

L'étalement du spectre est un moyen de transmission, selon lequel les données occupent une largeur de bande plus large que celle nécessaire au transfert des données d'une communication. La technique d'étalement de spectre doit ainsi son nom au fait que le signal à transmettre occupe une largeur de bande beaucoup plus importante que le cas des systèmes FDMA et TDMA. Donc, la technique CDMA est une méthode d'accès où chaque usager est autorisé à utiliser toute la bande (le cas du TDMA) durant toute la durée d'appel (le cas du FDMA).

Elle permet, par l'étalement de la puissance sur une large bande de fréquence du canal, de mieux résister aux évanouissements sélectifs en fréquences et de donner au signal à transmettre la forme d'un bruit le rendant difficilement détectable par des récepteurs auquel le message n'est pas destiné. Un autre avantage est celui de la résistance, que confère l'étalement de spectre, aux brouilleurs pouvant apparaître en cours de transmission.

Dans le cas du système Galileo, les satellites transmettent sur les mêmes bandes de fréquences utilisant la technique CDMA. Chaque satellite possède son propre code pour être différencié lors de la réception de ses signaux. Cette technique possède des avantages tels que :

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

- **Confidentialité** : pour une puissance du signal d'information donné, l'étalement de spectre permet de répartir cette puissance sur les différentes répliques ce qui abaisse le niveau global du spectre. Ainsi, celui-ci peut passer en dessous du niveau du bruit.
- **Cryptage** : l'étalement de spectre constitue un moyen de cryptage : en effet, le signal étant déjà codé et en dessous du bruit, le seul moyen de le retrouver est de trouver le bon code utilisé à l'émission.
- **Capacité de mesure du retard de propagation** : les fonctions d'auto corrélation permettent la synchronisation entre le code local et le code entrant, et donc de déterminer le retard et la pseudo-distance. Pour une transmission n'utilisant pas l'étalement de spectre, seule la boucle à verrouillage de phase fonctionne ce qui ne permet pas une telle mesure.
- **Partage du canal d'émission** : les signaux des différents satellites sont émis simultanément dans une même bande de fréquence. Chaque signal ayant son propre code, il n'y a pas d'interférences avec les autres.
- **Résistance au brouillage** : le spectre du signal portant l'information étant dupliquée sur une large bande, l'interférence d'un signal brouilleur n'affectera qu'une partie des répliques.

II .3. Description des signaux Galileo :

Chaque satellite Galileo transmet six signaux de navigation, qui sont appelés L1F, L1P, E6C, E6P, E5a, E5b:

- **L1F**: L1F est un signal ouvert transmis dans la bande L1 comportant un canal de données et un canal pilote (les L1 -B et L1 -C) .Il contient des codes et des données de navigation, qui sont accessibles à tous les utilisateurs. Le flux de données de navigation de L1F correspond à un type de message d'I/Nav et contient des messages d'intégrité aussi bien que des données commerciales chiffrées.

- **L1 P**: Le signal L1 P est un signal à accès restreint transmis dans le canal A. ce sont des données cryptées. Le flux de données de navigation de L1 P correspond à un type de message de G/Nav.

- **E6c**: E6C est un signal commercial d'accès transmis dans E6 qui inclut un canal de données et un canal pilote (les E6-B et les E6-C). Le flux de données de navigation d'E6C correspond à un type de message de C/Nav.

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

• **E6p**: Le signal d'E6P est un signal restreint d'accès transmis dans le canal de signal d'E6-A qui correspond à un type de message de G/Nav

• **E5a**: Le signal d'E5a est un signal d'accès ouvert transmis dans la bande E5 qui inclut des données et des canaux de pilote (les E5a-I et les E5a-Q). Le signal d'E5a a des codes et des données qui sont accessibles par tous les utilisateurs. Le flux de données de navigation d'E5a correspond à un type de message de F/Nav.

• **E5b**: E5b est un signal d'accès ouvert transmis dans la bande E5 comportant des données et des canaux de pilote (les E5b-I et les E5b-Q) d'un type de message d'I/Nav et contient des messages d'intégrité aussi bien que des données commerciales chiffrées.

Ces signaux servent aux services ouverts (OS) et de sûreté de la vie (sol), service commerciaux (CS) et service public réglementés (PRS) comme il est montré dans le tableau II.3 [13]

Signal	OS	SOL	CS	PRS
L1F	X	X	X	
L1P				X
E6C			X	
E6P				X
E5a	X	X	X	
E5b	X	X		

Tableau II.3: Signaux et services de Galileo

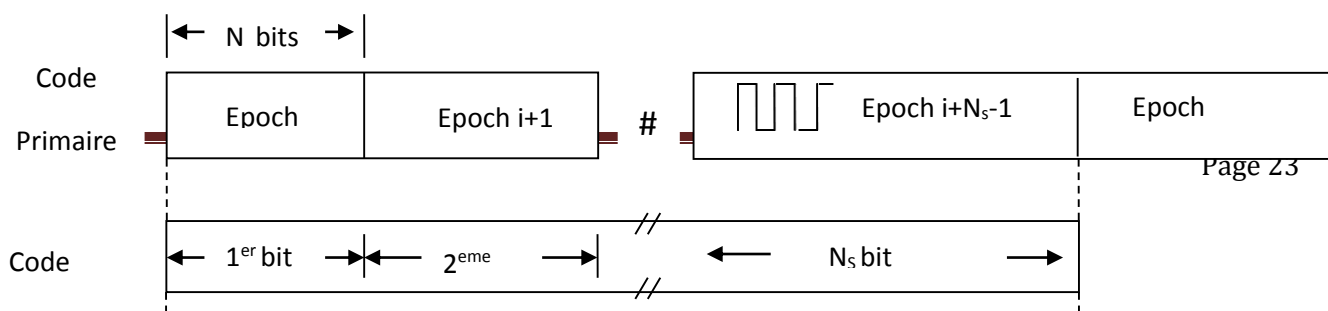
Chaque composant de ces signaux définit par un code d'étalement, ils sont établis par des code primaire et secondaire en employant a une construction de code a gradins, les périodes et les longueurs de code pour chaque composant de signal sont énoncées dans le tableau II.4 [11]

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

Composant De Signal	Période de code à gradins (ms)	code étendu (chips)	
		Primaire	secondaire
E5a-I	20	10230	20
E5a-Q	100	10230	100
E5b-I	4	10230	4
E5b-Q	100	10230	100
E1-B	4	4092	N/A
E1-C	100	4092	25

Tableau II.4. périodes et longueurs du code des signaux Galileo

De longs codes de propagation sont produits par une construction de code tronqués, par lequel un ordre de code secondaire est employé pour modifier des répétitions successives des périodes d'un code primaires, comme représenté sur la figure II.3, pour un code primaire de longueur N et de fréquence f_c , et un code secondaire de longueur N_s et de fréquence de $f_{cs} = f_c/N$. Dans la représentation logique, les bits de code secondaires sont séquentiellement multipliés par l'opérateur (XOR) avec le code primaire, toujours un bit du code secondaire par période du code primaire [11].



Clock rate f_c

Figure II.3 : Génération des codes du signal E1.

II.4. La modulation BOC (Binary Offset Carrier) :

La modulation BOC est une modulation où le signal est multiplié par une sous porteuse rectangulaire de fréquence f_{cs} , elle permet de diviser le spectre du signal en deux parties de part et d'autre de la fréquence centrale. Typiquement, les modulations BOC sont définies par l'intermédiaire de deux paramètres m et n et notées BOC (m, n). Ces deux paramètres sont liés à la fréquence de référence $f_0 = 1.023$ mégahertz, $m = f_{cs}/1.023$ et $n = f_c/1.023$, où le f_c est la fréquence du code, f_{cs} et f_c sont exprimées en mégahertz.

Il existe plusieurs variantes de la modulation de BOC: Sin BOC, Cos BOC, Alt BOC et MBOC.

Une modulation sin BOC est semblable au code de Manchester, c.-à-d., dans le domaine numérique, ' +1 ' est codé par un ' +1 -1 ', et ' 0 ' est codé comme ' - 1 +1'. Du point de vue du signal équivalent de bande de base, la modulation de BOC peut être définie par un paramètre simple, connu sous le nom d'ordre de modulation de BOC:

$$N_{BOC} \triangleq 2 \frac{m}{n} = 2 \frac{f_{sc}}{f_c}$$

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

N_{BOC} Devrait être un nombre entier, donc m et n devraient être choisis d'une manière que l'ordre de BOC est un nombre entier c.-à-d, pour SinBOC(1,1), l'ordre de modulation $N_{BOC} = 2$. De la même manière, l'ordre de modulation $N_{BOC} = 12$ pour Sin BOC(6,1). Si l'ordre N_{BOC} de modulation est donné, la fréquence du code et de la porteuse sont connues [12].

La figure II.4 montre une représentation d'un BOC(1,1). Sur la figure II.5 nous représentons la fonction d'auto corrélation de ce code.

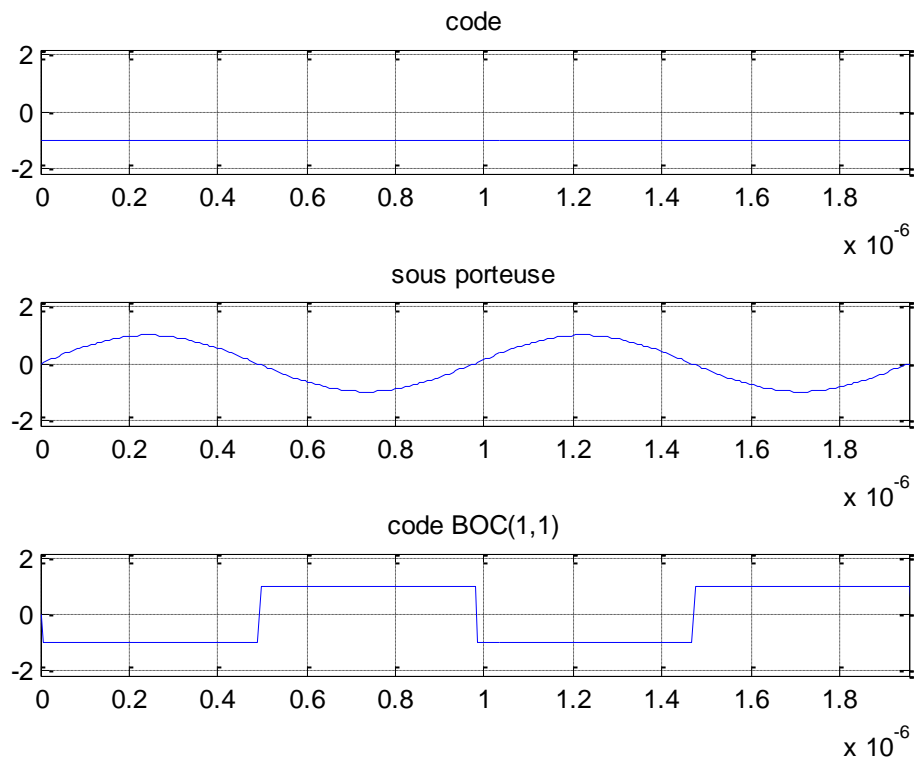


Figure II.4 : Représentation d'un code BOC(1,1).

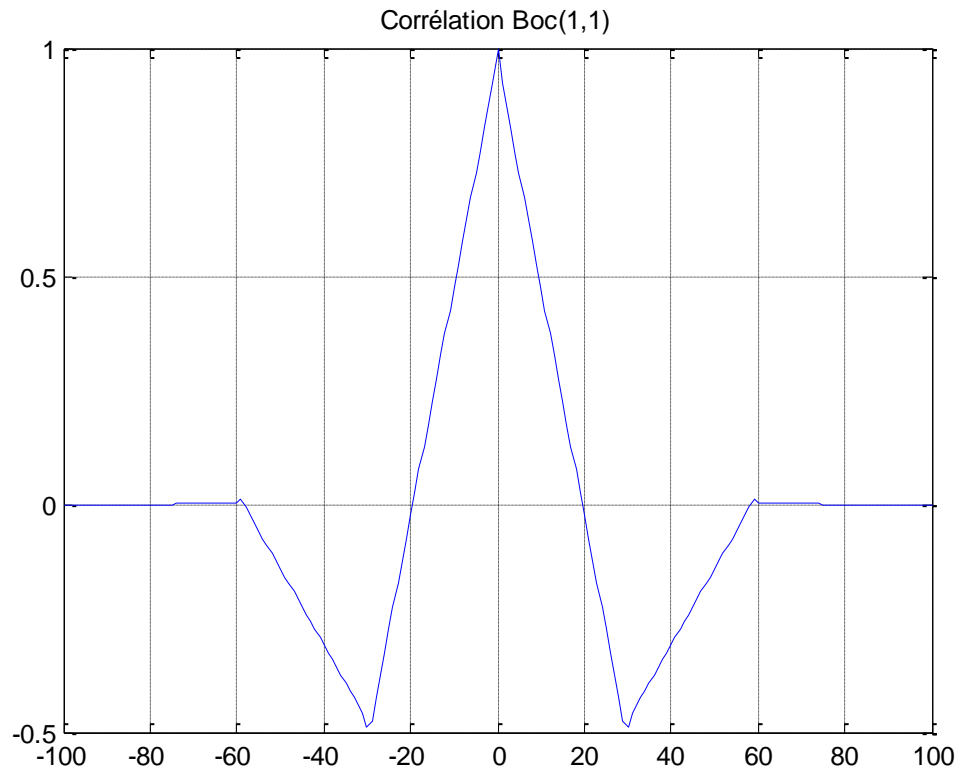


Figure II.5 : Fonction d'auto- corrélation d'un BOC(1,1).

II.4.1. Modulation MBOC :

La densité spectrale de puissance du signal de MBOC peut être obtenue comme la combinaison des spectres des signaux Sin BOC(1,1) et de Sin BOC(6,1). La notation présentée est MBOC (6,1.1/11), et le rapport 1/11 représente la puissance dédoublée entre le BOC(1,1) et BOC(6,1) des composants de spectre comme donnés par :

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

Une variété de formes d'onde de temps peut être employée pour produire MBOC (6,1.1/11). Dans cette section nous décrivons deux approches différentes, BOC multiplexé dans le temps (TMBOC) et BOC composé (CBOC) avec de diverses applications de chaque approche. Bien que tous les deux puissent produire le MBOC, TMBOC et CBOC représentent deux réalisations fondamentalement différentes [12].

II.4.2.Implémentation TMBOC :

Dans une série chronologique de propagation de TMBOC, différents symboles de propagation de BOC sont employés pour différentes valeurs de k, dans un modèle déterministe

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E1OS

ou périodique. Pour produire le spectre MBOC (6,1.1/11), les symboles utilisés sont BOC(1,1) notés par GBOC(1,1)(t) et BOC(6,1) notés GBOC(6,1)(t) et donnés par :

$$G_{BOC(1,1)}(t) = \text{sign}[\sin(2\pi t/T_c)] \quad \text{Avec} \quad 0 \leq t \leq T_c$$

$$G_{BOC(6,1)}(t) = \text{sign}[\sin(12\pi t/T_c)] \quad \text{Avec} \quad 0 \leq t \leq T_c$$

Puisque les canaux pilote et données peuvent être formés en utilisant différentes séquences d'étalement, et la puissance totale du signal peut être divisée différemment entre les deux canaux, différentes réalisations de TMBOC sont possibles. Parmi les propositions faites, un partage de 75% puissance sur le composant pilote et 25% sur le canal de données a été faite. Le BOC(1,1) [14]. Cela mène à 29/33 BOC(1,1) et 4/33 de BOC(6,1), et donne la densité spectrale de puissance suivante :

$$G_{\text{pilote}}(f) = \frac{29}{33} G_{\text{Boc}(1,1)}(f) + \frac{4}{33} G_{\text{Boc}(6,1)}(f)$$

$$G_{\text{Data}}(f) = G_{\text{Boc}(1,1)}(f)$$

$$G_{\text{MBOC}\left(\frac{6,1,1}{11}\right)}(f) = \frac{3}{4} G_{\text{pilote}}(f) + \frac{1}{4} G_{\text{Data}}(f)$$

$$= \frac{10}{11} G_{\text{Boc}(1,1)}(f) + \frac{1}{11} G_{\text{Boc}(6,1)}(f) \quad \text{Eq.II.2}$$

II.4.3. Implémentation CBOC :

Un des problèmes principaux dans la navigation par satellites, est que le récepteur GNSS doit fonctionner dans un environnement critique caractérisé par une présence lourde des sources d'erreurs telles que les trajets multiples et l'interférence. La nouvelle modulation MBOC a été étudiée dans le but de créer un signal plus robuste en ce qui concerne les trajets multiples, apportant un rendement élevé dans les situations où le BOC(1,1) actuel montre des limitations. La modulation adoptée par les européens pour le signal Galileo E1 est CBOC.

La contribution BOC(6,1) apporte une plus grande quantité de puissance sur des fréquences plus élevées, c'est principalement dû à un taux plus élevé de transition apporté par le BOC(6,1) sur le BOC(1,1).

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E1OS

Les sous porteuses du signal CBOC sont formés de la somme pesée de BOC(1,1) et de BOC(6,1) multiplexés pour former un signal à enveloppe constante. CBOC peut être mis en application en utilisant des symboles de quatre-niveau constitués par la somme pesée de SinBOC(1,1) et de SinBOC(6,1). La figure II.6 montre les deux sous porteuses du signal E1.

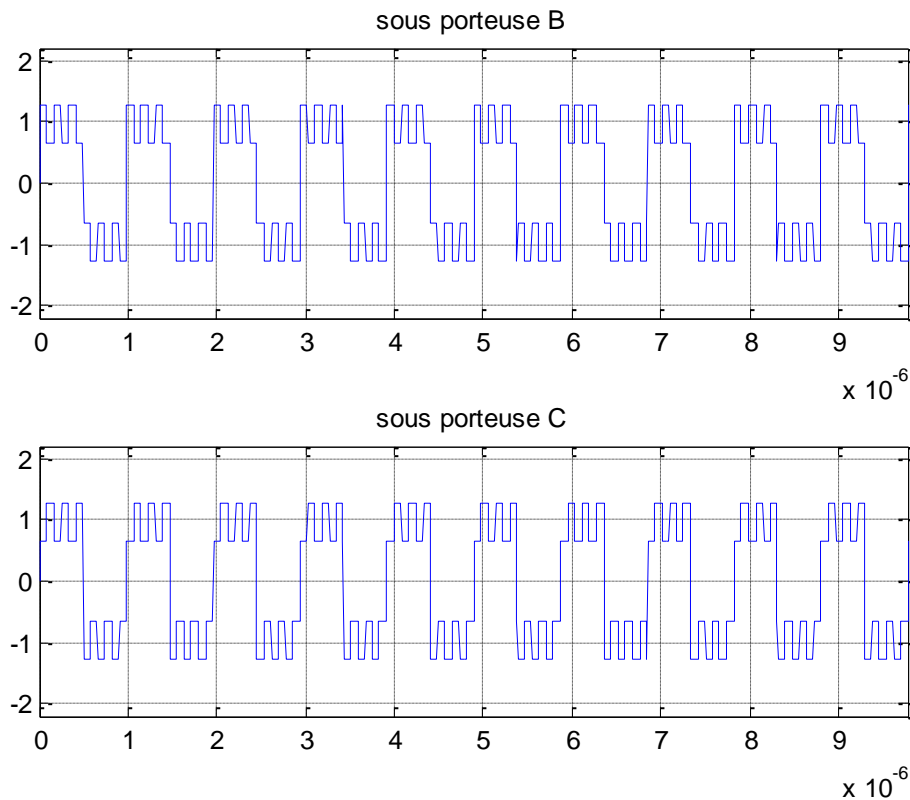


Figure II.6 : Les sous porteuse du signal E1.

II.5. Le signal E1 :

II.5.1. Description du Signal E1 :

Le signal Galileo E1 comporte les composants E1-B et E1-C et est transmis dans la bande de fréquence E1. Le signal E1 fournit le message d'I/Nav assure le service de sûreté de la vie (SOL), et le service ouvert (OS). La génération du signal E1 CBOC peut être visualisée sur la figure.II.7.

