

**UNIVERSITE SAAD DAHLAB BLIDA**  
**FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR**

Département d'Aéronautique

**MEMOIRE DE MAGISTERE**

Spécialité : aéronautique

ETUDE ET ANALYSE DES PERFORMANCES D'UN SYSTEME D'ACQUISITION

GNSS AltBoc E5

Par

**Siham DEHOUCHE**

Devant le jury composé de :

A.OULDALI	Professeur, EMP	Président
M.HAMADOUCHE	Maitre de conférences « A », U. de Boumerdes	Rapporteur
L.BOUNATIRO	Maitre de conférences « A », U. de Blida	Examineur
M.RAHMOUNI	Maitre de conférences « B », U. de Blida	Examineur

Blida, Novembre 2011



## RESUME

Le but de ce travail est la modélisation statistique de l'étage d'acquisition au niveau d'un récepteur GNSS, dédiée principalement au signal récemment proposé pour le système de positionnement par satellites européen Galileo AltBoc-E5. Dans ce contexte, une étude détaillée du signal AltBoc est donnée, puis, différentes architectures d'acquisition seront modélisées et analysées dans un cadre statistique, et ce dans le cas d'un canal à bruit aditif gaussien.

En deuxième partie, nous élaborerons la possibilité d'intégration d'un détecteur CA-CFAR pour acquérir le signal AltBoc E5, dans le cas d'une acquisition d'un canal unique (un des deux canaux pilote ou données) avec un évanouissement de type Rayleigh. Afin d'exploiter la totalité de la puissance disponible, en tenant compte de la présence des deux canaux, un centre de fusion suivant les deux règles de décision AND et OR sera appliqué. Les performances ainsi que les probabilités de fausse alarme seront évaluées.

Les formulations correspondantes des probabilités de détection et de fausse alarme de chaque cas seront présentées et validées par simulation Monte-Carlo.

### ملخص

الهدف من هذا العمل هو النمذجة الإحصائية على مستوى الاكتساب, و ذلك في المتلقي لنظام الأوروبي تحديد المواقع بالأقمار الصناعية غاليليو. نبدأ أولاً بدراسة الإشارة المقترحة لهذا النظام المتمثلة في AltBoc-E5, لننتقل بعد ذلك إلى دراسة و نمذجة مختلف هياكل الاكتساب و ذلك بعرض احتمالات الكشف و الإنذارات الكاذبة في حالة قناة من نوع AWGN.

كمرحلة ثانية سنعرض إمكانية تطبيق تقنية الكشف CA-CFAR لاكتساب الشفرة AltBoc E5 في حالة قناة من نوع Rayleigh. لاستغلال كامل الاستطاعة المتوفرة, نقترح استعمال مركز بقانون AND و OR بين القناتين. نستخرج و نحلل احتمالات الكشف و الإنذارات الكاذبة لكل حالة. العبارات ستثبت بمحاكاة Monte-Carlo.

## REMERCIEMENTS

Sans sa volonté, son aide et son soutien ce travail ne serait sûrement pas réalisé, dieu merci ;

Je remercie mon promoteur Dr. Mhamed HAMADOUCHE pour sa gentillesse, son aide et conseils m'ont aidé à mener ce travail à terme ;

Je tiens à remercier mon co-promoteur, Dr Kamel BENACHENHOU pour son aide considérable, son soutien continu et la confiance qu'il m'a accordé durant la réalisation de ce travail ;

J'exprime ma gratitude et mon respect au président et membres du jury, Mr. OULDALI, Mr. RAHMOUNI et Mr. BOUNATIRO et je les remercie d'avoir accepté d'examiner ce travail ;

Je remercie profondément mes chers parents pour leur soutien sans cesse, leur amour et leur compréhension durant toute ma vie et spécialement pour réaliser ce travail ;

Je remercie ma source de courage et de force ; mon mari pour sa présence, sa compréhension et son soutien et aide ;

Je remercie ma belle mère pour ses encouragements et son soutien, durant ce travail.

## TABLE DES MATIERES

RESUME	
REMERCIEMENTS	
TABLE DES MATIERES	
LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX	
INTRODUCTION	8
1. GENERALITES SUR LE SYSTEME DE POSITIONNEMENT GALILEO	
1.1. Introduction	10
1.2. Description du système Galileo	11
1.3. Les services offerts par Galileo	14
1.4. Principe du Galileo	15
1.5. Les signaux Galileo	16
1.6. Les sources d'erreurs	19
2. ETUDE DU SIGNAL ALTBOC E5 DU SYSTEME GALILEO	
2.1. Introduction	21
2.2. Généralités sur la Technique d'accès multiple	22
2.3. Le signal GPS	25
2.4. La modulation BOC	28
2.5. Le signal Galileo AltBoc E5	32
2.6. Les récepteurs Galileo altboc E5	40
3. THEORIE DE LA DETECTION A SEUIL FIXE ET ADAPTATIF	
3.1. Introduction	45

3.2. Théorie de la détection a seuil fixe	46
3.3. Théorie de la détection adaptative	50
3.4. Centre de fusion CFAR	55
3.5. Canaux de transmission	60
4. ACQUISITION D'UN SIGNAL GNSS	
4.1. Introduction	64
4.2. Acquisition d'un signal GNSS	65
4.3. Les courbes de performances	72
4.4. Intégration cohérente et non cohérente	72
5. ACQUISITION DU SIGNAL ALTBoc E5 A SEUIL FIXE ET ADAPTATIF	
5.1. Introduction	75
5.2. Approche statistique de l'étage d'acquisition du signal AltBoc E5 a seuil fixe	76
5.3. Approche statistique de l'acquisition du signal AltBoc E5 à seuil adaptatif	93
5.4. Conclusion	108
CONCLUSION	109
APPENDICE	
A. Liste des abréviations	111
B. La simulation de Monte Carlo	112
C. La distribution khi2	113
D. La fonction Q	114
REFERENCES	116

## LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

Figure 1.1 : La constellation des satellites Galileo	12
Figure 1.2 : Le segment de contrôle	13
Figure 1.3 : Le principe de triangulation pour la localisation	16
Figure 1.4 : Les bandes de fréquence du Galileo	17
Figure 1.5 : Les sources d'erreurs	19
Figure 2.1 : Modulation du signal GPS	26
Figure 2.2 : Fonction d'auto corrélation d'un code CA	27
Figure 2.3 : Fonction d'auto corrélation d'un code BOC(1,1)	29
Figure 2.4 : Diagramme du signal AltBoc (15,10) standard	31
Figure 2.5 : Les signaux Galileo	32
Figure 2.6 : La génération du signal E5	34
Figure 2.7 : Les sous porteuses du signal AltBoc E5	36
Figure 2.8 : Diagramme 8-PSK du signal AltBoc E5	36
Figure 2.9 : La fonction de corrélation du canal E5AQ	38
Figure 2.10 : La fonction de corrélation du canal E5BQ	39
Figure 2.11 : La fonction de corrélation du canal E5Q	39
Figure 2.12 : Schéma bloc d'un récepteur AltBoc à bande unique	41
Figure 2.13 : Architecture d'un récepteur AltBoc bi-bande non cohérent	43
Figure 2.14 : Schéma bloc d'un récepteur AltBoc bi-bande cohérent	44
Figure 3.1 : Les régions de décision	46
Figure 3.2 : Structure d'un détecteur CA-CFAR	52
Figure 3.3 : Structure d'un détecteur adaptatif dans les systèmes CDMA	54
Figure 3.4 : Système de senseurs distribués sans centre de fusion de données	56

Figure 3.5 : Système de senseurs distribués avec centre de fusion de données	56
Figure 3.6 : structure parallèle d'un système de senseur distribué avec traitement central	58
Figure 3.7 : structure parallèle d'un système de senseur distribué avec centre de fusion	58
Figure 3.8 : Étalement temporel	60
Figure 3.9 : Effet Doppler	61
Figure 4.1 : Les différentes étapes d'un étage d'acquisition	64
Figure 4.2 : Évaluation de la CAF dans un étage d'acquisition	68
Figure 4.3 : Acquisition en recherche série	69
Figure 4.4 : Acquisition en recherche parallèle sur le code	70
Figure 4.5 : Acquisition en recherche parallèle sur la fréquence	71
Figure 4.6 : Schéma général de la détection	72
Figure 4.7 : Acquisition avec une intégration non cohérente	74
Figure 5.1 : Acquisition du signal AltBoc sans combinaison des deux canaux	77
Figure 5.2 : Acquisition du canal de données	81
Figure 5.3 : Probabilité de fausses alarmes pour un canal unique	81
Figure 5.4 : Probabilité de détection en fonction du SNR : canal unique	82
Figure 5.5 : Probabilité de détection : canal unique	82
Figure 5.6 : Acquisition non cohérente du signal AltBoc	83
Figure 5.7 : Probabilité de fausses alarmes en fonction du seuil: Acquisition non cohérente	85
Figure 5.8 : Probabilité de détection en fonction du SNR : Acquisition non cohérente	85
Figure 5.9 : Probabilité de détection : Acquisition non cohérente	86
Figure 5.10 : Acquisition cohérente du signal AltBoc	87
Figure 5.11 : Probabilité de fausses alarmes en fonction du seuil: Acquisition cohérente	89
Figure 5.12 : Probabilité de détection en fonction du SNR: Acquisition cohérente	90
Figure 5.13 : Probabilité de détection : Acquisition cohérente	90

Figure 5.14 : Comparaison entre les trois méthodes, échelle logarithmique	91
Figure 5.15 : Comparaison entre les trois méthodes, échelle linéaire	92
Figure 5.16 : Probabilité de détection : Comparaison entre les trois méthodes	92
Figure 5.17 : Acquisition du signal AltBoc E5 avec un détecteur CA-CFAR	93
Figure 5.18 : Acquisition d'un canal unique avec évanouissement de Rayleigh	97
Figure 5.19 : Probabilité de fausses alarmes, canal unique de Rayleigh	98
Figure 5.20 : Canal AWGN et un canal à évanouissement de Rayleigh	98
Figure 5.21 : Acquisition adaptative du signal AltBoc E5	99
Figure 5.22 : Performance d'un canal de Rayleigh avec un détecteur CA-CFAR	102
Figure 5.23 : Comparaison entre la probabilité de fausse alarme : seuil fixe et adaptatif	103
Figure 5.24 : Influence du nombre de cellules sur la performance du CA-CFAR	103
Figure 5.25 : Comparaison entre la performance du canal avec et sans le CA-CFAR	104
Figure 5.26 : Acquisition du signal AltBoc E5 avec un centre de fusion CFAR	104
Figure 5.27 : Performance de l'étage d'acquisition en utilisant un centre de fusion AND	106
Figure 5.28 : Performance de l'étage d'acquisition en utilisant un centre de fusion OR	106
Figure 5.29 : Comparaison entre la performance en utilisant les règles AND et OR	107
Figure 5.30 : Comparaison entre détection à seuil fixe, adaptatif et centre de fusion	107
Tableau 1.1 : Fréquences porteuses pour le système Galileo	18
Tableau 1.2 : Bande de réception et polarisation des signaux Galileo	18
Tableau. 2.1 : Fréquences des codes et des données du signal E5	33
Tableau. 2.2 : Coefficients des sous porteuses de l'AltBoc E5	35

## INTRODUCTION

Le système de positionnement par satellites américain GPS (Global Positioning System) avait bel et bien monopolisé le monde de la navigation par satellites pendant plusieurs années, néanmoins, sa caractéristique à usage militaire, sa précision limitée ainsi que la dégradation volontaire du signal avait poussé d'autres pays à développer leurs propres systèmes. Le plus grand projet de son genre, dans ce champ, serait sans aucun doute, le système européen Galileo. Ce dernier occupera certainement les véhicules, bateaux et avions du futur. En promettant d'offrir une large gamme de services précis, Galileo est actuellement imbattable par n'importe quel autre système.