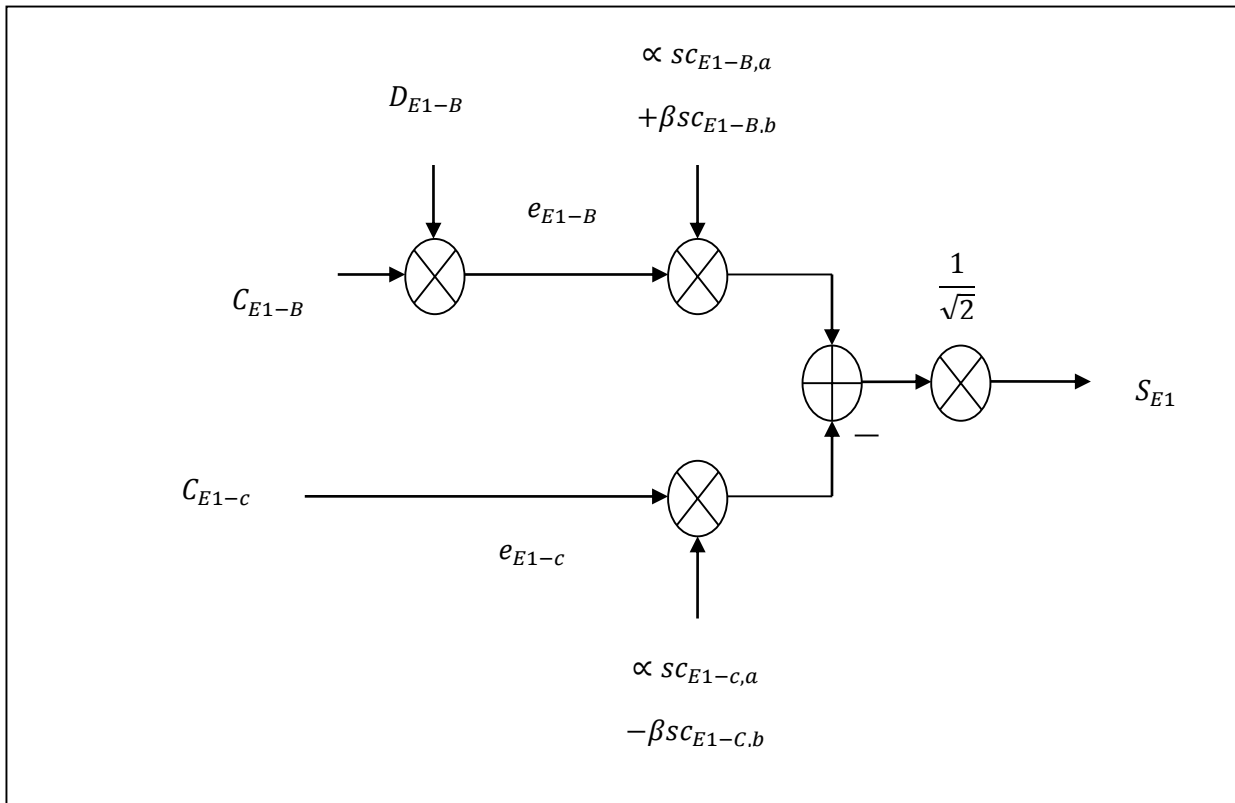


Figure II.7 : Génération du signal E1.

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 C_{E1-B} , 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 $SC_{E1-c,b}$.

Des formulations mathématiques de ces composants sont données par l'équation :

$$\begin{aligned}
 e_{E1-B}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[e_{E1-B} \cdot |i|_{L_{L1-B}} \cdot D_{E1-B,[i]DC_{E1-B}} \cdot \text{rect}_{T_{C,E1-B}}(t - iT_{C,E1-B}) \right] \\
 e_{E1-c}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[C_{E1-c} \cdot |i|_{L_{L1-B}} \cdot \text{rect}_{T_{C,E1-c}}(t - iT_{C,E1-c}) \right]
 \end{aligned}
 \tag{Eq.II.3}$$

Les satellites Galileo transmettent les signaux pour le signal E1 avec les fréquences des codes et des sous porteuse définies dans le tableau II.5 [15]

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

Composant (Paramètre Y)	Type De sous porteuse	fréquence de sous porteuse (MHZ)	fréquence de sous porteuse(MHZ)	Fréquence du code (MHZ)
B	CBOC en phase (CBOC(+))	1,023	6,138	1,023
C	CBOC antiphase (CBOC(-))	1,023	6,138	1,023

Tableau II.5 : Fréquences des codes et sous porteuses du signal E1.

Les fréquences des données de navigation sont données dans le tableau suivant [11]:

Composant (Paramètre Y)	Taux De Symbole(symbole/s)
B	250
C	Aucunes données (canal pilote)

Tableau II.6 : Taux De Symbole du signal E1

Le signal composé est alors produit selon l'équation ci-dessous, avec les composants binaires $e_{E1-B}(t)$ et $e_{E1-C}(t)$.

$$S_{E1}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} (e_{E1-B}(t)(\alpha s_{C_{E1-B,a}}(t) + \beta s_{C_{E1-B,b}}(t)) - e_{E1-C}(t)(\alpha s_{C_{E1-C,a}}(t) + \beta s_{C_{E1-C,b}}(t))) \quad \text{Eq.II.4}$$

Avec :

$$s_{C_X} = \text{sgn}(\sin(2\pi R_{s,X}t))$$

Les paramètres α et β sont choisis en fonction de la puissance combinée des deux sous porteuses $s_{C_{E1-B,a}}$ et $s_{C_{E1-B,b}}$, soit :

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

II.5.2. Les codes d'étalement du signal E1 :

Les codes d'étalement sont établis à partir de codes primaires et secondaires, Les longueurs et les périodes des codes résultants employés pour chaque composant du signal E1 sont énoncées dans le Tableau II.7

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

Composant De Signal	Période de code (ms)	code étalement (bits)	
		Primaire	secondaire
E1-B	4	4092	N/A
E1-C	100	4092	25

Tableau II.7 : Les longueurs et les Période des codes du signal E1

➤ **Les codes primaires d'E1-B et d'E1-C :**

Les codes primaires d'E1-B et d'E1-C sont des séquences pseudo-aléatoires stockées dans des mémoires selon la représentation hexadécimale.

➤ **Les Codes Secondaires d'E1-C :**

Les codes secondaires d'E1-C sont définis en notation hexadécimale dans le Tableau II.8.

Coder identifier	Code d'étalement	Nombre de Symboles Hexadécimale.	Nombre remplis de zéros	Code Séquence
CS251	25	7	3	380AD90

Tableau II.8 : La notation hexadécimale du code secondaire du E1-C.

La figure. II.8.montre le spectre du signal E1.

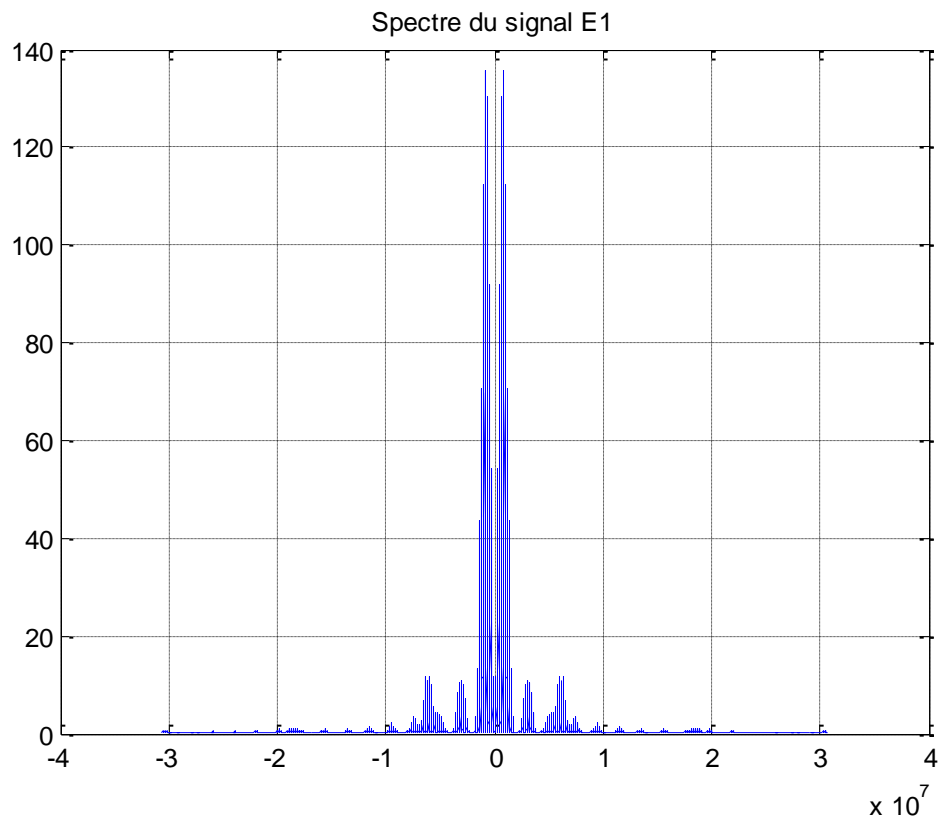


Figure II.8 : Spectre du signal E1.

II.6. La Modulation CASM (Coherent Adaptative Sub-carrier Modulation) :

II.6.1. Le signal L1 :

Le signal Galileo L1 comprend les composants de signal (ou des canaux) L1A, L1B et L1-C et est transmis dans la bande de fréquence 1575.42 MHz assignés aux services RNSS et à ARNS.

Les limitations de spectre pour des systèmes de navigation exigent que les divers signaux de navigation doivent être combinés. À la bande L1, une des questions les plus importantes est comment combiner tous les signaux d'OS et les P.R.S, tout en maintenant la bonne réception de tous les signaux.

Dafesh et al (1999) ont proposé la modulation adaptative (CASM), qui est mathématiquement équivalente à la modulation d'interplex, a présenté dedans [Butman et Timor, 1972].

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

Les différents signaux sur la bande L1 sont multiplexés en utilisant la modulation CASM, suivant le synoptique sur la figure suivante :

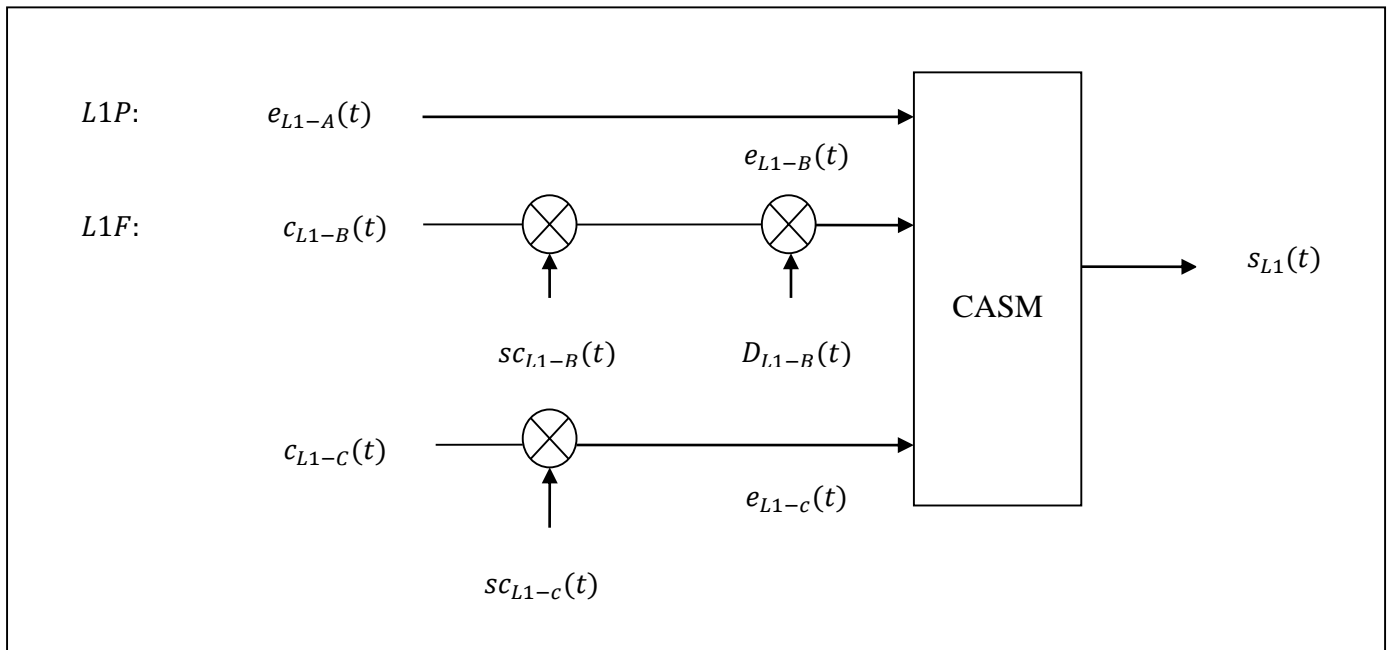


Figure II.9 : Génération du signal CASM L1.

- L1F est un signal ouvert d'accès transmis dans la bande L1 comportant un canal de données et un canal pilote (les L1B et les L1C). Il a des codes et des données de navigation non cryptées, qui sont accessibles à tous les utilisateurs. Le flux de données de navigation de L1F correspond à un type message de I/Nav et contient des messages d'intégrité aussi.
- Le signal de L1P est un signal restreint d'accès transmis dans le canal de signal de L1A. Ses codes et données de navigation sont chiffrés en utilisant un algorithme gouvernemental. Le flux de données de navigation de L1P correspond à un type de message de G/Nav (PRS).
- Le canal de L1A est modulé avec $\text{BOCCos}(15,2.5)$, ce canal de signal est restreint.

Cependant son inconvénient principal est qu'il implique des limites d'intermodulation (IM) afin d'obtenir une enveloppe constante, et gaspille ainsi une partie de la puissance transmise par ce composant IM.

Pour les systèmes GNSS, ce gaspillage de puissance utile devrait être soigneusement analysé parce que c'est un élément pour l'optimisation du système. La modulation d'Interplex, proposée pour chaque signal, devrait être étudiée parce que le produit IM pourrait consommer plus ou moins de puissance et donc pour induire une plus mauvaise ou meilleure exploitation de la puissance.

II.6. 2. Formulation :

La formule pour cette modulation consiste en cosinus dont l'argument contient la fréquence porteuse, les différents canaux à multiplexer et phase aléatoire. Par conséquent, puisque la fonction de cosinus est délimitée dans la gamme ± 1 , le signal modulé sera délimité par l'amplitude assignée. Ceci ne signifie pas que ce signal est à enveloppe constante, mais avec un choix des valeurs appropriées qu'il sera plus facile de réaliser cela [16].

La forme générale d'un signal modulé par la modulation « Interplex modulation », peut être formulé par : [Butman et Timor, 1972]:

$$s(t) = \sqrt{2P} \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta(t) + \varphi) \quad \text{Eq.II.5}$$

Avec :

- P : la puissance moyenne totale du signal
- f_c : la fréquence de la porteuse
- $\theta(t)$: la phase de modulation
- φ : une phase aléatoire

Et dans le cas d'un signal Galileo la phase peut être donnée par :

$$\theta(t) = \beta_1 s_1(t) + \sum_{n=2}^N \beta_n \cdot s_1(t) \cdot s_n(t) \quad \text{Eq.II.6}$$

Avec :

- N : est le nombre de signaux pour à multiplexer.
- β_n est l'index de modulation.
- $s_n(t) = \pm 1$.

La valeur de l'index de modulation β_n détermine l'attribution de puissance pour chaque composant de signal.

Pour le signal L1, trois des signaux sont multiplexés sur la même porteuse, où un d'eux sera dans le composant en quadrature, $s_1(t)$, et les autres deux seront dans le composant en phase, $s_2(t)$ et $s_3(t)$. Par conséquent, la formule générale pour le signal L1 est :

$$s(t) = \sqrt{2P} \cdot \cos\left(2\pi f_c t - \frac{\pi}{2} \cdot s_1(t) + \beta_2 s_1(t) \cdot s_2(t) + \beta_3 s_1(t) \cdot s_3(t) + \varphi\right) \quad \text{Eq.II.7}$$

$\beta = -\pi/2$ Parce que le signal $s_1(t)$ a été choisi dans la quadrature avec les deux autres signaux. Ainsi, si nous développons le $s(t)$ en appliquant les relations trigonométriques, nous aurons :

$$s(t) = \sqrt{2P} [\cos(2\pi f_c t + \varphi) \cdot \cos(Q) - \sin(\cos(2\pi f_c t + \varphi) \cdot \sin(Q))] \quad \text{Eq.II.8}$$

Avec :

$$Q = -\frac{\pi}{2} \cdot s_1(t) + \beta_2 s_1(t) \cdot s_2(t) + \beta_3 s_1(t) \cdot s_3(t)$$

Maintenant, si nous développons le sinus et le cosinus avec l'argument Q et sachant que les signaux $s_n(t)$ sont binaires, nous obtenons:

$$\cos\left(-\frac{\pi}{2} + \beta_2 + \beta_3\right) = \sin(\beta_2 + \beta_3) = \sin(\beta_2) \cos(\beta_3) + \sin(\beta_3) \cos(\beta_2) \quad \text{Eq.II.9}$$

$$\sin\left(-\frac{\pi}{2} + \beta_2 + \beta_3\right) = -\cos(\beta_2 + \beta_3) = -\cos(\beta_2) \cos(\beta_3) + \sin(\beta_2) \sin(\beta_3) \quad \text{Eq.II.10}$$

Cela donnera :

$$s(t) = \sqrt{2P} \left[[s_2(t) \sin(\beta_2) \cos(\beta_3) + s_3(t) \sin(\beta_3) \cos(\beta_2)] \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi) + [s_1(t) \cos(\beta_2) \cos(\beta_3) - s_1(t)s_2(t)s_3(t) \sin(\beta_2) \sin(\beta_3)] \cdot \sin(2\pi f_c t + \varphi) \right] \quad \text{Eq.II.11}$$

Si nous obtenons les composants en phase et en quadrature de cette expression, le signal en bande de base est :

$$s_b(t) = \sqrt{2P} \left[[s_2(t) \sin(\beta_2) \cos(\beta_3) + s_3(t) \sin(\beta_3) \cos(\beta_2)] + j \cdot [s_1(t) \cos(\beta_2) \cos(\beta_3) - s_1(t)s_2(t)s_3(t) \sin(\beta_2) \sin(\beta_3)] \right] \quad \text{Eq.II.12}$$

En considérant les puissances de chaque élément, nous avons :

$$P_1 = P \cdot \cos^2(\beta_2) \cdot \cos^2(\beta_3)$$

$$P_2 = P \cdot \sin^2(\beta_2) \cdot \cos^2(\beta_3)$$

$$P_3 = P \cdot \sin^2(\beta_3) \cdot \cos^2(\beta_2)$$

$$P_{im} = P \cdot \sin^2(\beta_2) \cdot \sin^2(\beta_3) \quad \text{Eq.II.13}$$

On peut remarquer qu'une partie de la puissance est celle du terme intermodulation. Nous considérons les conditions nécessaires des paramètres appropriés, ainsi des composants en phase et en quadrature sont censés pour avoir la même puissance. Ceci nous mène à dire que P_1 sera 50% de la puissance et que P_2 et P_3 auront un 25% de la puissance chacun:

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E1OS

$$P_1 = P \cdot \cos^2(\beta_2) \cdot \cos^2(\beta_3) = 2 \cdot P \cdot \sin^2(\beta_2) \cdot \cos^2(\beta_3)$$

$$P_2 = P_3 = P \cdot \sin^2(\beta_2) \cdot \cos^2(\beta_3) \quad \text{Eq.II.14}$$

Ce système est réduit pour résoudre l'équation suivante:

$$\cos^2(\beta_2) = 2\sin^2(\beta_2) \quad \text{Eq.II.15}$$

Qui a une solution : $\beta_2 = \arctg\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) = \pm 0.6155 \text{ radians}$

Le canal dans le composant en phase est constitué par la soustraction de $s_2(t)$ et $s_3(t)$, ainsi nous choisissons pour β_2 la solution positive et pour β_3 la solution négative:

$$\beta_2 = -\beta_3 = m = 0.6155 \text{ radians} \quad \text{Eq.II.16}$$

En conséquence, l'expression du signal en bande de base est:

$$s_b(t) = \sqrt{2P}[[s_2(t) \sin(m) \cos(-m) + s_3(t) \sin(m) \cos(m)] + j \cdot [s_1(t) \cos(m) \cos(-m) - s_1(t)s_2(t)s_3(t) \sin(m) \sin(-m)]] \quad \text{Eq.II.17}$$

Sachant que le sinus est une fonction impaire et le cosinus une fonction paire , l'expression peut être développée en:

$$s_b(t) = \sqrt{2P}[s_2(t) \sin(m) \cos(m) - s_3(t) \sin(m) \cos(m)] + j \cdot [s_1(t) \cos^2(m) + s_1(t)s_2(t)s_3(t) \sin^2(m)] \quad \text{Eq.II.18}$$

Pour atteindre l'enveloppe constante, si la puissance pour les différents canaux est analysée ajoutant quelques restrictions et prenant $\sin(m)\cos(m)=A$, $\cos^2(m)=B$ et $\sin^2(m)=C$:

$$s_b(t) = \sqrt{2P}[[A \cdot s_2(t) - A \cdot s_3(t)] + j \cdot [B \cdot s_1(t) + C \cdot s_1(t)s_2(t)s_3(t)]] \quad \text{Eq.II.19}$$

Nous supposons que le canal 2 et 3 ont la même puissance, que le canal 1 a 50% de la puissance relative et les canaux 2 et 3 a 25% tous les deux. La première condition exprime que la norme de la pièce de I et de Q du $s_b(t)$ de signal doit être unité:

$$\sqrt{(A^2 - A^2) + (B^2 + C^2)} = 1$$

L'égalité des puissances des deux des canaux de I et de Q mènent à:

$$A^2 + A^2 = B^2$$

En conclusion, la condition globale mène à:

$$A^2 + A^2 + B^2 + C^2 = 1$$

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E1OS

Nous aurons alors le système d'équation suivant :

$$B + C = 1$$

$$2A^2 = B^2$$

$$2A^2 + B^2 + C^2 = 1$$

$$B = 1 - C \rightarrow 2 \cdot (1 - C)^2 + C^2 = 1 \rightarrow C = 1; C = \frac{1}{3}$$

Puisque la solution avec $C=1$ ne mène pas à un résultat raisonnable, nous obtenons $C=1/3$ comme utile solution alors :

$$B = \frac{2}{3}; A = \frac{\sqrt{2}}{3}$$

Par conséquent, le signal peut être exprimé comme:

$$s_b(t) = \sqrt{2P} \left[\left[\frac{\sqrt{2}}{3} \cdot s_2(t) - \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot s_3(t) \right] + j \cdot \left[\frac{2}{3} \cdot s_1(t) + \frac{1}{3} \cdot s_1(t)s_2(t)s_3(t) \right] \right] \quad \text{Eq.II.20}$$

Maintenant analysant la puissance pour chaque composant:

$$P_1 = P \cdot \left(\frac{2}{3} \right)^2 = 0.44 P$$

$$P_2 = P \cdot \left(\frac{\sqrt{2}}{3} \right)^2 = 0.22 P$$

$$P_3 = P \cdot \left(\frac{\sqrt{2}}{3} \right)^2 = 0.22 P \quad \text{Eq.II.21}$$

$$P_{IM} = P \cdot \left(\frac{1}{3} \right)^2 = 0.11 P$$

D'après ces résultats, nous remarquons que seul 88.88% de la puissance transmise est utile, le reste de la puissance est perdu dans le terme d'inter modulation, pour garantir un signal à enveloppe constante.

III.1.Introduction :

Dans un récepteur GNSS, pour fournir le positionnement d'un utilisateur il est nécessaire de réaliser les deux opérations d'acquisition et de poursuite. L'acquisition est une recherche bidimensionnelle qui consiste à déterminer les deux retards liés au signal dans le domaine temporel et fréquentiel, et ce afin de définir les satellites visibles pour l'évaluation des pseudo- distances nécessaires pour le calcul de la position. Cette opération exploite la propriété d'auto-corrélation des séquences pseudo aléatoires utilisées pour distinguer les différents satellites suivant la technique CDMA.

L'étage d'acquisition se constitue de deux étages principaux, dédiés pour l'estimation et la détection, dans le premier recherche les paramètres retard et décalage Doppler, et le deuxième pour la décision de la présence du signal.

Nous présentons dans ce chapitre, les différentes étapes de cet étage, les différentes stratégies de recherche souvent utilisées.

III.2 Principe général de l'étage d'acquisition :

La première opération effectuée par un récepteur de GNSS est l'acquisition qui décide la présence ou l'absence du signal et fournit une évaluation approximative du retard de code et de la fréquence de Doppler du signal reçu. Le système d'acquisition met en application quelques résultats bien connus de la théorie de la détection. Tous les systèmes d'acquisition pour des applications de GNSS décrites en littérature sont basés sur l'évaluation et le traitement de la fonction d'ambiguïté (CAF) cela, dans le domaine de temps discret, elle peut-être définie par :

$$y(\tau, FD) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n]c[n - \tau]e^{-j2\pi FDn} \quad \text{Eq.III.1}$$

Où :

$r[n]$ le signal reçue, $c[n - \tau]$ est le code de PRN local, la sous porteuse et le code secondaire, τ et F_d sont le retard de code et la fréquence de Doppler examinée par le récepteur.

Dans le meilleur des cas le CAF devrait présenter une pic correspondant aux valeurs τ et F_d associées au retard et la fréquence de Doppler du signal reçu .A chaque fois la phase du signal entrant, du bruit et d'autres interférences peuvent dégrader la lisibilité de la CAF, dans

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E1OS

ce cas des solutions ultérieures sont nécessaire. Par exemple, dans un bloc non cohérent d'acquisition seulement l'enveloppe de la CAF est considérée, évitant la dépendance de phase. D'ailleurs des intégrations non cohérentes peuvent être utilisées afin de réduire l'impact de bruit.

Une fois la CAF est évaluée, le système peut prendre une décision sur la présence du satellite. Différentes stratégies de détection peuvent être utilisées.

La Figure III.1 montre les différents blocs de l'étage d'acquisition qui peuvent se résumer en :

- évaluation de CAF.
- enveloppe et moyenne.
- détection et décision.
- Multi trial et Vérification.

La deux premiers étages sont consacrées à l'évaluation de la CAF et pour améliorer sa lisibilité. Les deux derniers déterminent la présence du signal et vérifient si la décision qui a été prise est correcte. Les différentes étapes sont strictement reliées ensemble et chaque couche peut exiger une transformation plus ultérieure des niveaux précédents [17].

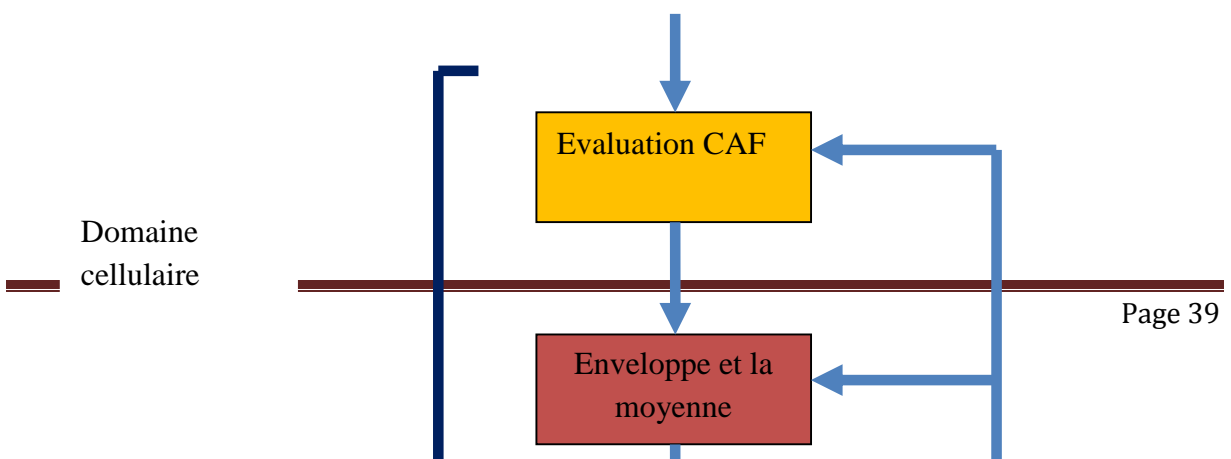


Figure III.1: Représentation conceptuelle du procédé d'acquisition

III.2.1. Evaluation de la CAF

La première étape du bloc d'acquisition consiste en l'évaluation de la CAF. Le signal reçu $r[n]$ est multiplié par deux sinusoides orthogonales à la fréquence $F_D = (f_{IF} + f_d)$, de cette façon deux de nouveaux signaux sont produits [17]:

$$\begin{aligned}y_c(n, F_D) &= r[n] \cos(2\pi F_D n) \\y_s(n, F_D) &= r[n] \sin(2\pi F_D n)\end{aligned}\quad \text{Eq. III.2}$$

La multiplication par ces deux sinusoides orthogonales est mène le signal en bande de base, enlevant l'effet Doppler en récupérant la fréquence Doppler associée au signal. Ces multiplications correspondent à la modulation complexe d'Eq.III.2 qui est mis en application dans des récepteurs de GNSS en dédoublant le signal entrant dans deux branches et en les multipliant séparément par cosinus et sinus.

$$F_D = (f_{IF} + f_d)T_s = \frac{f_{IF} + f_d}{f_s}$$

La fréquence normale est donnée par deux limites:

f_{IF} : La fréquence intermédiaire.

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

f_d : La fréquence Doppler.

La fréquence intermédiaire f_{if} est connue et dépend de l'architecture de récepteur, tandis que f_d est choisi d'un ensemble d'unité du type:

$$f_d = f_{d.min} + l. \Delta f \quad \text{Pour } l=0.1 \dots L-1 \quad \text{Eq.III.3}$$

Différentes fréquences de Doppler sont examinées afin de déterminer l'effet Doppler du signal entrant, pour un récepteur fixe $f_d = -5\text{KHz} : +5\text{Hz}$.

Les signaux $y'_c(n, \tau, F_D)$ et $y'_s(n, \tau, F_D)$ sont alors multipliés par une reproduction locale du signal qui contient le code primaire de PRN $C_1[n]$ de sous-porteuse $C_b[n]$, et potentiellement le code secondaire $C_2[n]$. La reproduction locale de signal est retardée par les retards possibles qui sont pris de l'ensemble $\tau = \tau_{min} + h. \Delta \tau$ Pour $h = 0, 1 \dots H - 1$

$$\begin{aligned} y'_c(n, \tau, F_D) &= r[n] \cos(2\pi F_D n) c[n - \tau] \\ y'_s(n, \tau, F_D) &= -r[n] \sin(2\pi F_D n) c[n - \tau] \end{aligned} \quad \text{Eq.III.4}$$

En examinant les différents retards, le bloc d'acquisition peut estimer le retard du signal reçu $r[n]$. Les signaux $y'_c(n, \tau, F_D)$ et $y'_s(n, \tau, F_D)$ sont alors intégrés, suivant les deux voies en phase et quadrature de phase $Y_I(\tau, F_D)$ et $Y_Q(\tau, F_D)$:

$$\begin{aligned} Y_I(\tau, F_D) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y'_c(n, \tau, F_D) \\ Y_Q(\tau, F_D) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y'_s(n, \tau, F_D) \end{aligned} \quad \text{Eq.III.5}$$

Dans Eq.III.6 le nombre d'échantillons utilisés pour évaluer les composants en phase et en quadrature est employé pour évaluer le temps d'intégration donné par :

$$T_c = N. T_s$$

Cela est habituellement choisi comme un multiple de la période du code PRN. En général, H peut être différent de N puisque seulement un sous-ensemble de tous les retards possibles peut être examiné. Les deux composants- d'Eq.III.6 représentent les parties réelles et imaginaires de la fonction d'ambiguïté CAF ;

$$Y(\tau, F_D) = Y_I(\tau, F_D) + jY_Q(\tau, F_D) \quad \text{Eq.III.6}$$

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

Sur la figure III.2, les opérations précédemment décrites sont bien détaillée. Le CAF est une fonction bidimensionnelle qui dépend de la fréquence de Doppler F_D et du retard τ , les deux paramètres F_D et τ sont évalués sur les ensembles discrets représentés par Eq.III.3 et Eq.III.5. Les résultats de CAF définie au-dessus d'une grille bidimensionnelle qui est désigné habituellement par le nom de l'espace de recherche. Chaque valeur de F_D et τ définies une cellule de l'espace de recherche, celle-ci est en général, une variable aléatoire à employer pour décider la présence des signaux utiles. Puisqu'à l'évaluation de CAF et à l'enveloppe et à la moyenne met en scène on dit que les cellules de l'espace de recherche sont traitées séparément, ces deux blocs fonctionnent dans le domaine de cellules, contrairement aux deux derniers blocs du figure III.1 qui fonctionnent dans le domaine de décision. Dans le domaine de décision une fonction globale de toutes les cellules de l'espace de recherche est employée pour déterminer la décision d'acquisition finale.

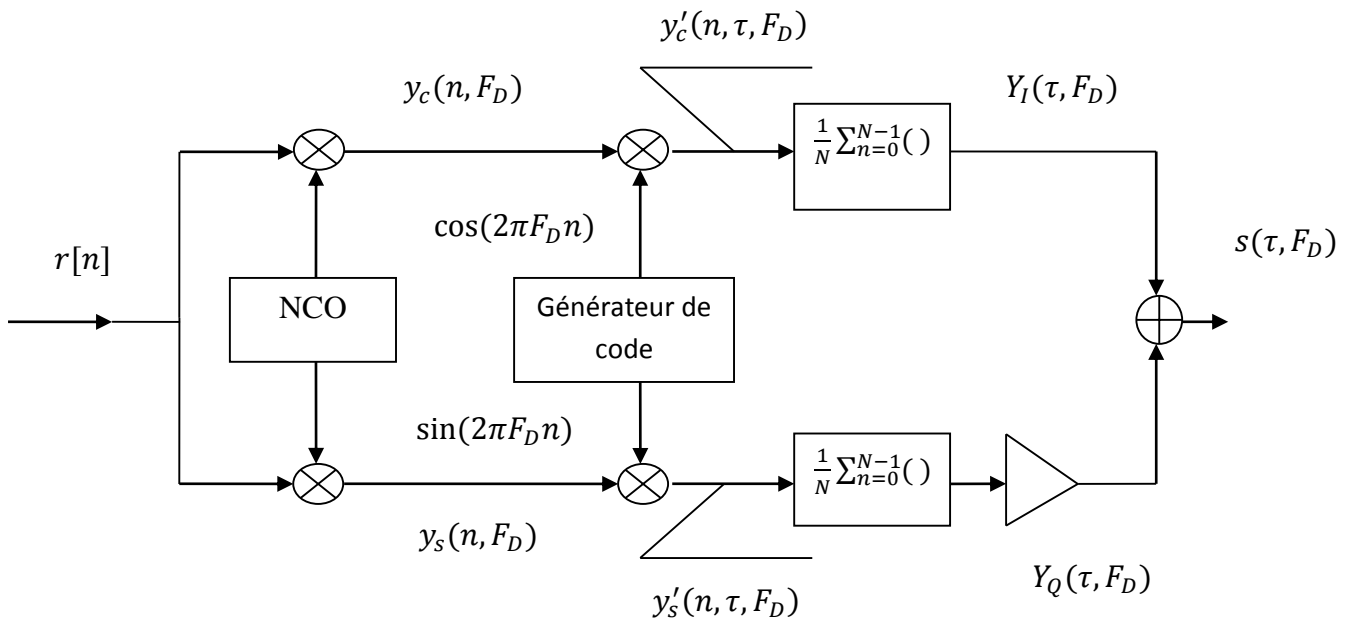


Figure III.2 : Schéma conceptuel pour l'évaluation de la fonction d'ambiguïté CAF.

Dans les systèmes d'acquisition décrits dans les différentes méthodes de littérature d'évaluer le CAF sont présentées. Elles donnent les mêmes (ou approximativement mêmes) résultats et le choix de la méthode dépend principalement des outils de matériel et de logiciel

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

disponibles pour l'exécution de récepteur. Nous décrivons dans ce qui suit, les différentes méthodes d'évaluation de la CAF utilisées dans les systèmes d'acquisition.

III. 2.1.1. La recherche série :

L'acquisition en recherche série est souvent utilisée dans les systèmes CDMA. Le signal est multiplié par une porteuse locale suivant les deux voies en phase et en quadrature, et un code local avec tous les retards possibles. Dans cette technique une nouvelle CAF est évaluée à chaque n , le vecteur $r = [r[0], r[1] \dots r[N - 1]]$ peut être mis à jour instant par instant en ajoutant une nouvelle valeur d'entrée et en jetant l'ancien. Pour éviter l'ambiguïté dans ce cas-ci, la notation suivante :

$$r = [r[n]r[n - 1] \dots r[n - N + 1]] \text{ Sera adoptée.}$$

Avec cette approche le retard τ réalise n mouvements dans tout le vecteur $r[n]$ à chaque nouvel instant. Par conséquent le code local $c[n]$ est toujours identique et le CAF est donné par l'expression [18]:

$$Y(\tau, F_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[\tau - N + m + 1] c[m] \exp\{-j2\pi F_D m\} \quad \text{Eq.III.9}$$

Il est tout à fait facile de vérifier que cette approche est équivalente à déplacer le retard du $c[n]$ comme retard mutuel entre le $c[n]$ et le code reçu est la quantité inconnue d'intérêt. Cette méthode est coûteuse en terme de temps de recherche puisqu'elle teste tous les retards possibles et toutes les fréquences doppler.

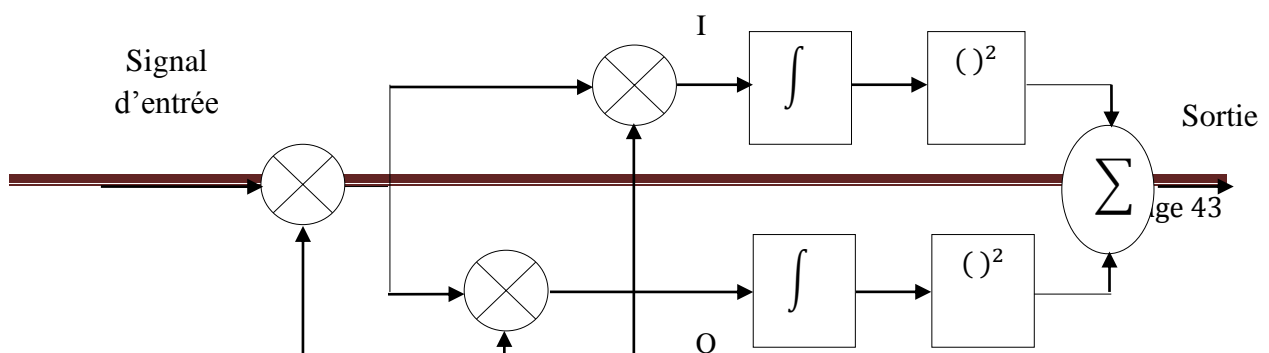


Figure III.3 : Acquisition en recherche série.

III. 2.1.2.L'acquisition parallèle dans le domaine temporel : (circulaire)

Dans cette catégorie d'acquisition, le signal reçu est multiplié par $e^{-j2\pi F_D n}$ obtenant la séquence :

$$q_l[n] = r[n]. e^{-j2\pi F_D n} \tag{Eq.III.10}$$

Alors

$$y(\tau, F_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} q_l[n]. c[n - \tau] \tag{Eq.III.11}$$

Cette forme de la fonction d'ambiguïté CAF, peut être évaluée au moyen d'une corrélation croisée circulaire définie par [18]:

$$Y(\tau, F_D) = \frac{1}{N} IDFT\{DFT[q_l[n]]DFT[c[n]]^*\} \tag{Eq.III.12}$$

Où

DFT et IDFT représentent la transformée de Fourier discrète bien connue et la transformée de Fourier discrète inverse.

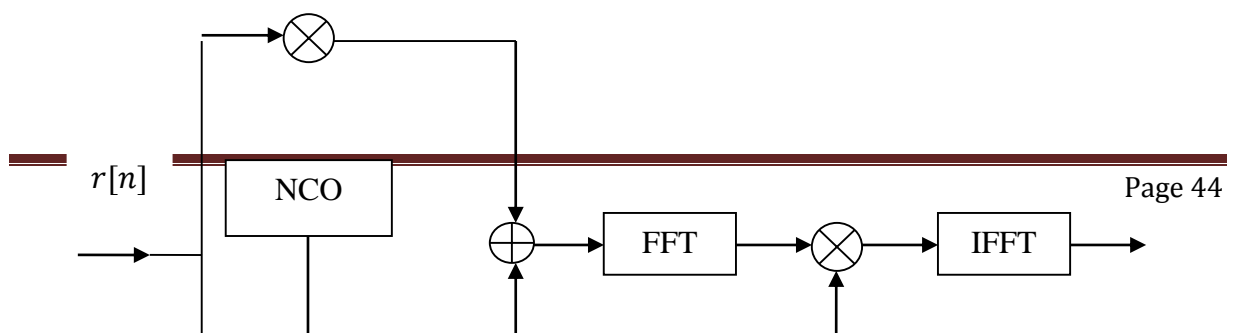


Figure III.4 : L'acquisition parallèle dans le domaine de temps

III. 2.1.3.Acquisition parallèle dans le domaine fréquentiel :

Dans technique le vecteur $r[n]$ peut être extrait instant par instant, comme dans la méthode 1, et être multiplié par le code $c[n]$:

$$q_i[m] = r[\tau - N + 1 + m].c[m] \quad \text{Eq.III.13}$$

Pour chaque retard, un résultat semblable peut être obtenu en extrayant un vecteur r d'entrée des échantillons de chaque N , et en le multipliant par une version retardée du code local $c[n]$.