La particularité du système Galileo se toucherait non seulement dans la diversité de ses services, mais aussi dans l'originalité de ses signaux. A l'heure actuelle, ce système prévient de diffuser trois principaux signaux E5, E6 et E1. Nous nous intéressons dans ce travail au signal E5, appelé AltBoc E5.

Le signal AltBoc E5 fait partie de la famille des signaux modulés suivant la modulation BOC (Binary Offset Carrier), cette dernière permettra de résoudre le problème d'interférences entre les signaux Galileo et GPS qui pourront, en effet, coopérer dans les mêmes bandes de fréquence. La modulation adoptée pour le signal E5 du Galileo est l'AltBoc (15,10), ce choix s'était fait en tenant compte de plusieurs exigences et paramètres. Compliqué, complexe et totalement différent des modulations classiques, le signal AltBoc E5 est sûrement le signal le plus original en son genre, cela fera de lui, tout de même un très bon signal en termes de performances contre les interférences.

L'acquisition d'un signal satellitaire est l'une des opérations qui influence la précision de la mesure puisqu'elle permet essentiellement d'identifier les satellites visibles à un moment donné. Cette opération d'acquisition est composée principalement, de deux étages, le premier réalise la recherche des paramètres, retard et décalage Doppler, le deuxième est dédié à la détection. Généralement, l'approche de détection implémentée dans les récepteurs actuels, impose de choisir un seuil de détection fixe ce qui engendre un nombre élevé de fausses alarmes.

Notre contribution se résume dans l'étude de la possibilité de l'utilisation de la détection adaptative CFAR (Constant False Alarm Rate) qui était auparavant utilisée dans

les radars, pour l'acquisition du signal récemment proposé pour le système de positionnement par satellites européen Galileo.

Ce mémoire est organisé suivant cinq chapitres. Dans le premier chapitre, des généralités sur le système de positionnement par satellites Galileo, ainsi qu'une description générale de ses services sont donnés. Le deuxième chapitre est dédié à une description détaillée du signal AltBoc E5, et ce en passant par un aperçu sur la naissance de la modulation BOC et ses diverses familles. Les principes généraux de la détection à seuil fixe et adaptatif sont définis dans le troisième chapitre. Dans le quatrième chapitre, le principe de l'acquisition d'un signal GNSS (Global Navigation Satellite System) ainsi que ses différentes étapes sont développés. Enfin, nous présenterons les méthodes d'acquisition à seuil fixe du signal AltBoc E5 avec une modélisation statistique, pour arriver en dernier lieu à la possibilité d'utilisation d'un détecteur CA-CFAR et d'un centre de fusion pour l'acquisition du signal, tout en développant les probabilités de fausse alarme et de détection pour chaque cas.

# **CHPAITRE 1**

## **GENERALITES SUR LE SYSTEME DE POSITIONNEMENT PAR SATELLITES GALILEO**

### 1. 1. Introduction :

La navigation est la science et les techniques qui permettent de connaître la position d'un mobile par rapport à un système de référence ou un point fixe déterminé, de fournir des informations concernant la route à suivre pour rejoindre un autre point de coordonnées connues, et d'estimer avec un certain degré de précision toute information relative au déplacement de ce mobile : distance, vitesse, heure estimée d'arrivée...

La navigation par satellites est une technologie qui a occupé une vaste place dans le domaine de la navigation aérienne, et constituera l'unique clé pour un bel avenir doté de performances meilleures à savoir l'exactitude, l'intégrité et la continuité du service, dans le but de préserver l'objectif principal qui est la sécurité.

Le GPS (Global Positioning System) fut le premier système conçu pour répondre à ces besoins, et est actuellement le seul système mondial de positionnement, la Russie dispose de son système GLONASS, l'Inde se propose de développer son système régional IRNSS et la Chine se prépare à lancer les premiers satellites de son système régional BEIDOU.

La « vedette » des futurs systèmes de navigation sera sans doute la merveille des Européens Galileo, promettant d'offrir plusieurs services d'autant plus performants que précis imbattables par l'actuel GPS.

## 1. 2. Description du système Galileo :

Le programme de navigation par satellites Galileo est le plus grand projet du genre lancé par la collaboration entre l'Union Européenne et l'agence spatiale européenne, l'ESA (European Space Agency). En 1998[14], ces deux organismes ont étudié la possibilité de la réalisation d'un système de positionnement par satellites européen indépendant, le programme a été approuvé en 1999. Le système Galileo devrait offrir une meilleure précision, continuité, et intégrité du service par rapport aux systèmes actuels.

La phase de développement du système Galileo avait commencé en 2001 [16], durant cette phase les segments spatial et terrestre ont été développés, et les premiers satellites prototypes ont été mis en place. Entre 2006 et 2008 [22], la construction et le lancement des 30 satellites Galileo ont été élaborés. Le système de positionnement par satellites Galileo est prévu d'être totalement opérationnel vers l'an 2013[22].

Comme pour chaque système de localisation par satellites, Galileo est constitué de trois principaux segments :

- Le segment spatial ;
- Le segment de contrôle ;
- Les utilisateurs.

### 1. 2.1. Le segment spatial :

Le segment spatial est constitué d'une constellation de 30 satellites, répartis sur trois orbites MEO (Medium Earth Orbit), inclinés de 56° par rapport à l'équateur d'une altitude de 23222Km. Chaque orbite contient neuf satellites d'une période d'environ 14 heures, et un satellite de secours est ajouté à chaque plan, capable de remplacer un satellite en cas de panne.

Chaque satellite aura une masse d'environ 700 kg, et sera stabilisé suivant les trois axes grâce à un ensemble classique de gyromètres, roues à inertie et magnéto-coupleurs. Leur dimension est de 2,7 par 1,2 par 1,1 m. La puissance embarquée prévue est de 1600 watts.

La charge utile de chaque satellite comprendra un ensemble de quatre horloges atomiques, l'électronique de génération des signaux transmis par les émetteurs (codes

pseudo aléatoires orthogonaux de modulation des porteuses, signaux de navigation proprement dits), ainsi que les émetteurs radio fréquence et les antennes correspondantes.