La fonction CAF peut être écrite comme :

$$s(\tau, F_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} q_i[m] e^{-j\frac{2\pi}{N}lm} \quad \text{Eq.III.15}$$

Sur la figure III.4 cette technique de recherche d'acquisition est illustrée. La CAF est évaluée en utilisant la FFT. Cette opération réduit le volume des calculs mais présente une perte de la qualité de CAF [17].

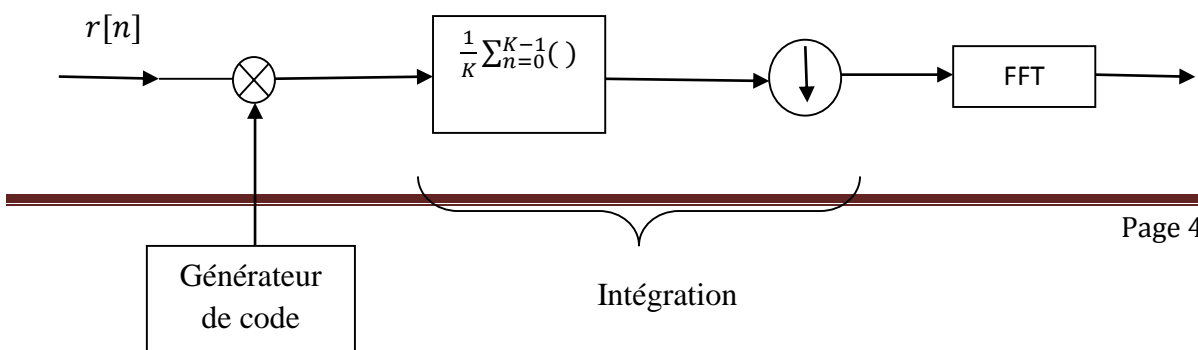


Figure III.5 : Schéma d'acquisition parallèle dans le domaine fréquentiel.

III.2.2. L'enveloppe et la moyenne :

Après l'évaluation de la CAF, le système d'acquisition doit enlever la dépendance de la phase du signal d'entrée et appliquer des techniques de réduction de bruit. La manière la plus simple d'enlever la dépendance de la phase du signal d'entrée est de considérer la valeur absolue carrée de la fonction CAF. Dans ce cas-ci les cellules de l'espace de recherche s'écrit sous la forme suivante:

$$s(\tau, F_D) = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n]c[n - \tau]e^{-j2\pi F_D n} \right|^2 \quad \text{Eq.III.16}$$

La réduction de bruit est effectuée par les blocs $\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1}(\cdot)$ D'intégration avant l'opération d'enveloppe. Cette opération correspond à faire la moyenne de plusieurs échantillons du signal entaché de bruit, c'est une sommation cohérente. Ce genre d'intégration fournit la meilleure façon en termes de réduction de l'effet du bruit.

En fait avant l'enveloppe le bruit est une variable aléatoire gaussienne à moyenne nulle, donc des échantillons qui peuvent être positif ou négatif. Sur la figure III.4 est illustré le détail de cette technique, correspondant à l'utilisation de l'intégration cohérente seulement. La variable de décision est obtenue en additionnant les composants en phase et en quadrature. De cette façon $s(\tau, F_D)$ aura l'expression suivante:

$$Y(\tau, F_D) = Y_I^2(\tau, F_D) + Y_Q^2(\tau, F_D) \quad \text{Eq.III.17}$$

D'autres techniques d'intégration peuvent être employées pour améliorer la qualité de l'espace de recherche et pour réduire l'impact du bruit d'entrée, telle que les intégrations non cohérentes.

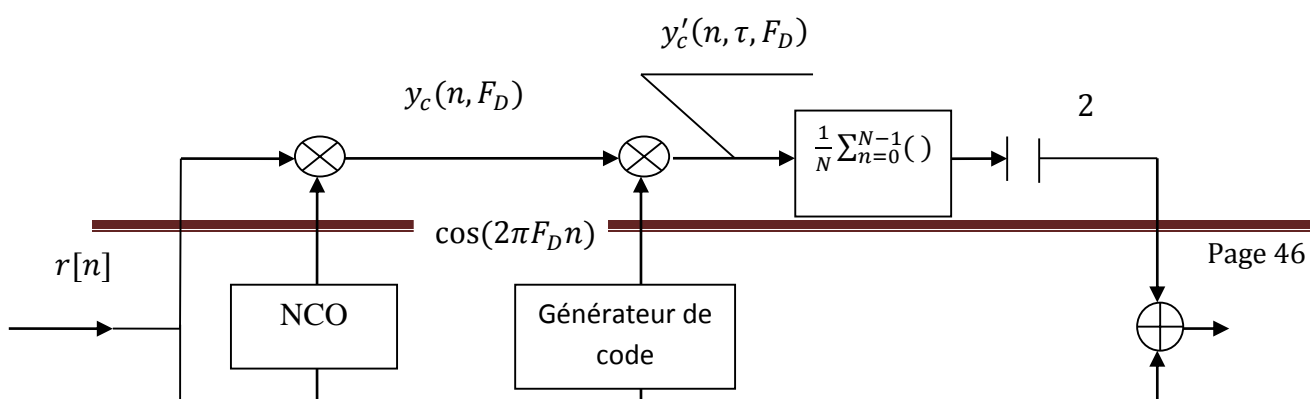


Figure III.6 : schéma d'acquisition de base avec intégration cohérente.

III.2.3. La détection et la décision :

Une fois qu' $S(\tau, F_D)$ est évalué, le système peut prendre une décision concernant la présence du satellite ceci est réalisé en comparant la variable de décision à un seuil prédéterminé en fonction du taux de fausse alarme souhaité, pour décider de la présence du signal de son absence.

III.2.4. Multi test et Vérification :

Quand une première décision concernant la présence satellite est prise, et une première évaluation des retards codes et fréquence est faite, le système peut affiner les résultats. Ainsi des techniques de test basées sur l'utilisation de différentes $S(\tau, F_D)$.

III.3. Courbes de performances d'un étage d'acquisition :

Le fonctionnement de récepteur repose sur la théorie de la détection, qui consiste à déterminer la présence d'un signal entaché de bruit aditif au niveau du récepteur. Un procédé général de détection est dépeint sur la figure III.6, le signal d'entrée bruité est traité et une variable de décision est dérivée. La variable de décision est alors employée pour établir la présence du signal désiré. Le signal d'entrée se caractérise par un SNR d'entrée [18].

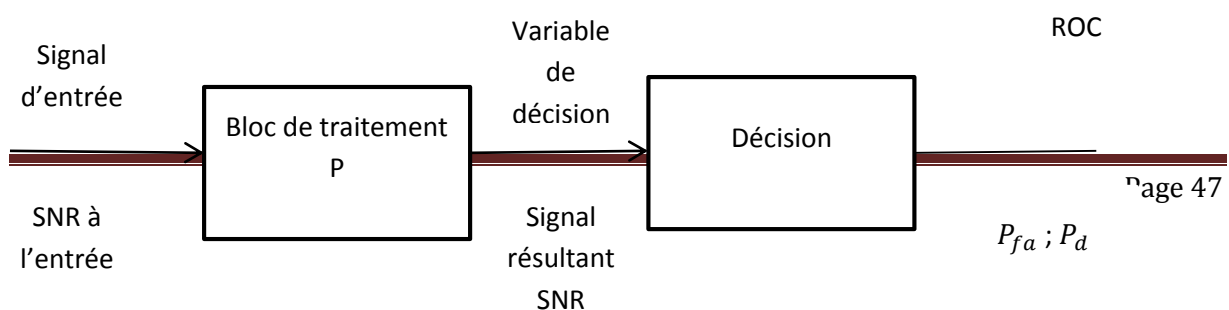


Figure III.7 : Schéma général de détection

Le signal d'entrée est traité afin de produire une variable de décision utilisée pour établir la présence d'un signal désiré. $\{C\}$ est-il l'ensemble de paramètres décrivant l'impact de canal sur le signal désiré tandis que $\{P\}$ se rapporte aux paramètres de traitement. β est le seuil de décision, et P_d et P_{fa} sont les probabilités de détection et de fausse alarme.

Le bloc d'acquisition est la 1er un procédé de détection visant pour déterminer la présence ou l'absence du signal transmis par un satellite donné. Dans ce sens un bloc d'acquisition peut se caractériser par les mêmes paramètres adoptés pour caractériser un détecteur général.

Le but de ceci et de la prochaine section est l'introduction des outils de base pour caractériser un procédé de détection et ainsi le bloc d'acquisition. Différentes techniques de traitement peuvent être adoptées, comme des intégrations cohérentes, non cohérentes et différentielles.

Le bloc de traitement se caractérise par l'ensemble de paramètres $\{P\}$ cela, par exemple, peut inclure la période d'intégration cohérente et le nombre d'intégrations non cohérentes. La variable de décision est utilisée pour l'évaluation des fonctions de densité de probabilité (PDF) se rapportant à la présence ou à l'absence du signal désiré. Ces PDF en particulier, les distributions cumulatives complémentaires correspondantes, déterminent complètement les caractéristiques du détecteur. La probabilité que cette variable de décision dépasse un seuil s'appelle la probabilité de détection si le signal désiré est présent et la probabilité de fausse alarme s'il est absent. Les variations de la probabilité de détection en fonction des probabilités de fausses alarmes pour un rapport signal à bruit SNR donné est appelée ROC (Receiver Operating Characteristic) [18].

III.4. Théorie de la détection à seuil fixe :

Dans un système utilisant la détection tel que le radar, le principe général est d'observer le signal reçu et de prendre une décision concernant la présence ou l'absence d'une cible, dans

le cas d'un système satellitaire, il s'agirait de prendre une décision de la présence ou de l'absence d'un signal provenant d'un satellite donné. Sur ce, nous pouvons définir des hypothèses qui seront sélectionnées suivant un certain critère. Cela reviendra, en effet, à avoir une source génératrice d'hypothèses ; l'hypothèse nulle H_0 correspondant à l'absence du signal et l'hypothèse alternative H_1 dans le cas de sa présence. Le récepteur prendra une décision en décidant l'une des deux hypothèses en se basant sur des observations représentées par des variables aléatoires X . L'ensemble des valeurs de la variable aléatoire X est appelé l'espace d'observation Z , ce dernier est divisé en deux sous espaces Z_0 et Z_1 , ainsi, le récepteur décide H_0 si la variable X est dans la région Z_0 et il prendra H_1 comme décision si X appartient à Z_1 .

Figure III.8 : Les régions de décision.

Nous présenterons maintenant quelques tests d'hypothèses qui sont utilisés dans la théorie de détection, ainsi que les conditions de leurs utilisations.

III.4. 1. Test du rapport de vraisemblance maximum :

Soit X le vecteur des observations et $P(x/H_i)$, $i=0,1$, est la probabilité de X sous l'hypothèse H_i . Dans le test du rapport de vraisemblance maximum, les régions de décision Z_0 et Z_1 sont définies [17]:

$$Z_0 = \{x: P(x/H_0) > P(x/H_1)\} \quad \text{Eq.III.18}$$

$$Z_1 = \{x: P(x/H_0) < P(x/H_1)\} \quad \text{Eq.III.19}$$

Le test du rapport de vraisemblance maximum est défini comme :

$$\frac{P(x/H_1)}{P(x/H_0)} \underset{H_0}{\underset{H_1}{>}} 1 \quad \text{Eq.III.20}$$

Le rapport de vraisemblance est défini comme :

$$\hat{\Lambda}(x) = \frac{P(x/H_1)}{P(x/H_0)} \quad \text{Eq.III.21}$$

D'où le test du rapport de vraisemblance maximum peut être exprimé par :

$$\hat{\Lambda}(x) \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} 1 \quad \text{Eq.III.22}$$

III.4.2. Test du maximum à postérieur : MAP (Maximum A posteriori Probability)

Soit $P(H_i/x)$, $i=0,1$, est la probabilité que H_i est vraie pour une certaine valeur de x . La probabilité conditionnelle $P(H_i/x)$ est appelée la probabilité à posteriori, qui est la probabilité qui est calculée après qu'une observation est faite. La probabilité $P(H_i)$ est la probabilité à priori.

Le test MAP est donné par :

$$\frac{P(H_1/x)}{P(H_0/x)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} 1 \quad \text{Eq.III.23}$$

En utilisant la formule de Bayes la formule Eq.III.23 devient :

$$\frac{P(x/H_1)P(H_1)}{P(x/H_0)P(H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} 1 \quad \text{Eq.III.24}$$

En utilisant la formule du rapport de vraisemblance de la formule (3.4), le test peut être exprimé comme suit :

$$\hat{\Lambda}(x) \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \eta \quad \text{Eq.III.25}$$

Tel que η est le seuil du test MAP qui est donné par : $\eta = \frac{P(H_0)}{P(H_1)}$ Eq.III.26

III.4.3. Test de Bayes :

Soit C_{ij} le coût associé à l'événement d'accepter l'hypothèse H_i quand H_j est vraie noté (D_i, H_j) . Nous définissons aussi le coût moyen, qui est connu sous le nom du risque de Bayes :

$$\bar{C} = C_{00}P(D_0, H_0) + C_{10}P(D_1, H_0) + C_{01}P(D_0, H_1) + C_{11}P(D_1, H_1) \quad \text{Eq.III.27}$$

Où $P(D_i, H_j)$ est la probabilité d'accepter H_i quand H_j est vraie. En utilisant la formule de Bayes, nous aurons :

$$\begin{aligned} \bar{C} = & C_{00}P(D_0/H_0)P(H_0) + C_{10}P(D_1/H_0)P(H_0) \\ & + C_{01}P(D_0/H_1)P(H_1) + C_{11}P(D_1/H_1)P(H_1) \end{aligned} \quad \text{Eq.III.28}$$

Du fait que le coût de prendre une décision incorrecte est plus élevé que celui d'une décision correcte, en général, nous assumons que :

$$C_{10} > C_{00} \quad \text{et} \quad C_{01} > C_{11} \quad \text{Eq.III.29}$$

Le test qui minimise le coût moyen est appelé le test de Bayes, et est exprimé en fonction du rapport de vraisemblance comme suit :

$$\Lambda(x) \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \eta = \frac{(C_{10} - C_{00})P(H_0)}{(C_{01} - C_{11})P(H_1)} \quad \text{Eq.III.30}$$

Noter que quand : $(C_{10} - C_{00}) = (C_{01} - C_{11})$ le test de Bayes et le test MAP sont identiques.

III.4.4. Test de Neyman Pearson: Le test de Bayes nécessite la connaissance des probabilités à priori $P(H_0)$ et $P(H_1)$ ainsi que les coûts associés à chaque hypothèse, cela n'est toujours pas facile à avoir. Pour cela, dans ces cas, nous pouvons travailler en utilisant les probabilités de détection P_d et de fausses alarmes P_{fa} . Les tests de Neyman Pearson agissent, directement sur la mesure des performances suivantes.

$$P_d = P(D_1 | H_1) = \int_{z_1} p(z | H_1) dz : \text{Probabilité de détection} \quad \text{Eq.III.31}$$

$$P_{fa} = P(D_1 | H_0) = \int_{z_1} p(z | H_0) dz : \text{Probabilité de fausse alarme} \quad \text{Eq.III.32}$$

$$P_m = P(D_0 | H_1) = \int_{z_0} p(z | H_1) dz : \text{Probabilité de non détection} \quad \text{Eq.III.33}$$

Nous voulons souvent avoir la probabilité de détection la plus élevée et une probabilité de fausse alarme la moins importante, mais ces deux probabilités sont contradictoires, augmenter la probabilité de détection signifie l'augmentation de l'espace Z_1 . Pour diminuer la

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

probabilité de fausse alarme nous devons diminuer Z_1 . Le test de Neyman Pearson tente de maximiser la probabilité de détection P_d , ou minimiser la probabilité de non détection P_m pour une probabilité de fausse alarme fixe. La valeur α choisie pour la P_{fa} est appelée la taille du test. Le test de Neyman Pearson est aussi appelé le test le plus puissant (MP : Most Powerful) parce qu'il permet d'atteindre la probabilité de détection la plus importante des autres tests utilisant la probabilité P_{fa} .

La décision est prise en minimisant la probabilité P_m pour une contrainte $P_{fa} = \alpha$.

La fonction objectif pour ce test est donnée par :

$$J = P_m + \lambda(P_{fa} - \alpha) \quad \text{Eq.III.34}$$

Où: $\lambda \geq 0$ est le multiplicateur de Lagrange. En remplaçant les probabilités P_{fa} et P_m des équations Eq.III.32 et Eq.III.33 nous obtenons :

$$\begin{aligned} J &= \int_{z_0} p(z|H_1) dz + \lambda \left[\int_{z_1} p(z|H_0) dz - \alpha \right] = \int_{z_0} p(z|H_1) dz + \lambda \left[1 - \int_{z_0} p(z|H_0) dz - \alpha \right] \\ &= \lambda(1 - \alpha) + \int_{z_0} [p(z|H_1) - \lambda p(z|H_0)] dz \end{aligned} \quad \text{Eq.III.35}$$

Le test de vraisemblance minimise J . La règle de décision est :

$$\Lambda(z) \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \lambda \quad \text{Eq.III.36}$$

Le seuil du test η est égal à λ et est choisi de telle sorte à satisfaire la contrainte P_{fa} donnée par :

$$P_{fa} = \int_{z_1} p(z|H_0) dz = \int_{\eta} p(\Lambda(z)|H_0) d\Lambda \quad \text{Eq.III.37}$$

IV.1. Introduction :

L'acquisition est une recherche bidimensionnelle, en temps et en fréquence, qui consiste à réaliser des corrélations entre le signal reçu décalé dans le temps et celui émis, sachant que ces deux signaux sont différents ; le décalage temporel dû essentiellement aux temps de propagation et le décalage de l'horloge satellite et récepteur, le décalage fréquentiel

dû à l'effet Doppler et aux instabilités des oscillateurs d'émission et de réception sans oublier le bruit du canal de transmission.

Le signal E1(OS) est composé de deux composants, le canal de données E1B et le canal pilote E1C. Le premier contient le message de navigation et le deuxième ne contient pas de données mais seulement les codes. Le fait d'avoir deux canaux laisse le champ de développer les techniques d'acquisition très large. L'acquisition peut en fait se réaliser sur un seul canal, ou en combinant les deux canaux. Dans ce contexte, plusieurs méthodes ont été proposées, leurs performances sont évaluées par formulation analytique suivie de la validation par Monté Carlo.

Dans ce qui suit nous présentons en premier lieu les méthodes d'acquisition sur un seul canal suivantes :

- Acquisition avec intégration cohérente.
- Acquisition avec intégration non cohérente

Puis celles réservées à la combinaison des deux canaux E1B et E1C afin d'améliorer la performance :

- Acquisition non cohérente.
- Acquisition cohérente avec récupération de signe.

IV.2. Modèle du signal E1 :

Le signal reçu au niveau du récepteur Galileo peut être écrit comme suit :

$$r_{RF}(t) = \sum_{i=1}^L \sqrt{2P_{R,i}} y_i(t) + \eta_{RF}(t) \quad \text{Eq. IV.1}$$

Ou :

- L : est le nombre des satellites visible.
- $P_{R,i}$: est la puissance reçue du satellite i .
- $y_i(t)$: est le signal reçus du satellite.
- $\eta_{RF}(t)$: est un bruit adaptif gaussien.

Le signal $y_i(t)$ est donné par :

$$y_i(t) = \frac{\sqrt{2}}{3} [e_{B,i}(t - \tau_{0,i}) - e_{C,i}(t - \tau_{0,i})] \cos(2\pi(f_{RF} + f_{d,i})t + \theta_i) - \frac{1}{3} [2e_{A,i}(t - \tau_{0,i}) + e_{A,i}(t - \tau_{0,i})e_{B,i}(t - \tau_{0,i})e_{C,i}(t - \tau_{0,i})] \sin(2\pi(f_{RF} + f_{d,i})t + \theta_i) \quad \text{Eq. IV.2}$$

Ou :

- $e_{A,i}(t)$, $e_{B,i}(t)$ et $e_{C,i}(t)$ sont les trois signaux transmis sur la bande E1 qui correspondent aux trois canaux A, B et C.

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E1OS

$e_{A,i}(t)$ est le signal crypté réservé au service (PRS) et $e_{B,i}(t)$ et $e_{C,i}(t)$ sont les canaux de données et pilote du service OS.

- $\tau_{0,i}$, $f_{d,i}$ et θ_i sont les code phase, fréquence doppler et la phase liés a signal
- $f_{RF} = 1575.42\text{MHZ}$ la fréquence de la porteuse E1.

$e_{A,i}(t)$, $e_{B,i}(t)$ et $e_{C,i}(t)$ sont des séquences binaires, combinées avec la modulation CASM afin d'obtenir un signal à enveloppe constante

En considérant le signal E1 destiné au service OS, le signal $y_i(t)$ après l'étage RF peut être donné par :

$$\begin{aligned} r_{IF}(t) &= \sum_i^L \sqrt{2P_{R,i}} \bar{y}_i(t) + \eta_{IF}(t) \\ &= \sum_i^L \sqrt{2P_{R,i}} \frac{\sqrt{2}}{3} [e_{B,i}(t - \tau_{0,i}) - e_{C,i}(t - \tau_{0,i})] \cdot \cos(2\pi(f_{IF} + f_{d,i})t + \theta_i) + \eta_{IF}(t) \end{aligned} \quad \text{Eq. IV.3}$$

Le signal est ensuite échantillonné, soit :

$$\begin{aligned} r_{IF}(nT_s) &= \sum_i^L \sqrt{2P_{R,i}} y_i(nT_s) + \eta_{IF}(nT_s) \quad \text{Eq. IV.4} \\ &= \sum_i^L \sqrt{2P_{R,i}} \frac{\sqrt{2}}{3} [e_{B,i}(nT_s - \tau_{0,i}) - e_{C,i}(nT_s - \tau_{0,i})] \cdot \cos(2\pi(f_{IF} + f_{d,i})nT_s + \theta_i) + \eta_{IF}(nT_s) \end{aligned}$$

Ou :

$$r_{IF}[n] = \sum_i^L \sqrt{C_i} \left(e_{B,i} \left[n - \frac{\tau_{0,i}}{T_s} \right] - e_{C,i} \left[n - \frac{\tau_{0,i}}{T_s} \right] \right) \cdot \cos(2\pi F_{D,0}^i n + \theta_i) + \eta_{IF}(n) \quad \text{Eq. IV.5}$$

Avec :

- C_i : la puissance reçue du signal i.

Le bruit η_{IF} est caractérisé par sa variance σ_{IF}^2 :

$$\begin{aligned} \sigma_{IF}^2 &= E \left(\eta_{IF}^2(t) \right) - E^2 \left(\eta_{IF}(t) \right) \quad \text{Eq. IV.6} \\ &= N_0 B = \frac{N_0 f_s}{2} \end{aligned}$$

Ou

N_0 : est la densité spectrale de puissance du bruit.

Les canaux de données et pilote $e_{B,i}[n]$ et $e_{C,i}[n]$ peuvent être représentés par :

$$e_{B,i}[n] = C_{C,i}[n] \cdot S_{C,i}[n]$$

Au niveau du récepteur, les différents signaux seront traités séparément, soit :

$$r_{IF}[n] = \sqrt{c} \left(e_B \left[n - \frac{\tau_0}{T_s} \right] - e_C \left[n - \frac{\tau_0}{T_s} \right] \right) \cdot \cos(2\pi F_{D,0} n + \theta) + \eta_{IF}[n] \quad \text{Eq. IV.7}$$

IV.3. Acquisition de signal sur canal unique :

IV.3.1. Acquisition canal unique sans intégration non cohérente :

La méthode d'acquisition cohérente est basée sur l'utilisation d'une batterie d'oscillateurs suivie d'une autre de corrélateurs afin de tester l'ensemble des décalages fréquentiels de la porteuse et les décalages du code E1, on note que dans ce cas on utilise une seule voie E1a ou E1b et un seul code. Cette opération est réalisée selon le synoptique suivant :

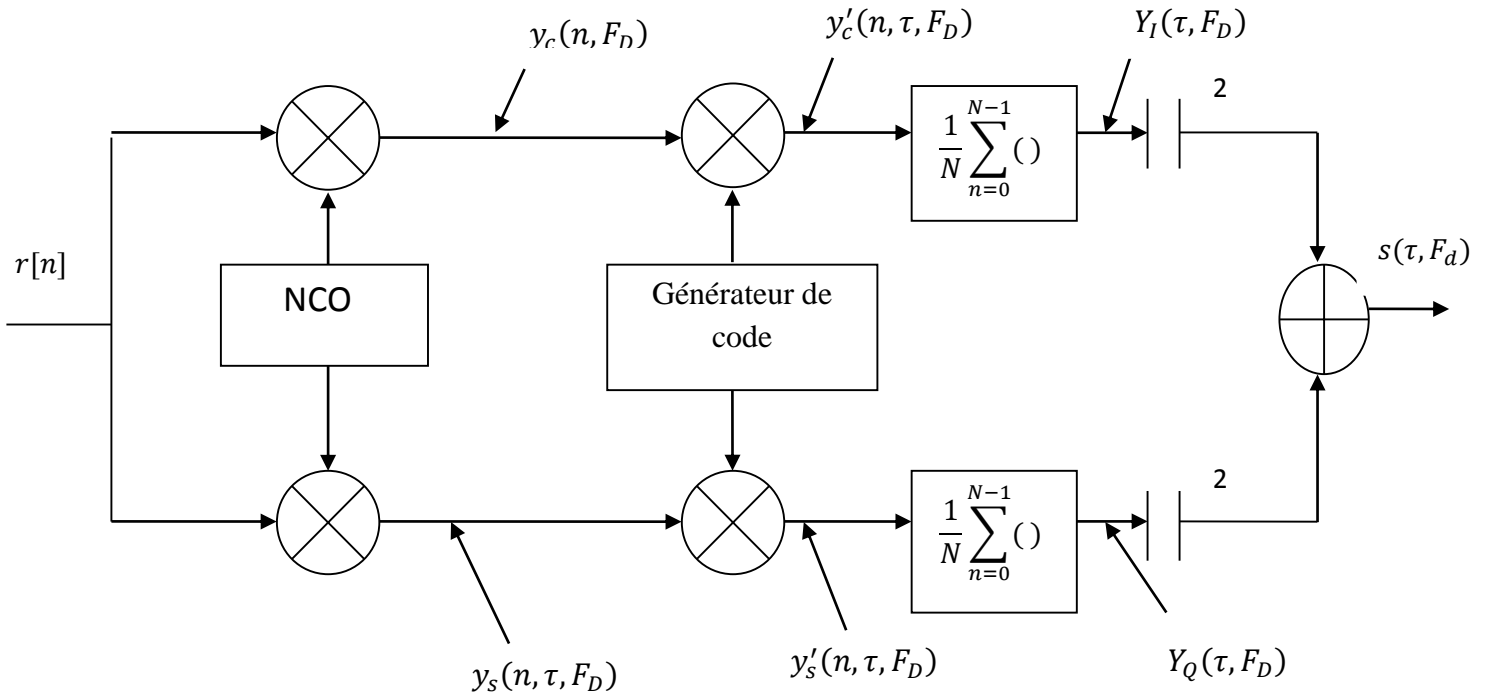


Figure IV.1 : schéma d'acquisition avec intégration cohérente

$r[n]$: Le signal est reçu au niveau de l'antenne, converti en fréquence intermédiaire et filtré, avant l'étage de la conversion en numérique le signal est alors après l'échantillonnage, il aura la forme :

$$r[n] = y[n] + \eta[n] \tag{Eq. IV.8}$$

$\eta[n]$: Le bruit au niveau du récepteur.

$$y[n] = A \cdot c(n - \tau_0) \cdot d_i(n - \tau_0) \cdot \cos(2\pi F_{D0}n + \phi_0)$$

A partir de ce synoptique on doit évaluer la fonction d'ambiguïté notée CAF (Cross Ambiguity Function) et définie par :

$$y(\tau, F_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n - \tau_0] e^{-j2\pi F_D n} \quad \text{Eq. IV.9}$$

Vue la quadrature, on a deux signaux générés:

$$y_c(n, F_D) = r[n] \cos(2\pi F_D n) \quad \text{Eq. IV.10}$$

$$y_s(n, F_D) = r[n] \sin(2\pi F_D n) \quad \text{Eq. IV.11}$$

Les deux signaux $Y_C(n, F_D)$ et $Y_S(n, F_D)$ seront multipliés par une réplique locale du code $c[n]$:

$$y'_c(n, \tau, F_D) = r[n] \cos(2\pi F_D n) c[n - \tau] \quad \text{Eq. IV.12}$$

$$y'_s(n, \tau, F_D) = -r[n] \sin(2\pi F_D n) c[n - \tau] \quad \text{Eq. IV.13}$$

Les signaux résultant $y'_c(n, \tau, F_D)$ et $y'_s(n, \tau, F_D)$ sont intégrés, produisant les composantes en-phase et en Quadrature $Y_I(\tau, F_D)$ et $Y_Q(\tau, F_D)$:

$$Y_I(\tau, F_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y'_c(n, \tau, F_D) \quad \text{Eq. IV.14}$$

$$Y_Q(\tau, F_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y'_s(n, \tau, F_D) \quad \text{Eq. IV.15}$$

Pour surmonter le problème de phase causé par la transition des bits de données du message de navigation. Il faut que chaque cellule est évaluée au carré, Et enfin :

$$s(\tau, F_D) = Y_I^2(\tau, F_D) + Y_Q^2(\tau, F_D) \quad \text{Eq. IV.16}$$

IV.3.1.1 Modélisation analytique :

La décision est prise sous deux hypothèses, l'hypothèse nulle H_0 qui correspond à l'absence du signal, et l'hypothèse alternative H_1 sous laquelle le signal est présent. Dans le cas du signal Galileo E1, les conditions de la présence ou de l'absence du signal sont liées aux deux hypothèses suivantes :

- L'hypothèse nulle, H_0 : le signal est absent ou non aligné avec la réplique locale.
- L'hypothèse alternative H_1 : le signal est présent et aligné avec la réplique locale.

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

Les probabilités de fausse alarme et de détection sont alors définies par :

$$P_{fa}(B) = P(X > B \setminus H_0) = P(x > B \setminus \tau \neq \tau_0 \cup F_D \neq F_{D0}) \quad \text{Eq. IV.17}$$

$$P_d(B) = P(X > B \setminus H_1) = P(x > B \setminus \tau = \tau_0 \cap F_D = F_{D0}) \quad \text{Eq. IV.18}$$

La variable de décision $S(\tau, F_D)$ est donnée par :

$$S(\tau, F_D) = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n - \tau] e^{-j2\pi F_D n} \right|^2 \quad \text{Eq. IV.19}$$

Nous supposons que le signal d'entrée est une variable aléatoire gaussienne, la variable $S(\tau, F_D)$ est obtenue comme étant le carré d'une variable aléatoire Gaussienne.

➤ **Sous l'hypothèse nulle H_0 (signal absent, $y[n]=0$) :**

On a: $y[n] = 0$

✓ Calculons les variances des deux variables $Y_I(\tau, F_D)$ et $Y_Q(\tau, F_D)$

$$\begin{aligned} \mathbf{Var}[Y_I(\tau, F_D)] &= \mathbf{Var} \left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n - \tau] \cos(2\pi F_D n) \right] \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\sigma_{IF}^2}{2} = \frac{\sigma_{IF}^2}{2N} = \sigma_n^2 \end{aligned} \quad \text{Eq. IV.20}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{Var}[Y_Q(\tau, F_D)] &= \mathbf{Var} \left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n - \tau] \sin(2\pi F_D n) \right] \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\sigma_{IF}^2}{2} = \frac{\sigma_{IF}^2}{2N} = \sigma_n^2 \end{aligned} \quad \text{Eq. IV.21}$$

En conclusion, nous avons les deux variables : $Y_I(0, \sigma_n^2)$, $Y_Q(0, \sigma_n^2)$

Nous aurons alors :

$$S(\tau, F_D) \setminus H_0 = Y_I^2(\tau, F_D) + Y_Q^2(\tau, F_D) \setminus H_0 = \sim \exp\left(\frac{1}{2\sigma_n^2}\right) \quad \text{Eq. IV.24}$$

$S(\tau, F_D) \setminus H_0$ C'est la somme de deux variables aléatoire gaussienne centré distribuée d'une manière exponentielle avec paramètre $\frac{1}{2\sigma_n^2}$. Sa densité est donnée par :

$$f_0(s) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) \quad \text{Eq. IV.25}$$

Par conséquent, la probabilité de fausse alarme est donnée par :

$$P_{fa}(\beta) = \int_{\beta}^{+\infty} f_0(s) ds = \exp\left(-\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right) \quad \text{Eq. IV.26}$$

➤ Sous l'hypothèse nulle H_1 :

L'hypothèse alternative H_1 : le signal est présent et aligné avec la réplique locale.

Ou : $F_D = F_{D0}$, $\tau = \tau_0$, $y[n] \neq 0$.

Eq. IV.28

✓ Calculons les espérances des deux variables $Y_I(\tau, F_D)$ et $Y_Q(\tau, F_D)$:

$$\begin{aligned} E[Y_I(\tau, F_D)] &= E\left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n - \tau] \cos(2\pi F_D n)\right] \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} E[r(n) c[n - \tau] \cos(2\pi F_D n)] \\ &= \frac{A}{2N} \cdot N \cos(\emptyset) = \frac{A}{2} \cos(\emptyset) \end{aligned} \quad \text{Eq. IV.29}$$

$$\begin{aligned} E[Y_Q(\tau, F_D)] &= E\left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n - \tau] \sin(2\pi F_D n)\right] \\ &= \frac{A}{N} \sum_{n=0}^{N-1} E[\cos(2\pi F_D n + \emptyset) \sin(2\pi F_D n)] \\ &= \frac{A}{2N} \cdot N \sin(\emptyset) = \frac{A}{2} \sin(\emptyset) \end{aligned} \quad \text{Eq. IV.30}$$

Nous avons alors, les deux variables : $Y_I\left(\frac{A}{2} \cos(\emptyset), \sigma_n^2\right)$, $Y_Q\left(\frac{A}{2} \sin(\emptyset), \sigma_n^2\right)$, ce qui donne :

$$S(\tau, F_D) \setminus H_0 = Y_I^2(\tau, F_D) + Y_Q^2(\tau, F_D) \quad \text{Eq. IV.31}$$

$S(\tau, F_D) \setminus H_1$ est la somme de deux variables aléatoire gaussienne non centré (moyenne $\neq 0$).

La somme du carré de deux variables Gaussiennes indépendantes de moyenne non-nulle donne une variable χ^2 non centrée avec deux degrés de liberté, soit :

$$S(\tau, F_D) \setminus H_1 = Y_I^2(\tau, F_D) + Y_Q^2(\tau, F_D) \setminus H_1 \sim \chi_{nc,2}^2(\lambda, \sigma_n^2) \quad \text{Eq. IV.32}$$

Avec :

$$\lambda = E^2[Y_I(\tau, F_D)] + E^2[Y_Q(\tau, F_D)] = \frac{A^2}{4} \quad (\text{le paramètre de non-centralité}).$$

Dans ce cas la distribution de $S(\tau, F_D)$ sous H_1 est donnée par :

$$f_1(s) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s+\lambda}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{s\lambda}}{\sigma_n^2}\right) \quad \text{Eq. IV.33}$$

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

La probabilité de détection est alors donnée par :

$$P_d(B) = \int_B^\infty f_1(s) ds = \int_B^\infty \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s+\lambda}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{s\lambda}}{\sigma_n^2}\right) ds \quad \text{Eq. IV.34}$$

Après intégration, la probabilité de détection est :

$$P_d(\beta) = Q_1\left(\sqrt{\frac{\lambda}{\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{\beta}{\sigma_n^2}}\right) \quad \text{Eq. IV.35}$$

Avec $Q_x(a, b)$ est la fonction de Marcum généralisée définie par :

$$Q_K(a, b) = \frac{1}{a^{K-1}} \int_b^{+\infty} x^K \exp\left\{-\frac{a^2+x^2}{2}\right\} I_{K-1}(ax) dx \quad \text{Eq. IV.36}$$

IV.3.1.2. Résultats de simulation:

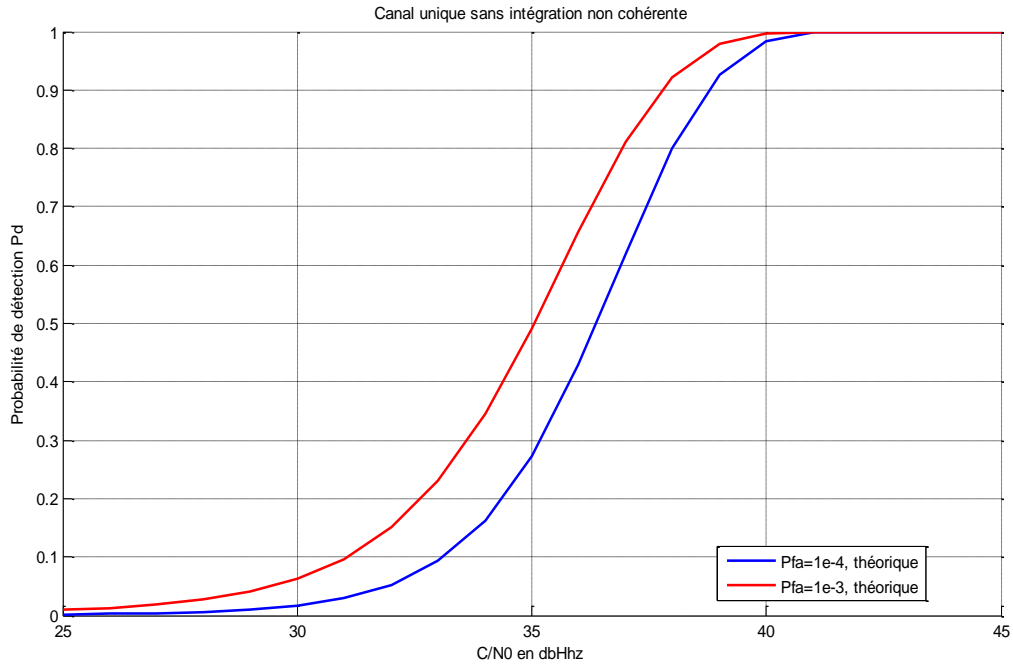


Figure IV.2 : Probabilité de détection en fonction du CNR : canal unique

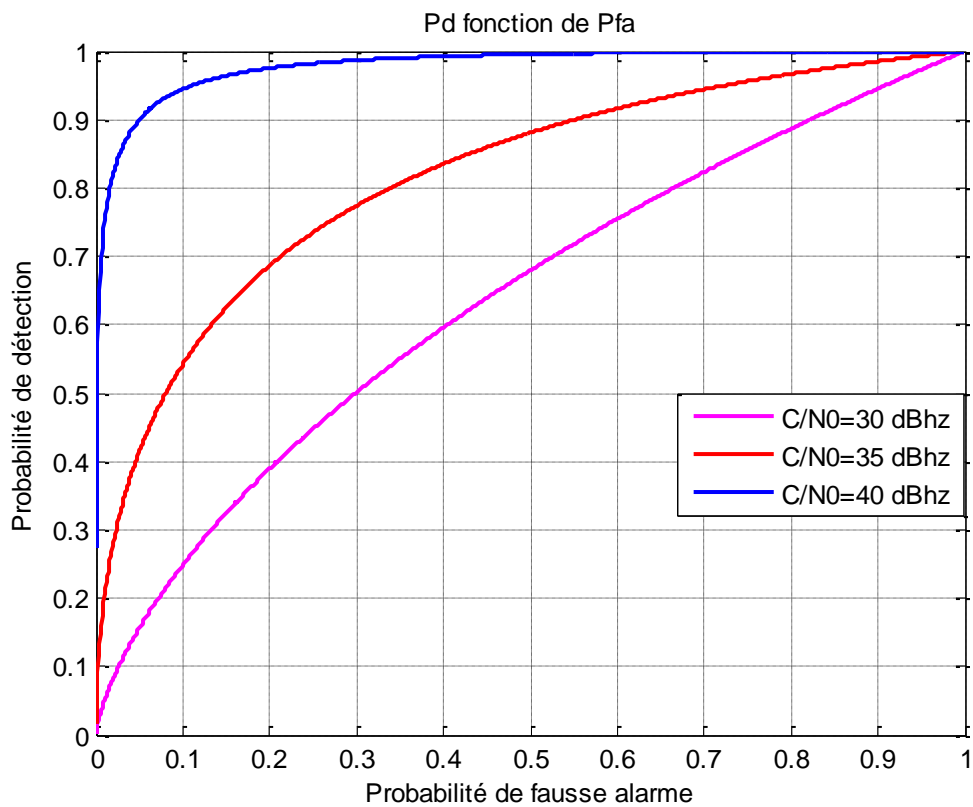


Figure IV.3 : Probabilité de détection en fonction de Pfa : canal unique

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E1OS

La Figure IV.2 montre la variation de la probabilité de détection en fonction du CNR dans le cas d'une acquisition d'un canal unique, pour deux valeurs différentes de la probabilité de fausses alarmes $P_{fa}=10^{-3}$ et $P_{fa}=10^{-4}$ validée par simulation de Monte Carlo. Nous remarquons que plus le rapport signal à bruit est important plus la détection est meilleure par une probabilité de détection plus importante. En comparant les deux cas des différentes probabilité de fausses alarmes, nous constatons que plus la probabilité de fausse alarme plus la probabilité de détection est élevée, cela s'explique par le fait que la probabilité de fausse alarme a une relation directe avec le seuil de détection, plus le seuil est élevé, moins sont les fausses alarmes et donc les détections.