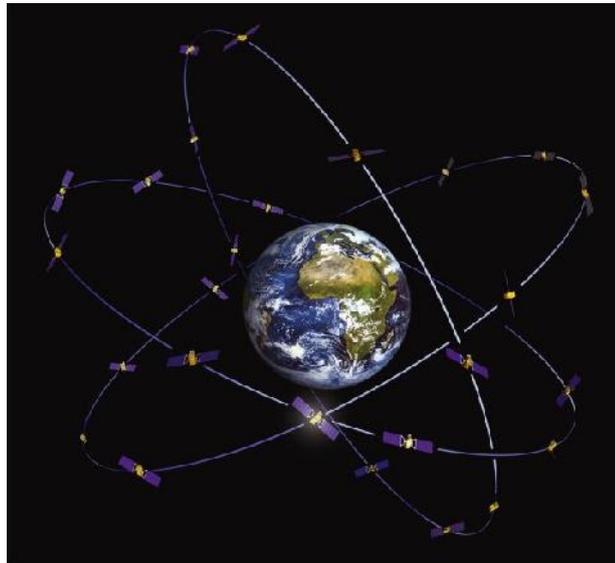


Figure 1.1 : La constellation des satellites Galileo.

### 1. 2.2. Le segment de contrôle :

Un réseau de stations terrestres, de centres de contrôle et de stations de chargement assisteront les opérations des satellites ; c'est le segment de contrôle. Les stations contrôlent continuellement les satellites, leurs mesures précises des signaux de navigation seront envoyées aux deux centres de contrôle Galileo GCC (Galileo Control Center). Des logiciels très performants y décrivent les orbites des satellites, les erreurs de synchronisation des horloges atomiques. Les paramètres d'orbites et les corrections des horloges seront chargés aux satellites environ chaque deux heures, ces données seront utilisées par l'utilisateur pour le calcul de sa position.

Les centres de contrôle calculeront aussi l'intégrité des données qui feront partie du service de la sûreté de la vie. Dans le cas d'un dysfonctionnement, le système devrait être capable d'alerter l'utilisateur dans un délai de 6 à 10 secondes.

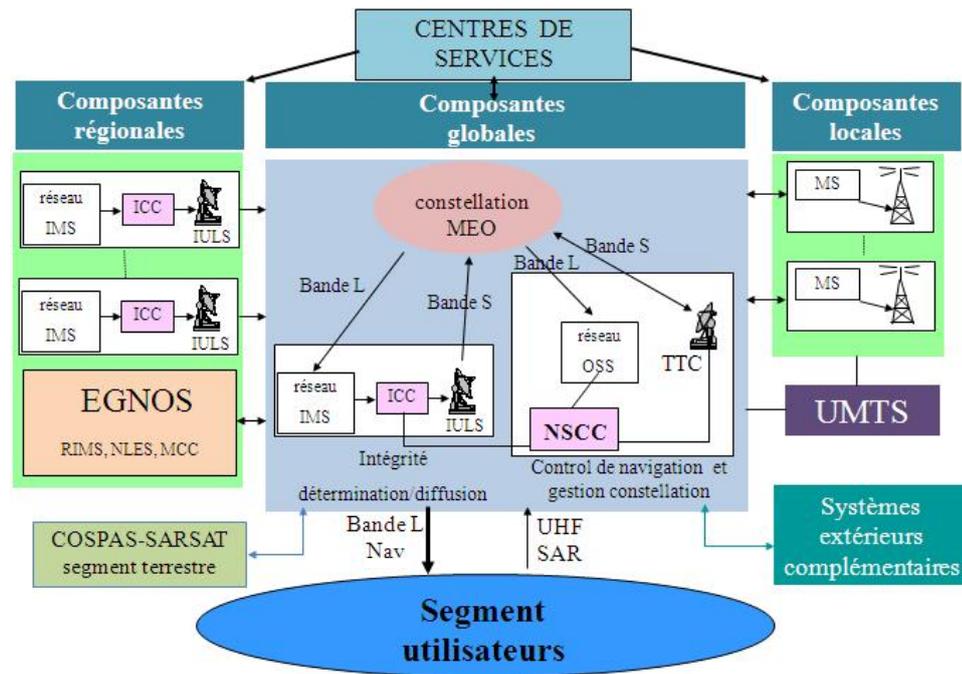


Figure 1.2 : Le segment de contrôle.

### 1. 2.3. Le segment utilisateur :

Il est constitué de l'ensemble des utilisateurs bénéficiant des services du Galileo militaires qu'ils soient ou civils, disposant de récepteurs capables de décoder et d'exploiter le signal reçu des satellites, afin de fournir au minimum les informations de temps, de position et de vitesse.

L'utilisation militaire pourra être le guidage des bombes et des missiles. Pour les civils le domaine d'utilisation est assez vaste, les services qu'offrira Galileo lui permettront d'équiper les véhicules, les bateaux ainsi que les avions. Ces derniers ont été depuis longtemps équipés de récepteurs GPS et leur navigation se fait à base de ses informations, le pilote automatique par exemple utilise les informations du GPS en temps réel, la précision pour ces utilisateurs est de 20 mètres sans la dégradation volontaire, et pourra atteindre 3 mètres avec les augmentations faites pour le GPS, mais le GPS est exclu et non certifié comme moyen d'atterrissage vu les exigences des catégories d'atterrissage élaborées par l'OACI, en mettant en œuvre la notion d'intégrité. Galileo par contre sera capable d'assurer cette fonction.

Les services de Galileo lui permettront de toucher un grand nombre de domaines, la topographie, la géodésie, les applications industrielles et agricoles ne pourront sans doute pas s'en passer.

### 1.3. Les services offerts par Galileo :

Les services Galileo sont OS (Open Service), SoL(Safety of Life), PRS(Public Regulated Service), CS(Commercial Service), SAR(Search And Rescue) et ERIS(External Regional Integrity Service). L'utilisateur pourra obtenir un positionnement avec les services OS et SoL (en accès libres) et PRS(en accès restreint). Les autres services, CS, SAR et ERIS ne fournissent pas seulement de positionnement, mais consistent à diffuser des informations complémentaires. Ainsi si l'intégrité(ou la garantie) du positionnement sera fournie globalement par l'opérateur Galileo à travers les services SoL et PRS, les opérateurs régionaux pourront assurer eux-mêmes une intégrité régionale avec les services ERIS. Le service CS consiste essentiellement à fournir des données à valeur ajoutée, dont la définition est totalement flexible, quand au service SAR, il est dédié à la diffusion des données pour les opérations de recherche et d'assistance.