Sur La Figure IV.3 nous avons une autre représentation des performances de détection, la probabilité de détection en fonction du rapport signal à bruit, et ce pour plusieurs valeurs du CNR. Nous voyons bien que la meilleure performance s'obtient pour le rapport signal à bruit le plus important, de plus nous vérifions bien la dépendance entre les deux probabilités de détection et de fausses alarmes, la probabilité de détection augmente en augmentant la probabilité de fausses alarmes.

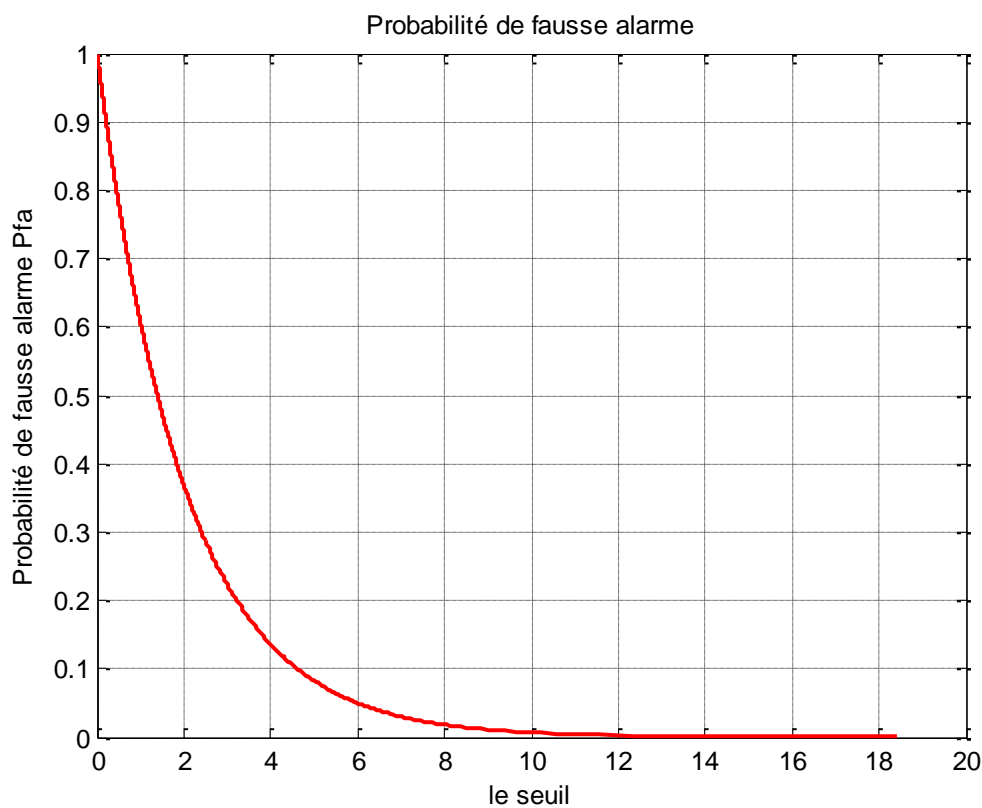


Figure IV.4 : Probabilité de fausses alarmes en fonction du seuil : canal unique

La Figure IV.4 montre les variations de la probabilité de fausses alarmes en fonction du seuil de détection, la probabilité de fausses s'affaiblit pour des valeurs importantes du seuil de détection.

IV.3.2. Acquisition canal unique avec intégration non cohérente :

Une première technique pour améliorer la performance d'acquisition, consiste à additionner simplement K instances de la sortie du bloc de base d'acquisition cohérente. Les blocs de puissance carrée enlèvent la dépendance de phase et les CAF's sont additionnées d'une façon non-cohérente. Sur la figure IV.2 le schéma d'acquisitions avec des intégrations non cohérentes est illustré :

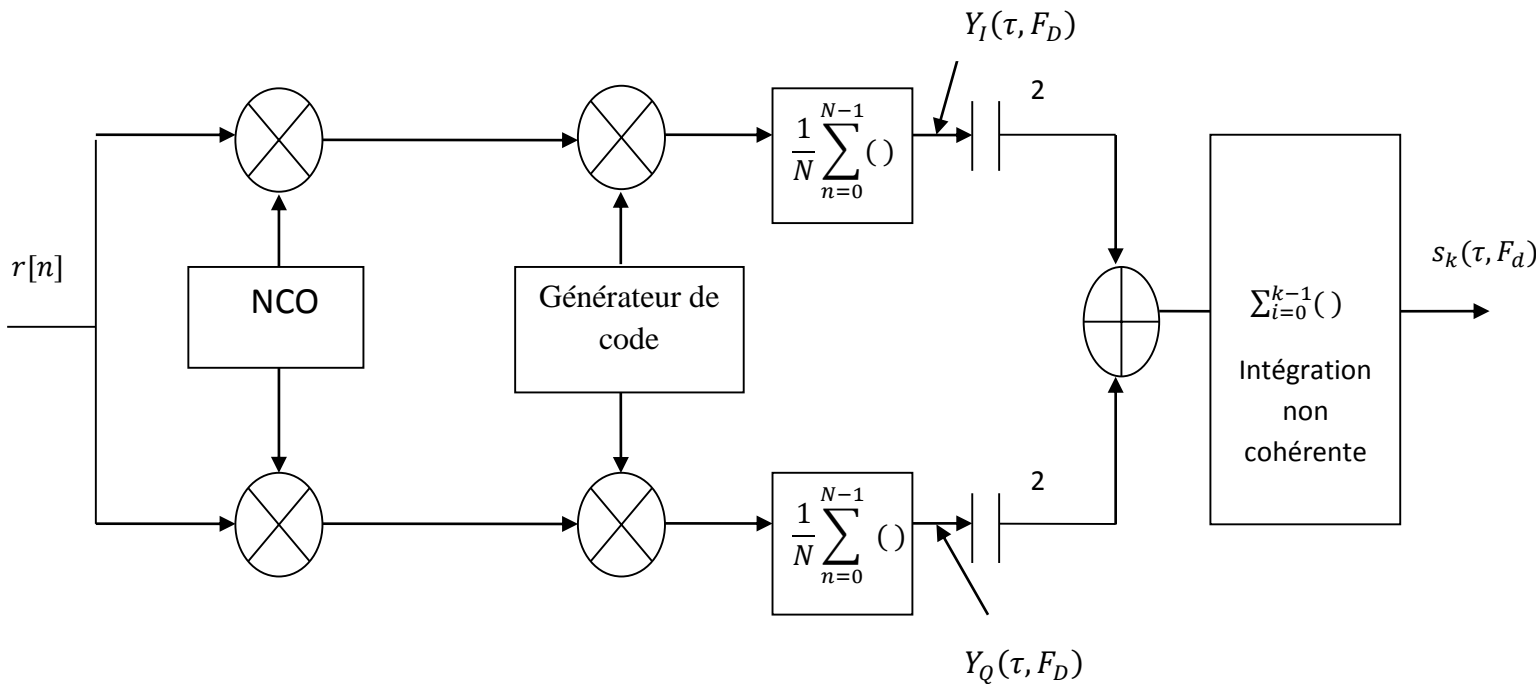


Figure IV.5: schéma acquisition avec intégration non cohérente

IV.3.2.1. Modélisation analytique :

La variable de décision finale est obtenue comme suit:

$$S_K(\tau, F_D) = \sum_{k=0}^{K-1} S_k(\tau, F_D) \tag{Eq. IV.37}$$

Où : L'indice K indique le nombre d'intégrations non-cohérentes réalisées.

En examinant cette dernière formule, on observe bien que pour $K = 1$, où l'intégration est absente, les variables de sorties sont distribuées en χ^2 avec deux degrés de liberté. Ainsi pour

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E1OS

$K > 1$, $S_K(\tau, F_D)$ est décrite par la somme de K variables χ^2 indépendantes avec 2 degrés de liberté. En employant les propriétés des variables χ^2 , $S_K(\tau, F_D)$ est une variable χ^2 avec $2K$ degrés de liberté. En présence du signal utile, $S_K(\tau, F_D)$ est une variable χ^2 non centrée où le paramètre de non centralité est :

$$\lambda_K = K\lambda = K \frac{A^2}{4} \quad \text{Eq. IV.38}$$

Avec : A est l'amplitude du signal utile.

En employant les propriétés des variables aléatoires χ^2 centrales et non centrales, il est possible de dériver les probabilités de détection et de fausse alarme liées à $S_K(\tau, F_D)$:

$$P_{fa,K}(\beta) = e^{\left\{-\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right\}} \sum_{i=0}^{K-1} \frac{1}{i!} \left(\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right)^i \quad \text{Eq. IV.39}$$

$$P_{d,K}(\beta) = Q_K \left(\sqrt{K \frac{\lambda}{\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{\beta}{\sigma_n^2}} \right) \quad \text{Eq. IV.40}$$

IV.3.2.2. Résultats de la simulation :

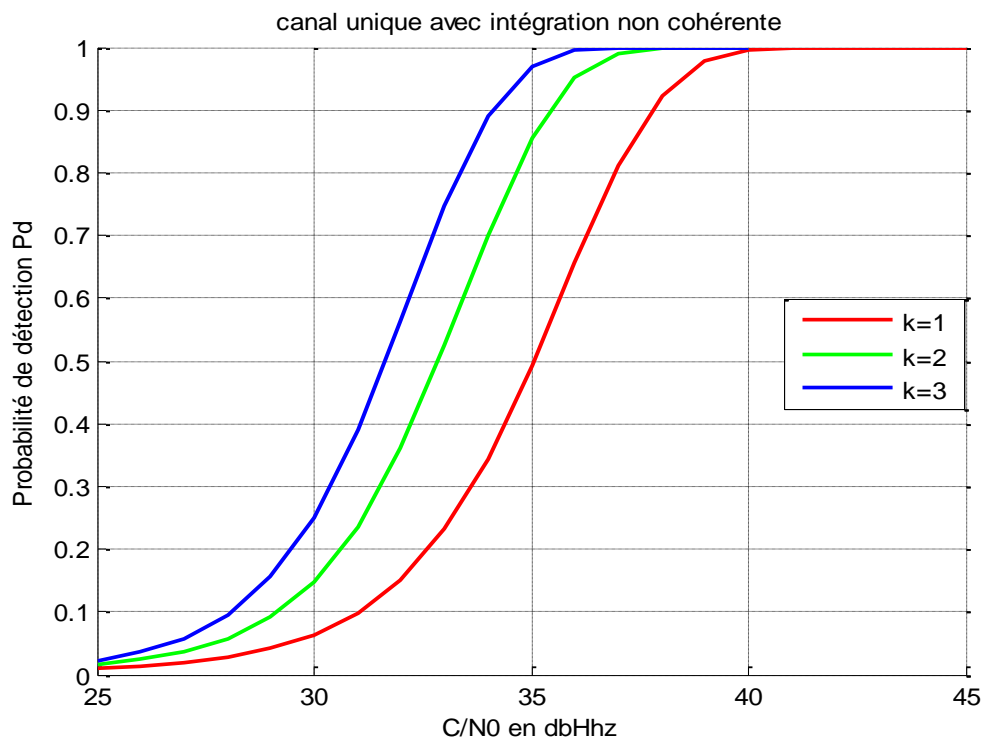


Figure IV.6 : Probabilité de détection en fonction du CNR : canal unique avec intégration non cohérente

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E1OS

La Figure IV.6 montre les performances de détection pour l'acquisition canal unique avec une intégration non cohérente pour différentes valeurs de k le nombre d'intégrations effectuées, la figure montre que la performance de l'étage d'acquisition s'améliore en augmentant le nombre d'intégration non cohérente, c'est l'apport de l'intégration non cohérente utilisée généralement pour l'amélioration la performance de l'étage de l'acquisition, pour les signaux GNSS qui possèdent de longs codes et contiennent les codes secondaires, et les bits de données, à cause des transitions de ces bits durant le processus d'acquisition le temps d'intégration ne dépasse souvent pas une période d'un code primaire, ainsi pour améliorer la performance, l'acquisition se réalise en un temps d'intégration égale à une période du code primaire, puis des intégrations non cohérente sont utilisées.

IV.4. Acquisition du signal E1 en combinant les deux canaux :

IV.4.1. Acquisition non cohérente :

La combinaison des deux canaux E1B et E1C d'une manière non cohérente consiste à réaliser deux synoptiques d'acquisition avec intégration cohérente séparément puis les additionner à la sortie. La figure IV.3 Représente un schéma pour la stratégie de combinaison.

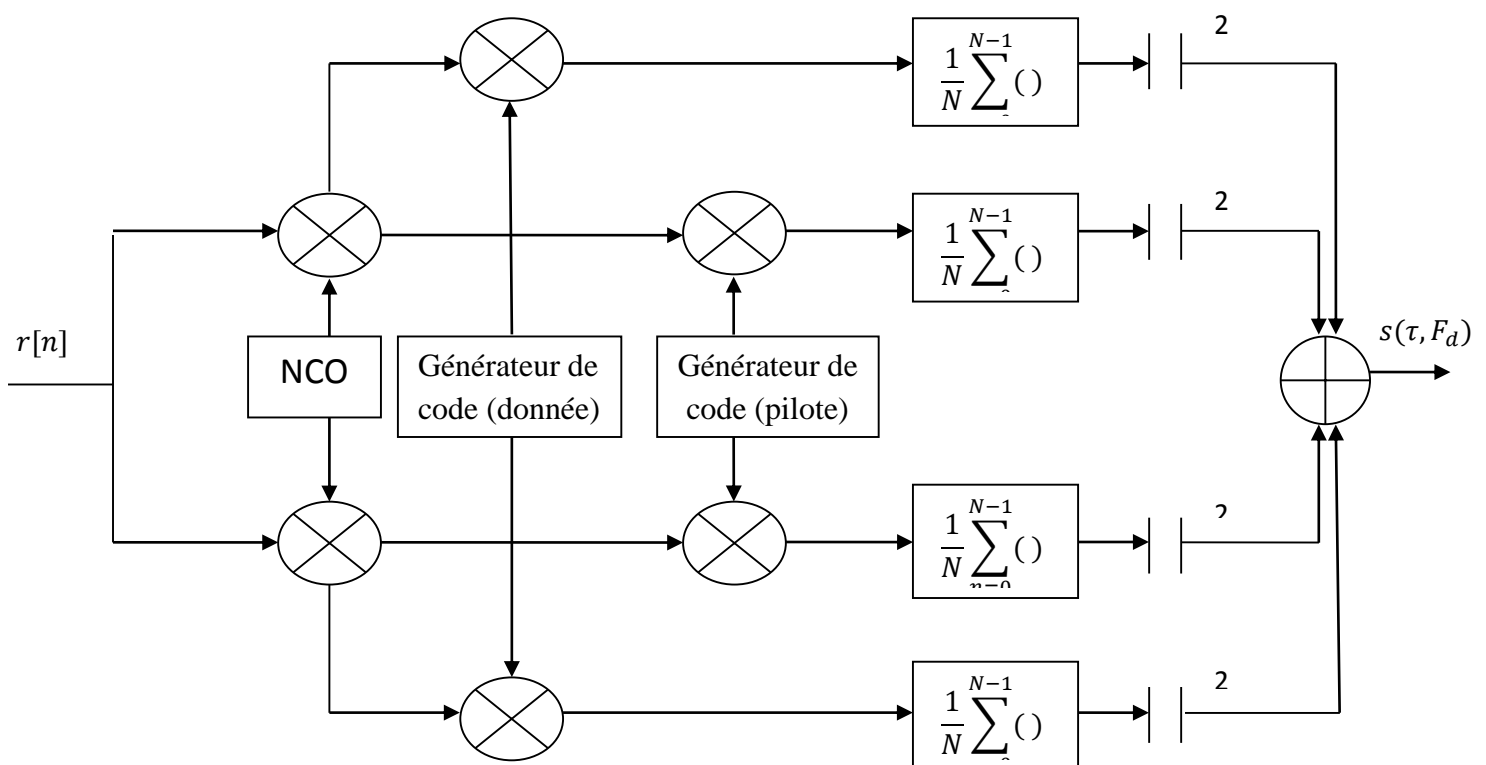


Figure. IV.7 : Combinaison de deux canaux avec intégration cohérente

IV.4.1. 1.Modélisation mathématique :

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

Dans ce cas, on doit combiner les quatre sorties suivantes:

$$Y_{D,I}(\tau, F_D) = \frac{\sqrt{C}}{2} d_D \frac{\sin(\pi N \delta F)}{\pi N \delta F} R(\delta \tau) \cos(\delta \phi_D) + \eta_{D,I}$$

$$Y_{D,Q}(\tau, F_D) = \frac{\sqrt{C}}{2} d_D \frac{\sin(\pi N \delta F)}{\pi N \delta F} R(\delta \tau) \sin(\delta \phi_D) + \eta_{D,Q}$$

$$Y_{P,I}(\tau, F_D) = \frac{\sqrt{C}}{2} d_p \frac{\sin(\pi N \delta F)}{\pi N \delta F} R(\delta \tau) \cos(\delta \phi_P) + \eta_{P,I}$$

$$Y_{P,Q}(\tau, F_D) = \frac{\sqrt{C}}{2} d_p \frac{\sin(\pi N \delta F)}{\pi N \delta F} R(\delta \tau) \sin(\delta \phi_P) + \eta_{P,Q} \quad \text{Eq. IV.40}$$

Avec :

d_D et d_p sont les signes des composants donnée et pilote.

$\delta \phi_D$ et $\delta \phi_P$ des déphasages.