- Le service ouvert : Open Service

Le service ouvert sera disponible pour les utilisateurs civils [14], il fournira la position, la vitesse et le temps UTC (Universal Time Coordinate). D'après la commission européenne, la qualité de ce service sera mieux que celle des systèmes actuels et le futur GPS.

Le service ouvert est favorisé dans le cas de navigation par véhicules terrestres et l'hybridation avec les téléphones mobiles [16]. Ce service est gratuit et ne comprend aucune restriction d'accès. C'est le service « grand public » qui concernera la majorité des utilisateurs.

- Le service de sûreté de vie : Safety Of Life

Le service de sûreté de la vie SoL (Safety of life) sera utilisé dans les domaines où la sécurité des êtres humains est importante [16], comme la navigation maritime ou aérienne. Le service fournira de meilleures performances pour satisfaire les exigences des utilisateurs en termes de sécurité.

Il s'agit en fait, d'un service ouvert complété par un signal d'intégrité indispensable pour toutes les applications où l'absence de cette information d'intégrité, pourrait mettre en danger des vies humaines (transport aérien, ferroviaire et maritime). Dans certains cas, le signal de ce service sera crypté, pour cela l'accès sera payant [14].

- Le service commercial : Commercial service

Ce service est destiné aux applications commerciales exigeant une précision supérieure à celle que fournit le service ouvert [16]. Il utilise deux signaux supplémentaires, protégés par un chiffrement commercial décryptable par les terminaux équipés et disposant de la clef d'accès. Ce service sera géré par les fournisseurs d'accès au service commercial Galileo. Il se prête particulièrement bien aux services à valeur ajoutée qui seront proposés en complément de la navigation.

- Le service public réglementé : Public Regulated Service

Il est réservé aux applications gouvernementales (sécurité civile, transports, militaires) pour lesquelles la continuité du service doit être garantie quelles que soient les circonstances [14], particulièrement robuste vis-à-vis de brouillages éventuels ou d'interférences électromagnétiques accidentelles. Ce service utilise deux signaux dédiés et chiffrés, dont un sur la même fréquence que le futur code militaire (code M) du GPS. Son accès sera contrôlé par les autorités en charge des questions de sécurité.

- Service de recherche et de sauvetage : Search and Rescue

Le service de recherche et de sauvetage SAR (Search And Rescue) sera un service certifié développé en coordination avec les régulations internationales [14]. Il devrait fournir des transmissions en temps réel des requêtes d'urgence pour faciliter la localisation des messages de détresse. Ce service sera le complément du programme actuel SARSAT/COSPAS mis en place par le Canada, la France, les États-Unis et la Russie.

#### 1.4. Principe du Galileo:

Comme pour le GPS, la position du terminal utilisateur est calculée à partir des mesures de distance (pseudo-distances), entre le terminal et au moins quatre satellites de la constellation, dont les signaux sont reçus simultanément. Plus précisément, la différence des distances entre le terminal et deux satellites permet de placer celui-ci sur un lieu géométrique qui est une surface dans l'espace appelée hyperboloïde, et la simultanéité de

mesures de ce type avec quatre satellites, permet de calculer la position géographique par intersection géométrique entre ces surfaces, ainsi que l'écart entre l'échelle de temps du terminal et celle du système Galileo.

Cette méthode suppose, bien sûr, que soit connue avec une précision suffisante la position des satellites dans l'espace rapportée à un référentiel géodésique mondial commun à tous les utilisateurs. Celle-ci est calculée à partir des éphémérides contenues dans les signaux de navigation transmis par les satellites, calculées au sol et injectées périodiquement en mémoire par le réseau de stations de contrôle de la constellation.

Les éphémérides des satellites sont élaborées à partir d'un ensemble de stations d'orbitographie, dont les positions sont précisément connues dans le repère international de référence terrestre, l'ITRF ce qui est équivalent au mètre près, dans le repère WGS84 déjà établi pour le GPS et très utilisé aujourd'hui.

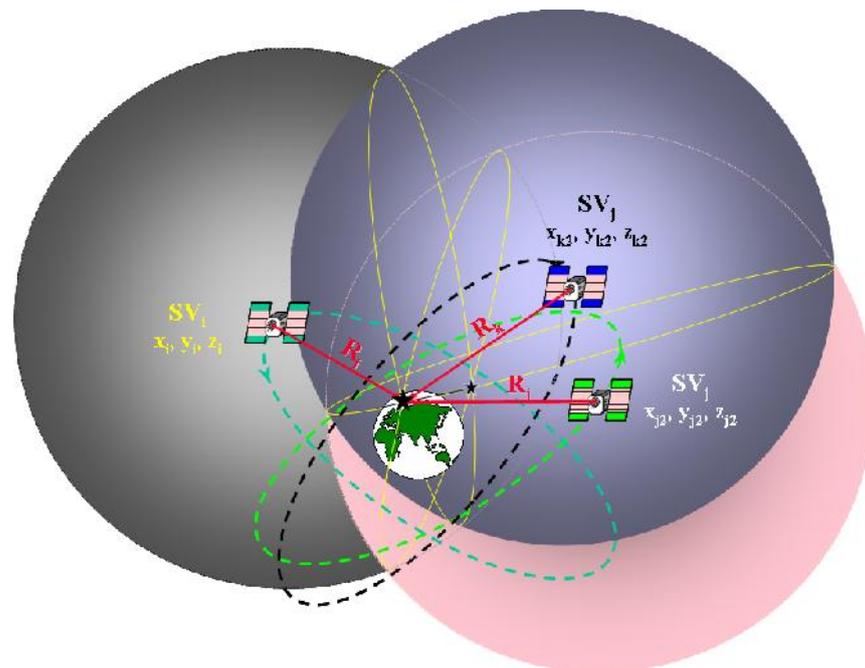


Figure 1.3 : Le principe de triangulation pour la localisation.