Comme les canaux pilote et de données sont transmis par une différence de phase de 90 degrés, on peut écrire:

$$\delta \phi_P = \delta \phi_D + \frac{\pi}{2} \quad \text{Eq. IV.41}$$

$\eta_{D,I}, \eta_{D,Q}, \eta_{P,I}$ et $\eta_{P,Q}$ sont quatre variables aléatoires gaussiennes indépendantes de moyennes nulle avec une variance donnée par :

$$\sigma_n^2 = \frac{\sigma_{IF}^2}{2N} \quad \text{Eq. IV.42}$$

La statistique de décision est formée à partir de l'addition des quatre variables aléatoires indépendantes:

$$S(\tau, F_D) = Y_{D,I}^2(\tau, F_D) + Y_{D,Q}^2(\tau, F_D) + Y_{P,I}^2(\tau, F_D) + Y_{P,Q}^2(\tau, F_D)$$

Eq. IV.43

Dans ce cas, la variable $S(\tau, F_D)$ est de distribution χ^2 de quatre degrés de liberté. Quand le signal reçu et le signal généré localement sont alignés, c'est-à-dire, sous l'hypothèse H_1 , $S(\tau, F_D)$ est non centrée. La fonction de densité de probabilité est donnée par :

$$f_1(s) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \sqrt{\left(\frac{s}{\lambda}\right)} \exp\left(-\frac{s+\lambda}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{s\lambda}}{\sigma_n^2}\right) \quad \text{Eq. IV.44}$$

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E1OS

Le paramètre de non centralité est égal à 2λ avec $\lambda = \frac{A^2}{4}$

Sous l'hypothèse H_0 , $S(\tau, F_D)$ est une loi χ^2 centrée. La fonction de densité de probabilité est donnée par :

$$f_0(s) = \frac{1}{4\sigma_n^4} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) \quad \text{Eq. IV.45}$$

En considérant ces résultats les probabilités de fausse alarme et de détection sont :

$$P_{fa}(\beta) = \int_{\beta}^{+\infty} f_0(s) ds = \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{4\sigma_n^4} s \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) = \exp\left(-\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right) \left(1 + \frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right) \quad \text{Eq. IV.46}$$

$$P_d(\beta) = \int_{\beta}^{+\infty} f_1(s) ds = \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_n^2} s \exp\left(-\frac{s+\lambda}{2\sigma_n^2}\right) = \exp\left(-\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right) \left(1 + \frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right)$$
$$P_d(\beta) = Q_2\left(\sqrt{\frac{2\lambda}{\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{\beta}{\sigma_n^2}}\right) \quad \text{Eq. IV.47}$$

Avec :

$$\lambda = \frac{C \sin^2(\pi\delta F)}{4 (\pi\delta F)^2} R^2(\delta\tau) \approx \frac{C}{4} = \frac{A^2}{4}$$

Alors :

$$P_d(\beta) Q_2\left(\sqrt{\frac{A^2}{2\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{\beta}{\sigma_n^2}}\right) \quad \text{Eq. IV.48}$$

IV.4.1.2. Résultats de simulation :

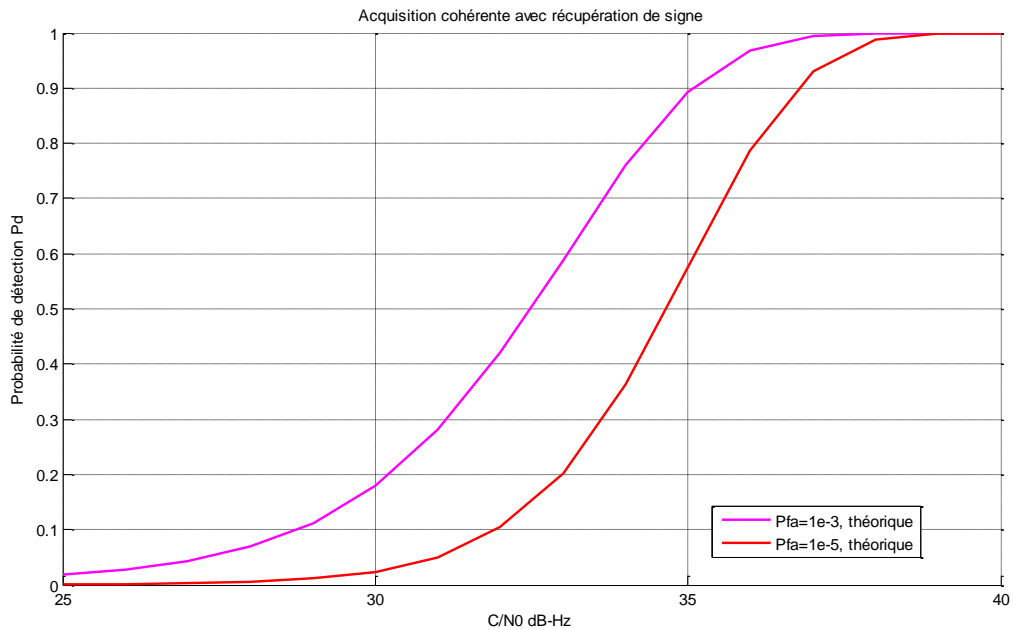


Figure IV.8: Probabilité de détection en fonction du CNR : acquisition non cohérente

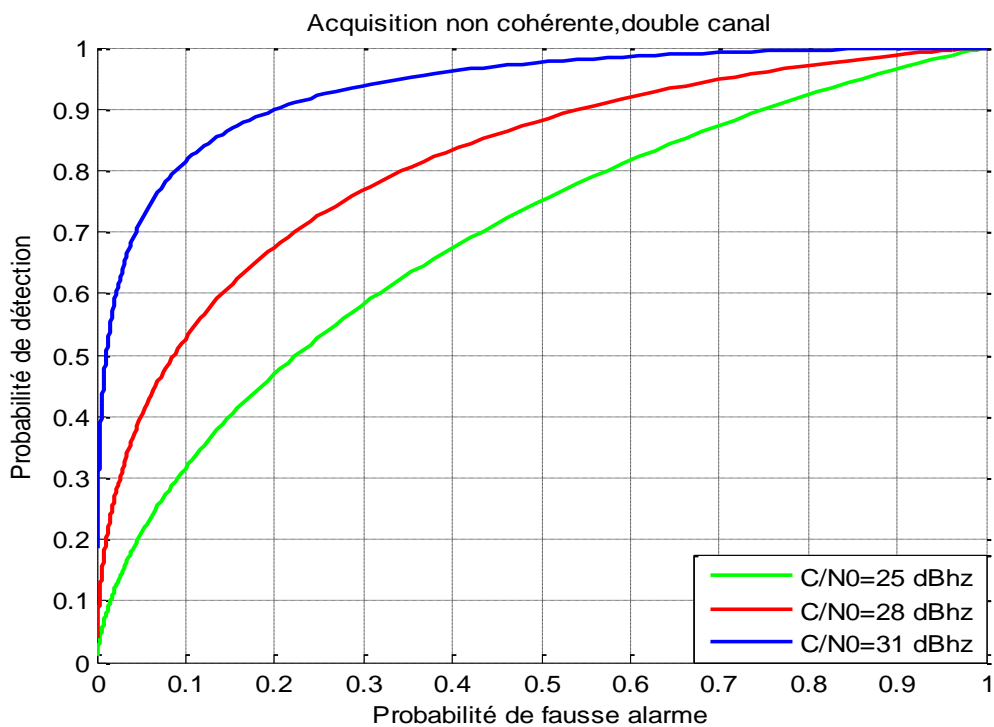


Figure IV.9: Probabilité de détection en fonction de pfa : acquisition non cohérente

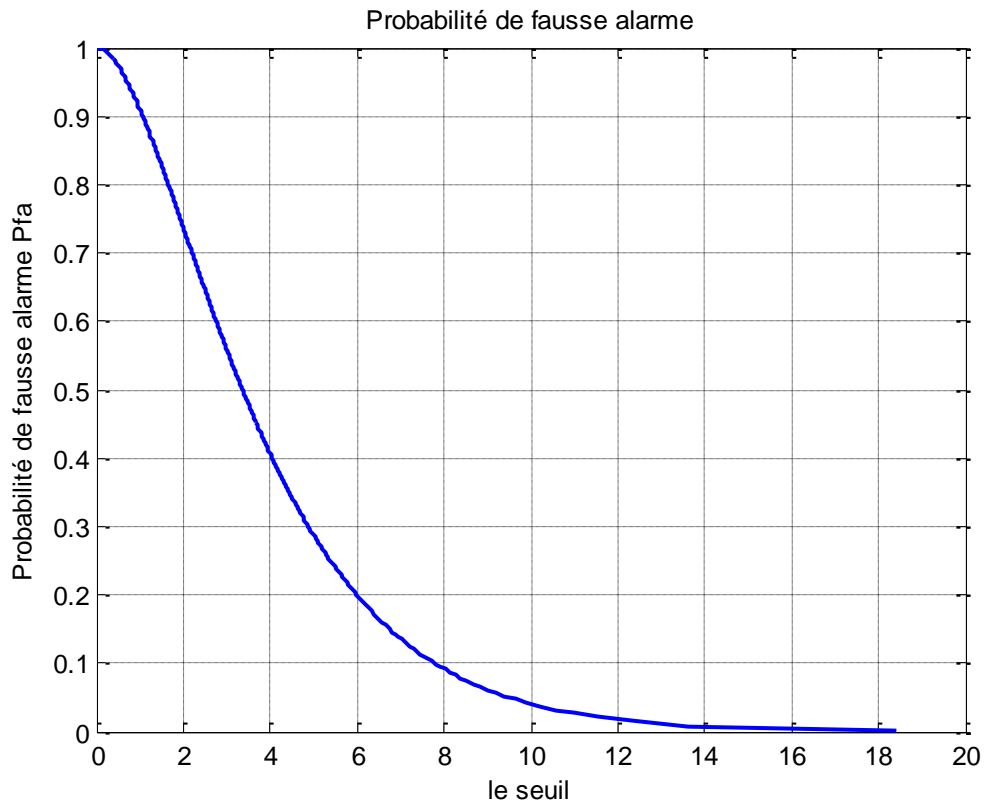


Figure IV.10: Probabilité de fausses alarmes fonction du seuil : acquisition non cohérente

Les figures Figure IV.8 et IV.9 représente les performances de détection de l'étage d'acquisition dans le cas où les deux canaux B et C sont combinés d'une manière non cohérente, sur la figure IV.8 la probabilité de détection est représentée fonction du rapport signal à bruit, plus ce dernier est important plus la probabilité de détection devient importante, les résultats sont donnés pour deux valeurs différentes valeurs de la probabilité de fausses alarmes soit $P_{fa}=10^{-3}$ et $P_{fa}=10^{-5}$, l'augmentation de la probabilité de fausses alarme (seuil moins important, variations constatées sur la figure IV.10 augmente aussi la probabilité de détection.

IV.4.2. Combinaison cohérente avec récupération de signes :

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E10S

Dans cette méthode la combinaison cohérente du canal est basée sur le fait que si le signe entre les données et le pilote était connu, toute la puissance utile du signal pourrait être récupérée en utilisant le code local composé correctement, soit:

$$\tilde{C}[n] = \begin{cases} C_D[n] + jC_P[n] \\ C_D[n] - jC_P[n] \end{cases} \quad \text{Eq. IV.52}$$

Le synoptique correspondant est donné par la figure IV.5 suivante, où on observe qu'à la sortie on récupère le maximum entre les deux valeurs.

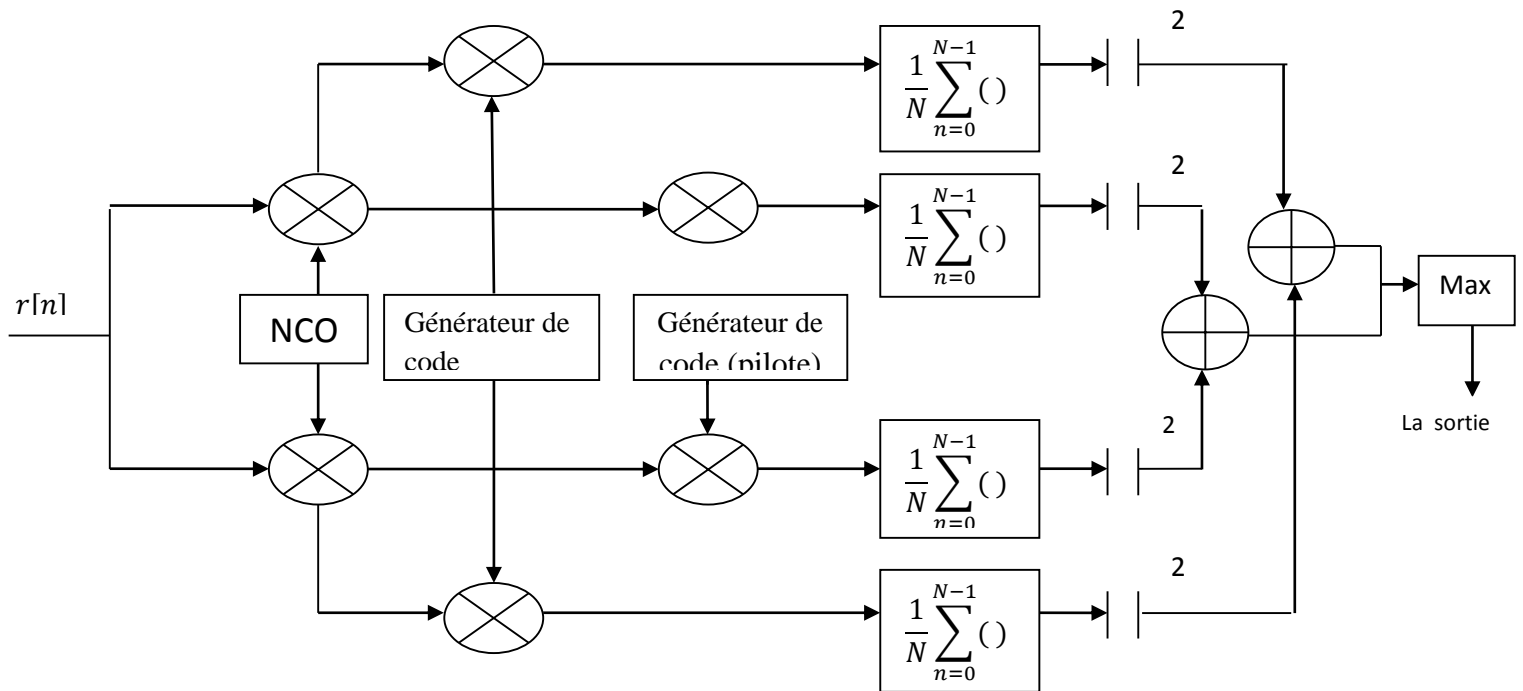


Figure IV.11 : Combinaison cohérente des canaux avec récupération de signes

IV.4.2.1. Modélisation mathématique :

Dans l'équation précédente, on a supposé que $s_b[n]$ et le message de navigation, les codes secondaires, $s_D[n]$ et $s_P[n]$ sont tous constants sur une période du code primaire. Mais en raison du message de navigation et des codes secondaires, le signe relatif entre le canal des données et de pilote n'est pas connu, c'est au récepteur de l'estimer. Dans cette méthode d'acquisition le signe relatif est estimé en corrélant le signal d'entrée avec les deux codes locaux composés, et l'estimation du signe est celle qui fournit la corrélation la plus importante. Dans ce cas, la variable de décision est donnée par :

$$S(\tau, F_D) = \max\{|Y^+(\tau, F_D)|^2, |Y^-(\tau, F_D)|^2\} \quad \text{Eq. IV.53}$$

Où :

$$Y^+(\tau, F_D) = Y_D(\tau, F_D) + jY_P(\tau, F_D) = [Y_{D,I}(\tau, F_D) + jY_{D,Q}(\tau, F_D)] + j[Y_{P,I}(\tau, F_D) + jY_{P,Q}(\tau, F_D)]$$

Et :

$$\begin{aligned} Y^-(\tau, F_D) &= Y_D(\tau, F_D) - jY_P(\tau, F_D) \\ &= [Y_{D,I}(\tau, F_D) + jY_{D,Q}(\tau, F_D)] - j[Y_{P,I}(\tau, F_D) + jY_{P,Q}(\tau, F_D)] \end{aligned} \quad \text{Eq. IV.54}$$

L'équation IV.53 montre que la variable de décision $S(\tau, F_D)$ est donnée par le maximum entre le module carré des deux corrélations. En raison de la linéarité du processus de corrélation, les corrélations $Y^+(\tau, F_D)$ et $Y^-(\tau, F_D)$ peuvent être exprimées comme combinaison linéaire entre les corrélations avec les codes locaux des données et de pilote comme indiqué par l'équation IV.54. De cette manière, la variable de décision peut être évaluée en calculant les quatre composantes.

Les probabilités de fausse alarme et de détection peuvent être déterminées en exploitant la propriété suivante :

$$\begin{aligned} P(S(\tau, F_D) > \beta) &= P(\max\{|Y^+(\tau, F_D)|^2, |Y^-(\tau, F_D)|^2\} > \beta) \\ &= 1 - P(\max\{|Y^+(\tau, F_D)|^2, |Y^-(\tau, F_D)|^2\} < \beta) \\ &= 1 - P(\max\{|Y^+(\tau, F_D)|^2, |Y^-(\tau, F_D)|^2\} < \beta) \\ &= 1 - P(|Y^+(\tau, F_D)|^2 < \beta) \cdot P(|Y^-(\tau, F_D)|^2 < \beta) \end{aligned} \quad \text{Eq. IV.55}$$

La dernière ligne dans Eq. IV.55 a été obtenue en exploitant l'indépendance entre $|Y^+(\tau, F_D)|^2$ et $|Y^-(\tau, F_D)|^2$ qui dérive de l'indépendance de $Y^+(\tau, F_D)$ et $Y^-(\tau, F_D)$. En fait on a :

$$\begin{aligned} E\{Y^+(\tau, F_D)[Y^-(\tau, F_D)]^*\} &= E\{[Y_D(\tau, F_D) + jY_P(\tau, F_D)][Y_D(\tau, F_D) - jY_P(\tau, F_D)]^*\} \\ &= E\{[Y_D(\tau, F_D) + jY_P(\tau, F_D)][Y_D^*(\tau, F_D) + jY_P^*(\tau, F_D)]\} \\ &= E\{|Y_D(\tau, F_D)|^2 - |Y_P(\tau, F_D)|^2\} + jE\{Y_D(\tau, F_D)Y_P^*(\tau, F_D)\} + jE\{Y_D^*(\tau, F_D)Y_P(\tau, F_D)\} = 0 \end{aligned} \quad \text{Eq. IV.56}$$

Dans l'équation IV.56, le fait que $E\{|Y_D(\tau, F_D)|^2\} + E\{|Y_P(\tau, F_D)|^2\}$ a été exploité tant que les canaux des données et pilote ont la même puissance et $Y_D(\tau, F_D)$ et $Y_P(\tau, F_D)$ sont des variables aléatoires indépendantes de moyenne nulle. L'équation (III.34) démonte que

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E1OS

$Y^+(\tau, F_D)$ et $Y^-(\tau, F_D)$ sont décorrélés, par conséquent indépendants tant que, $Y^+(\tau, F_D)$ et $Y^-(\tau, F_D)$ sont des variables aléatoires gaussiennes.

$$P_{fa}^{ch}(\beta) = 1 - \left[1 - \exp\left\{-\frac{\beta}{4\sigma_n^2}\right\} \right]^2 \quad \text{Eq. IV.57}$$

Si le signal est présent et correctement aligné, $|Y^+(\tau, F_D)|^2$ et $|Y^-(\tau, F_D)|^2$ sont des variables aléatoires χ^2 non centrée, et les paramètres respectifs de non-centralité doivent être déterminés, on a :

$$\begin{aligned} E\{Y^+(\tau, F_D)\} &= E\{[Y_{D,I}(\tau, F_D) + jY_{D,Q}(\tau, F_D)] + j[Y_{P,I}(\tau, F_D) + jY_{P,Q}(\tau, F_D)]\} \\ &= \begin{cases} \sqrt{C}R(\delta\tau)\exp(j\delta\Phi_D) & \text{signe}\left(\frac{\text{donnée}}{\text{pilot}}\right) = 1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{Eq. IV.58} \end{aligned}$$

Et de même :

$$E\{Y^-(\tau, F_D)\} = \begin{cases} 0 & \text{signe}\left(\frac{\text{donnée}}{\text{pilot}}\right) = 1 \\ \sqrt{C}R(\delta\tau)\exp(j\delta\Phi_D) & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{Eq. IV.59}$$

De ces considérations, la variable de décision $S(\tau, F_D)$, sous H_1 , donnée par le maximum entre les variables aléatoires est χ^2 non-centrée avec deux degrés de liberté. Le paramètre de non-centralité est donné par :

$$C R^2(\delta\tau) \approx C = 4\lambda \quad \text{Eq. IV.60}$$

par conséquent et après intégration, il est possible d'exprimer la probabilité de détection comme suit:

$$P_d^{ch}(\beta) = 1 - \left[1 - \exp\left\{-\frac{\beta}{4\sigma_n^2}\right\} \right] \left[1 - Q_1\left(\sqrt{\frac{4\lambda}{2\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{\beta}{2\sigma_n^2}}\right) \right] \quad \text{Eq. IV.61}$$

IV.4.2.2. Simulation des résultats :

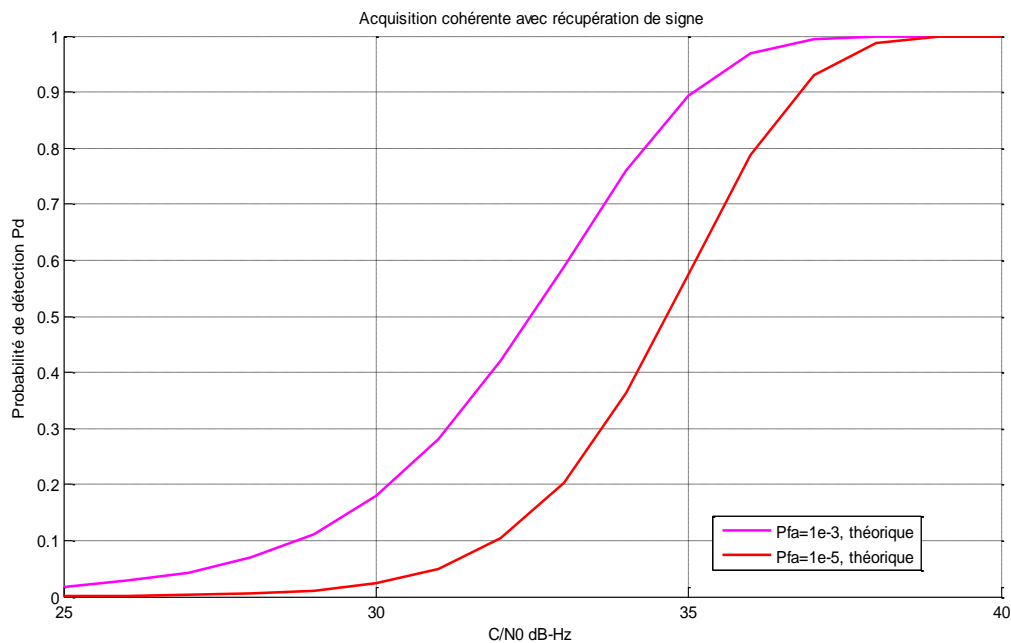


Figure IV.12: Probabilité de détection fonction du CNR : acquisition cohérente avec récupération de signe

La figure IV.12 illustre les résultats de la simulation des performances de détection de l'étage d'acquisition quand les deux canaux de donnée B et pilote C du signal OS E1 sont combinés d'une manière cohérente, pour deux valeurs différentes de la probabilité de fausses alarmes, soit $P_{fa}=10^{-3}$ et $P_{fa}=10^{-5}$, la probabilité de détection augmente en augmentant le CNR et la meilleure performance s'obtient pour une probabilité de fausses alarmes plus importante.