### 1.5. Les signaux Galileo:

L'originalité du système européen Galileo n'est seulement pas la diversité de ses services, mais aussi la particularité et la complexité de ses signaux. Tous les satellites Galileo utilisent la même bande de fréquence en exploitant l'accès CDMA (Code Division Multiple Access) [6], les signaux seront transmis ayant différents codes par signal, par

fréquence et par satellite. La polarisation est RHCP (Right Hand Circular Polarisation) pour tous les signaux.

### 1.5.1. Le plan des fréquences:

Les signaux Galileo sont transmis dans les bandes de fréquence indiquées dans la figure I.4. Ces quatre bandes sont E5a, E5b, E6 et E1. [9]

Six signaux incluant les trois canaux accessibles par tous les utilisateurs de Galileo dans les bandes E5a, E5b et L1 pour le service OS (Open Service) et pour les services SoL (Safety-of-life Service). Les deux signaux dans la bande E6 sont destinés aux utilisateurs concernés pour le service CS (Commercial Service). Finalement, les deux derniers signaux partagés entre la bande E6 et la bande E2-L1-E1, sont prévus pour le service autorisé PRS (Public Regulated Service).

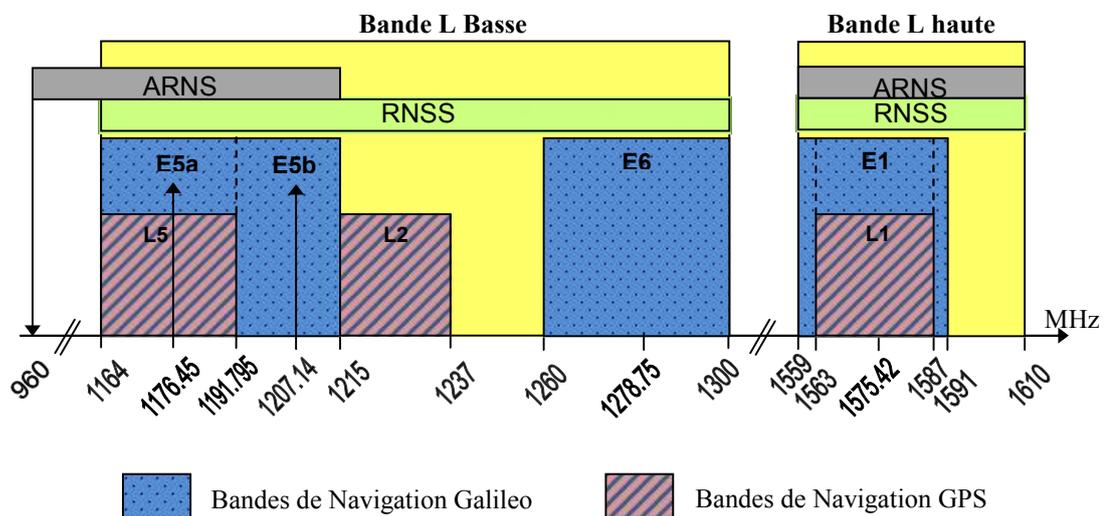


Figure 1.4 : Les bandes de fréquence du Galileo.

Les bandes de fréquence ont été choisies dans les fréquences réservées aux services de navigation par satellite RNSS (Radio Navigation Satellite Service), de plus les bandes E5a, E5b et E1 sont situées dans les bandes allouées pour les services de navigation aéronautique ARNS (Aeronautical Radio Navigation Services). Les fréquences des différentes bandes sont illustrées dans le tableau 1.1.

La composition des deux signaux E5a et E5b est considérée en un seul signal E5 de fréquence centrale  $(f_{Ea} + f_{Eb})/2$ . Les deux fréquences étant proches l'une de l'autre, ils peuvent être traités comme une seule bande large avec une implémentation spécifique au niveau des récepteurs. E5 n'est pas un signal à part entière, il est juste la composition des deux signaux E5a et E5b.

Tableau 1.1 : Fréquences porteuses pour le système Galileo

Signal	Fréquence porteuse
<b>E5a</b>	1176.45 MHz
<b>E5b</b>	1207.14 MHz
<b>E5</b>	(E5a+E5b) 1191.795 MHz
<b>E6</b>	1278.75 MHz
<b>E1</b>	1575.42 MHz

Les largeurs de bandes centrées sur les fréquences du tableau 1.1 sont données dans le tableau 1.2.

Tableau 1.2 : Bande de réception et polarisation des signaux Galileo

Signal	Bande de réception	Polarisation
<b>E5</b>	51.150 MHz	Circulaire droite
<b>E6</b>	40.92MHz	Circulaire droite
<b>E1</b>	24.552MHz	Circulaire droite

### 1.5.2. Description générale des signaux Galileo :

Chaque satellite Galileo transmet des signaux dans les bandes E1, E6, E5a et E5b.

- Signal E1 :

Le signal E1 OS (Open Service) est transmis sur la bande L1=1575.42Mhz [6] comprenant deux canaux (E1-B et E1-C). Le canal E1-B transmet des données et le canal E1-C transmet des signaux pilotes. Les signaux pilotes permettent, comme indique leurs noms, de guider le récepteur pour l'acquisition du signal de données.

- Signal E6 :

Ce signal transporte des informations pour un but commercial. Il comprend deux canaux (E6-B et E6-C). Le premier étant un canal de données et le deuxième transmet des signaux pilotes.

- Signal E5a :

Ce signal est accessible pour le grand public. Il est transmis sur la bande E5 et comprend deux canaux (données, pilote). Il transporte des données de navigation accessibles pour tous les utilisateurs.

- Signal E5b :

Ce signal est aussi transmis sur la bande E5 et comprend aussi deux canaux, un pour les données de navigation et un pour les signaux pilotes. Ce signal comporte des données non cryptées accessible par tous les utilisateurs et des données crypté réservées pour un usage commercial.

### 1.6. Les sources d'erreurs :

Toute position fournie par un système de positionnement par satellites, n'est pas toujours parfaitement exacte mais souvent entachée d'incertitudes.

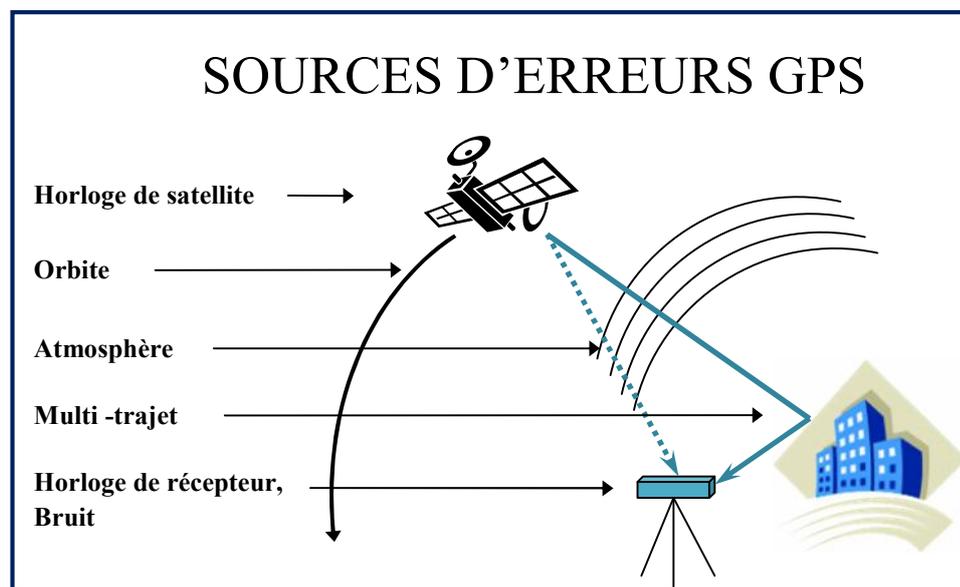


Figure 1.5 : Les sources d'erreurs.

- Erreurs d'orbite :

Bien que des mesures aient été adoptées pour prévoir des positions très précises des satellites, ces orbites ne peuvent toujours pas être précises et parfaites. Les erreurs orbitales peuvent être déterminées en comparant les orbites obtenues à partir des paramètres reçus des satellites, et les orbites précises obtenues à partir de stations de références.

- Erreurs d'horloges :

Les satellites et les récepteurs doivent être munis de très bonnes horloges pour être performants. Une erreur de 10 nanosecondes, par exemple, engendrerait une erreur de 3

mètres sur la distance. La correction des erreurs d'horloge peut se faire en temps réel, c'est-à-dire, reçu dans le message de navigation diffusé par les satellites.

- Erreurs troposphériques et ionosphériques :

L'ionosphère est caractérisée par la présence de beaucoup de particules chargées (ions, électrons libres). Les signaux qui la traversent sont perturbés car ce sont des ondes électromagnétiques, et l'ionosphère est un milieu conducteur. Ces perturbations se traduisent par un retard des ondes, qui se propagent moins vite que dans le vide. La distance satellite-récepteur est donc surestimée. Les perturbations sont liées à la fréquence des ondes et à la densité des particules chargées, celle-ci étant très variable en raison des violents courants électromagnétiques présents dans la couche. Dans le cas du GPS par exemple, pour corriger au mieux les erreurs engendrées, la technique utilisée est le GPS bi-fréquence. Les signaux sont émis sur deux fréquences différentes, et la comparaison de l'effet des perturbations sur chaque fréquence permet de le quantifier, et de l'éliminer.

- Erreurs des multi trajets:

Nous parlons de multi trajets quand le signal direct provenant des satellites se réfléchit sur plusieurs obstacles, au niveau du récepteur, en plus du signal utile d'autres répliques de ce signal, de puissance moindre en général sont aussi reçues. Ce type d'erreurs dépend généralement des conditions autour de l'antenne et de son type. Les erreurs des multi trajets sont très difficiles à corriger, et elles influencent la précision de la mesure en agissant soit au niveau de l'acquisition ou l'étape de poursuite.

## CHPAITRE 2

### ETUDE DU SIGNAL ALTBOC E5 DU SYSTEME GALILEO

#### 2.1. Introduction :

L'ère du développement du système de positionnement par satellites Galileo est très différente de celle de la mise en œuvre du GPS américain. Les applications complexes et leurs diversités exigent d'avoir des signaux GNSS (Global Navigation Satellite System) plus performants, et donc plus compliqués.

La première caractéristique des signaux Galileo est la notion de canal pilote et canal de données, le signal est généré suivant deux voies, l'une contient les codes ainsi que le message de navigation ; c'est le canal de données ; tandis que pour la deuxième, la porteuse sera seulement modulée par les codes qui formera le canal pilote.

La considération de ces nouveaux signaux permet d'augmenter la précision, renforcer la robustesse de la poursuite et surtout de meilleures résistances aux interférences et multi trajets [4].

Les signaux Galileo auront aussi la particularité du point de vue du type de modulation, la modulation BOC (Binary Offset Carrier), qui caractérisera tous les signaux Galileo, est la modulation la plus complexe de son genre, cela dit aussi qu'elle permettra d'avoir des avantages inaccessibles en utilisant des méthodes classiques de modulation. Elle permettra en effet, d'éliminer le souci de saturation spectrale, ainsi que les problèmes d'interférences entre les signaux Galileo et d'autres Signaux GNSS, et cela en ayant un spectre assez intéressant.

Avoir des signaux performants et complexes n'est sûrement pas suffisant, les signaux Galileo devraient avoir la caractéristique de signal à enveloppe constante, cette caractéristique est avantageuse dans le cas d'un système satellitaire.

Le signal E5 a été choisi en tenant compte de ces exigences, et en répondant à plusieurs compromis. La forme du signal adopté pour le signal E5 est le AltBoc E5 (15,10). Pour en arriver, il a fallu considérer deux sous porteuses d'une forme assez particulière, ainsi que deux autres signaux qui feront de la formule du signal une forme très complexe.