Les performances de détection sont représentées sous une autre forme sur la figure IV.13, soit en fonction de la probabilité de fausses alarmes, pour plusieurs valeurs du rapport signal à bruit, la performance s'améliore pour des valeurs importantes du CNR, aussi nous constatons toujours une augmentation de la probabilité de fausses alarmes qui accompagne l'augmentation des probabilités de détection.

La figure IV.14 montre les variations de la probabilité de fausse alarme en fonction du seuil de détection, plus ce seuil est bas, plus le nombre de fausses alarmes augmente.

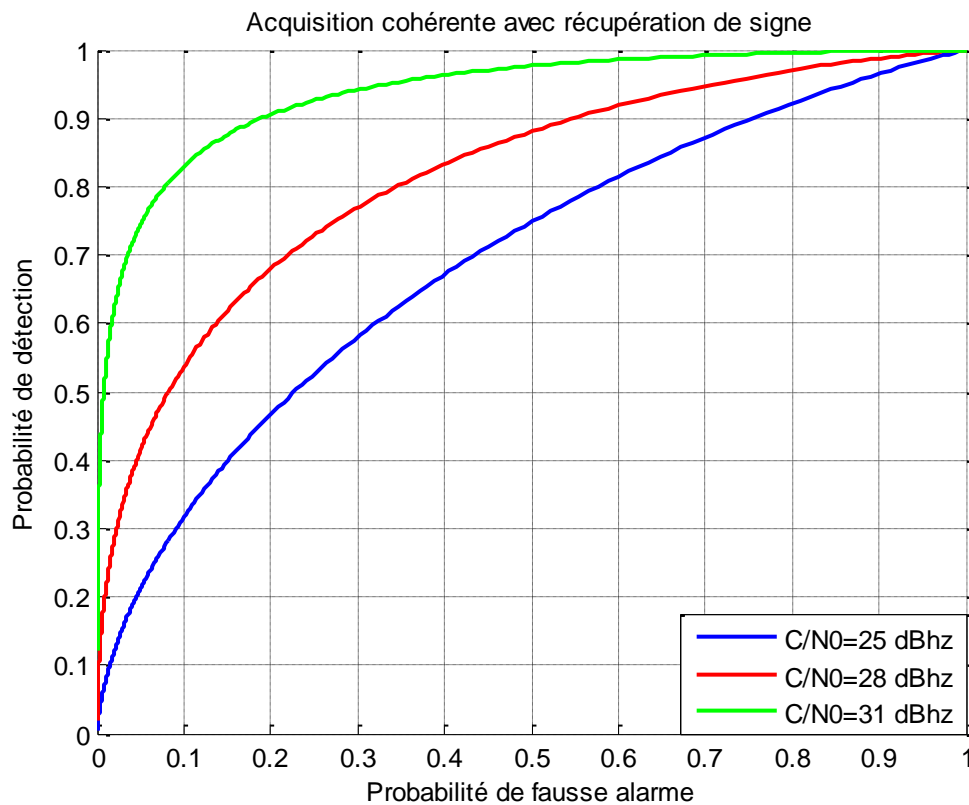


Figure IV.13 : Probabilité de détection fonction de pfa : acquisition cohérente avec récupération de signe

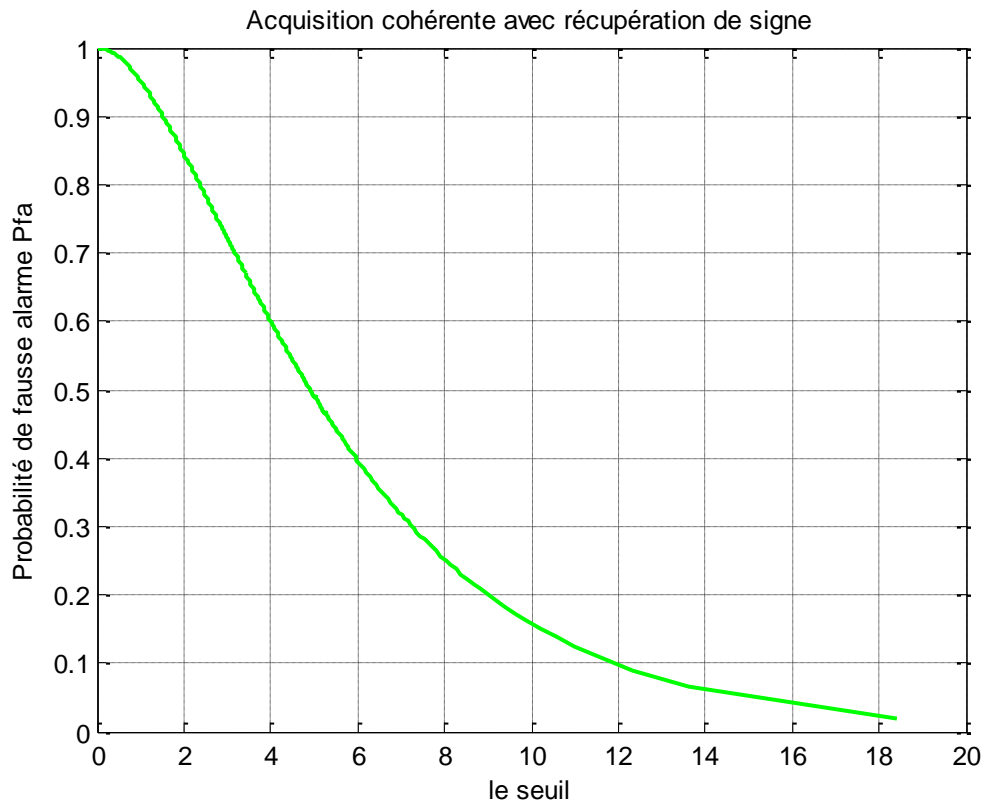


Figure IV.14 : Probabilité de fausses alarmes fonction du seuil : acquisition cohérente avec récupération de signe

IV.5. Comparaison globale des différentes méthodes d'acquisition :

Nous présentons une comparaison globale des différentes méthodes réalisées pour la combinaison des deux canaux du signal OS E1, dans la Figure IV.15.

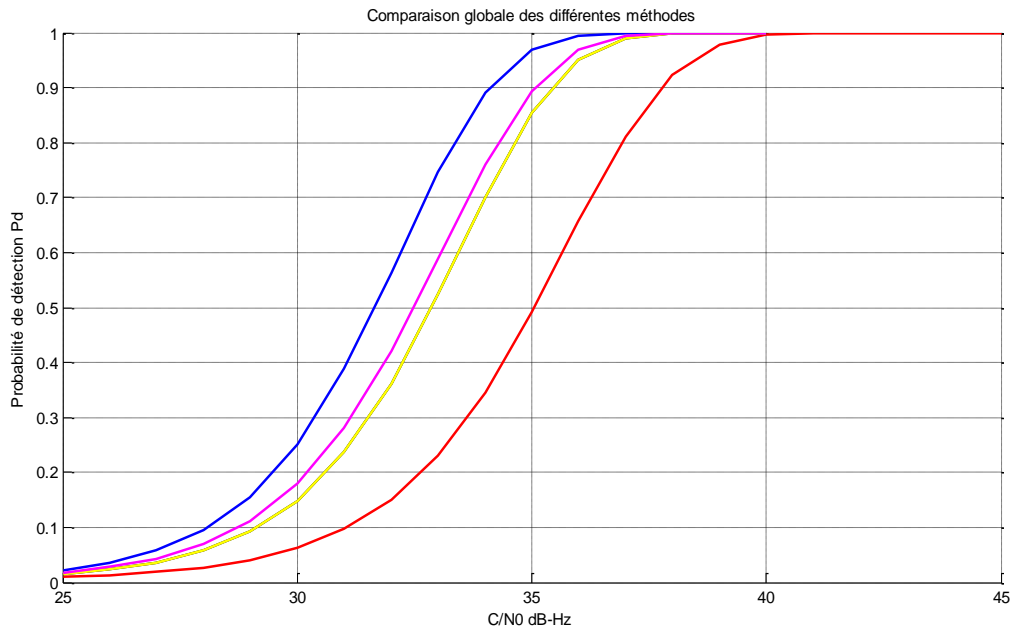


Figure IV.15 : Comparaison entre les différentes méthodes d'acquisition.

En comparant les courbes de performances des différentes méthodes traitées, nous constatons que l'acquisition à canal unique est la plus mauvaise en termes de probabilité de détection, nous la retrouvons très éloignée par rapport aux autres méthodes, cela s'explique en fait par la puissance exploitée pour cette méthode d'acquisition, en effet, en considérant un canal unique, la puissance du signal utile disponible est divisée par deux. La combinaison des deux canaux B et C d'une manière non cohérente améliore considérablement la performance, cette méthode utilise la puissance totale reçue du signal en combinant les deux canaux. Cette performance coïncide avec le cas d'une acquisition à canal unique suivie d'une intégration non cohérente avec deux sommations. L'augmentation du nombre d'intégration non cohérente ($k=3$) offre la meilleure performance et la performance sera toujours bien meilleure en augmentant le nombre d'intégration, puisque nous aurons la même distribution avec le rapport signal à bruit qui se multiplie par k , mais il faut prendre en compte le temps d'acquisition qui augmentera. En comparant l'acquisition non cohérente et cohérente avec récupération de signe, cette dernière offre de meilleure performance pour le même temps d'intégration.

Conclusion générale :

Etude comparative des méthodes d'acquisition du signal E1OS

Les nouveaux signaux du système de positionnement par satellite Galileo possédant deux canaux pilote et données, cela laisse le champ du développement des techniques d'acquisition très vaste. Nous avons présenté et analysé sous un cadre statistique les performances d'un étage d'acquisition du signal E1 qui couvrira les services SOL et OS.

La méthode la plus basique est l'acquisition des deux canaux indépendamment, où chaque canal est acquis sans combinaison entre les canaux ni entre les codes générés localement. Nous avons aussi étudié cette méthode en utilisant des intégrations non cohérente. En deuxième lieu, l'acquisition non cohérente qui sert à combiner les deux canaux après le détecteur d'enveloppe, où la variable de décision est la somme des deux sorties des corrélateurs de chaque canal. Enfin l'acquisition cohérente avec récupération de signe qui est une combinaison des deux codes pilote et données locaux et la variable de décision est le maximum entre les deux corrélations.

L'analyse statistique dans le cas d'un canal AWGN, nous a permis d'avoir une comparaison entre les trois méthodes en termes de performances. Il est évident que l'acquisition de chaque canal indépendamment n'est pas intéressante en termes de probabilité de détection, puisque la puissance est divisée par deux, cette méthode était alors la moins performante. Nous avons tenté d'améliorer ses performances en utilisant des intégrations non cohérente, cela améliore visiblement la probabilité de détection néanmoins elle demande un temps d'acquisition plus important. Puis l'acquisition non cohérente par contre avait montré son efficacité par rapport à la première, et l'acquisition cohérente était la meilleure des trois méthodes, puisque elle dépasse le non cohérent pour le même temps d'intégration.

Nous espérons que ce modeste travail sera bénéfique et servira aux futures promotions. Comme perspective, nous proposons de faire une étude similaire pour d'autres signaux GNSS tel que le E5 du Galileo, L5 et L1C du GPS. L'étude réalisée a été faite en considérant une période d'un code primaire, nous proposons alors d'étudier les performances de détection en cas d'acquisition sur plusieurs périodes où l'influence de la transition des bits de données, et les bits secondaires seront un problème à traiter.

ANNEXE 1

LA DISTRIBUTION KHI2 :

La distribution khi2 est une distribution importante. Elle peut être considérée comme un cas particulier de la fonction Gamma. Une variable aléatoire X est dite de distribution khi2 à n degrés de liberté si sa fonction de densité de probabilité est donnée par :

$$f_X(x) = \begin{cases} \frac{1}{2^{n/2}\Gamma(n/2)} x^{(n/2)-1} e^{-x/2} & x > 0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

La distribution khi2 est la distribution de la variable aléatoire X tel que :

$$X = X_1 + X_2 + \dots + X_n$$

Et $X_i, i=1, \dots, n$ sont n variables aléatoires normales standards, c'est-à-dire, de moyennes nulles et de variances unitaires.

La moyenne et la variance de la variable aléatoire X sont alors :

$$E[X] = n$$

$$\text{var}[X] = 2n$$

Si par contre les n variables sont centrés mais de variance non normalisée σ^2 , la densité de probabilité devient alors :

$$f_X(x) = \begin{cases} \frac{1}{\sigma^n 2^{n/2}\Gamma(n/2)} x^{(n/2)-1} e^{-\frac{x}{2\sigma^2}} & x > 0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

La moyenne et la variance deviennent :

$$E[X] = n\sigma^2$$

$$\text{var}[X] = 2n\sigma^4$$

Dans le cas général où les n variables aléatoires normales non centrées, c'est à dire de moyennes non nulles m_i , et de variances non normalisées σ^2 , la variable aléatoire

ANNEXE ET REFERENCE

$X = X_1 + X_2 + \dots + X_n$ est dite avoir une distribution khi2 non centrée à n degrés de liberté, et la densité de probabilité de la variable X est donnée par :

$$f_X(x) = \frac{1}{\sigma^2} \left(\frac{x}{\lambda} \right)^{\frac{n-2}{4}} e^{-\frac{(x+\lambda)}{2\sigma^2}} I_{\frac{n-1}{2}} \left(\frac{\sqrt{x\lambda}}{\sigma} \right) \quad x \geq 0$$

Où : λ est le paramètre de non centralité et est donné par :

$$\lambda = \sum_{i=1}^n m_i^2$$

Et $I_\alpha(x)$ est la fonction de Bessel modifiée du premier type et d'ordre α .

La moyenne et la variance cette fois ci seront :

$$E[X] = n\sigma^2 + \lambda$$

$$\text{var}[X] = 2n\sigma^4 + 4\sigma^4\lambda$$

ANNEXE 2

LA FONCTION MARQUIM Q :

L'analyse des performances dans les systèmes de communication ou de détection, dans le cas de canaux à évanouissement ou sans évanouissement, exige assez souvent l'utilisation de la fonction Q, celle là est définie comme suit :

$$Q(a,b) = \int_b^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2+a^2}{2}\right) I_0(ax) dx$$

Où I_0 est la fonction de Bessel modifiée d'ordre zéro.

Voici quelques propriétés de la fonction Q :

$$Q(a,0) = 1 \quad Q(a,\infty) = 0$$

$$Q(0,b) = \exp\left(\frac{b^2}{2}\right) \quad Q(\infty,b) = 1$$

$$Q(a,b) + Q(b,a) = 1 + \exp\left(-\frac{a^2+b^2}{2}\right) I_0(ab)$$

$$Q(a,a) = \frac{1}{2} \left[1 + \exp(-a^2) I_0(a^2) \right]$$

$$\frac{\partial Q(a,b)}{\partial b} = -b \exp\left(-\frac{a^2+b^2}{2}\right) I_0(ab)$$

$$\frac{\partial Q(a,b)}{\partial a} = b \exp\left(-\frac{a^2+b^2}{2}\right) I_1(ab)$$

ANNEXE ET REFERENCE

- [1] Ed_GNSS_F_ebook , Systèmes mondiaux de navigation par satellite, Copyright © Nations Unies, mars 2013.
- [2] Désignation complète **système de positionnement et de datation par satellites**) en anglais **GNSS** (*Global Navigation Satellite System*).
- [3] Thierry Dudok de Wit ; GPS et localisation par satellites (Licence de Chimie Physique 1ère année).
- [4] GPS Constellation Status, US Coast guards.
- [5] Philippe Béguyot, Bruno Chevalier et Hana Rothova ; Le GPS en agriculture : Principes, applications et essais comparatifs, Educagri, 2004, 135 p. (ISBN 2-84444-310-9, lire en ligne), p. 19-26.
- [6] Richard Langley;The Almanac, GPS World, décembre 2011.
- [7] Jean-Marie_Zogg ; GPS Basics, BOOK_GPS-X-02007 ; 26/03/2002.
- [8] Apostolia Karamali ; Galileo Interim Support Structure-Andrew Wilson, Division des publications de l'ESA-Carel Haakman, Division des publications de l'ESA-Division des publications de l'ESA, ESTEC, Boîte postale 299, 2200 AG Noordwijk, Pays-Bas ; BR-186 (version française) Juillet 2002-ISBN 92-9092-730-5-ISSN 0250-1589.
- [9] Javier Pérez Bartolomé, Xavier Maufroid, Ignacio Fernández Hernández, José A. López Salcedo and Gonzalo Seco Granados. ; Overview of Galileo System,
- [10] Martin Caudron ; Galileo Le Partenariat Public-Privé à l'Epreuve du « Juste Retour », 2010-European Political and Administrative Studies/ Études Politiques et Administratives Dijver 11, B-8000 Brugge, Belgium www.coleurope.eu/pol.
- [11] Eropéan GNSS (Galileo), open service signal in space interface control document (OS SIS ICD. Issue 1.1 september 2010 .

ANNEXE ET REFERENCE

- [12] Siddiqui, Bashir Ahmed; Simulink-Based Acquisition Unit for Galileo E1 CBOC Modulated Signals Master of Science Thesis, 78 Pages March 2010.
- [13] MBOCMOD-unprotected A Final Touch for the Galileo Frequency and Signal Plan, september/October 2007-inside GNSS-www.insidegnss.com.
- [14] Chris Hegarty et all; CbocTmboc-unprotected The New Optimized Spreading Modulation Recommended for Galileo L1 OS and GPS L1C, may/ june 2006-www.insidegnss.com
- [15] GALILEO signal L1 band part of Galileo Signal in Space ICD (SIS ICD), Copyright © 2005 by Galileo Joint Undertaking.
- [16] Christophe Macabiau, Jean-Luc Issler, SUPAERO Marie-Laure Boucheret, ENSEEIHT; Interplex Modulation for Navigation Systems at the L1 band-Emilie Rebeyrol, ENAC/TeSA
- [17] Daniele Borio-,prof, Letizia Lo Presti prof, Gérard Lachapelle; Statistical Theory for GNSS Signal Acquisition
- [18] John J. Benedetto; A Software-Defined GPS and Galileo Receiver, University of Maryland _c 2007.