## 2.2. Généralités sur la technique d'accès multiple :

L'idée de l'accès multiple avait eu lieu depuis que les télécommunications ont été inventées. Le fait d'allouer une bande de fréquence bien déterminée à un système de communication avait motivé de trouver des techniques afin d'exploiter cette bande de la manière la plus judicieuse, cela permettra d'écouler le maximum de télécommunications. La bande est partagée aux canaux alloués selon la demande aux mobiles pour permettre la communication d'un terminal avec un réseau. Selon la définition des canaux partagés, trois techniques d'accès multiple peuvent être définies :

- Accès multiples par une répartition de fréquences FDMA (Frequency Division Multiple Access) ;
- Accès multiples par une répartition dans le temps TDMA (Time Division Multiple Access) ;
- Accès multiples par une répartition des codes CDMA (Code Division Multiple Access)

### 2.2.1. Accès multiples par une répartition de fréquences : FDMA

C'est la méthode d'accès multiples la plus ancienne [1]. Elle est utilisée principalement dans les systèmes analogiques et est combinée à la méthode TDMA dans la majorité des systèmes numériques. Elle consiste à subdiviser la bande allouée en petites bandes continues de fréquences (porteuses). Chaque porteuse est utilisée pour véhiculer un appel unique et dans un seul sens à la fois (sens montant ou sens descendant). En fonction de la capacité du système et ses besoins en signalisation, un ou plusieurs canaux de contrôle sont utilisés.

Cette technique a la caractéristique d'avoir un circuit unique par porteuse puisque chaque canal est défini pour véhiculer une seule communication et donc une largeur de bande faible, de plus, les informations sont émises dans les deux extrémités en continu et simultanément.

Le fait d'avoir un canal pour chaque porteuse nécessite l'installation de plusieurs équipements et comme l'émetteur et le récepteur doivent fonctionner simultanément, le mobile doit avoir un duplexeur.

### 2.2.2. Accès multiples par répartition dans le temps : TDMA

La technique TDMA est la première alternative à la technique FDMA. Elle permet de transmettre des débits d'informations plus importants qu'un système FDMA [1]. Les systèmes à accès par répartition dans le temps TDMA définissent les canaux en fonction des slots de temps [17]. En d'autre terme, le temps du système est défini comme une série d'intervalles répétitifs nommés frames qui sont à leurs tours divisés aussi en un nombre fixe de périodes appelées slots. Quand un émetteur/récepteur a la permission de communiquer, un temps spécifié est défini pour le faire.

Cette technique multiplexe plusieurs circuits par porteuse à la différence de la FDMA, la transmission cette fois ci n'est pas continue, en effet, un nombre des mobiles du réseau peuvent communiquer durant un délai de temps. Du point de vue du traitement numérique de l'information, un circuit TDMA est plus complexe qu'un mobile FDMA mais ne nécessitent pas un duplexeur.

### 2.2.3. Accès multiples par répartition de codes : CDMA

Comme nous l'avons constaté dans les définitions précédentes, 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 [17], 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 :

- 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 dupliqué sur une large bande, l'interférence d'un signal brouilleur n'affectera qu'une partie des répliques.

### 2.3. Le signal GPS :

#### 2.3.1. Génération du signal GPS:

Les signaux GPS sont transmis sur deux bandes UHF (Ultra High Frequency) [6]. Ces fréquences sont L1 et L2 et sont générées à partir de la fréquence fondamentale  $f_0=10.23\text{Mhz}$ .

$$f_{L1} = 154f_0 = 1575.42\text{Mhz}$$

$$f_{L2} = 120f_0 = 1227.60\text{Mhz}$$

Les signaux sont composés de trois parties :

- Une porteuse de fréquence  $f_{L1}$  ou  $f_{L2}$  ;
- Le message de navigation qui contient des informations concernant les orbites des satellites ; comme l'état des satellites, des corrections d'horloges, les données atmosphériques... Ces informations sont transmises aux satellites à partir des stations terrestres du segment de contrôle. Le message de navigation est une suite binaire de fréquence de 50Hz. Il est constitué de 25 frames de 1500 bits pour chacun, ou 37500 bits au total. Cela veut dire que la transmission d'un message de navigation complet dure 750 secondes soit 12.5 minutes [7] ;
- Le code PRN (Pseudo Random Noise) : chaque satellite possède deux codes. Le premier est le code CA (Coarse Acquisition), et l'autre c'est le code crypté P(Y). Le code CA est une séquence de 1023 chips. Le code est répété chaque milliseconde donnant une fréquence de 1.023Mhz. Le code P est un code long ( $\approx 2.35 \cdot 10^4$  chips) avec une fréquence de 10.23Mhz. Il se répète chaque semaine à compter du début de la semaine GPS qui est minuit du Samedi/Dimanche. Le code CA module seulement la porteuse  $L_1$  tandis que le code P(Y) module les deux porteuses  $L_1$  et  $L_2$ .

En se basant sur les trois parties formant le signal GPS précédemment décrites, le signal transmis par un satellite  $k$  sur les deux fréquences  $L_1$  et  $L_2$  peut être écrit comme suit :

$$S^k(t) = \sqrt{2P_C}(C^k(t) \oplus D^k(t)) \cos(2\pi f_{L1}t) + \sqrt{2P_{PL1}}(P^k(t) \oplus D^k(t)) \sin(2\pi f_{L1}t) + \sqrt{2P_{PL2}}(P^k(t) \oplus D^k(t)) \sin(2\pi f_{L2}t) \quad 2.1$$

Où  $P_C$ ,  $P_{PL1}$ , et  $P_{PL2}$  sont les puissances des signaux avec les codes CA ou P(Y).  $C^k$  est le code CA assigné au satellite  $k$ ,  $P_k$  est le code P attribué au satellite  $k$ ,  $D_k$  est la séquence du message de navigation, et  $f_{L1}$  et  $f_{L2}$  sont les fréquences des porteuses  $L_1$  et  $L_2$ .

La modulation qui a été adoptée pour le signal GPS est la BPSK (Binary Phase Shift Keying). La BPSK est un simple signal où une porteuse RF (Radio Frequency) est transmise telle qu'elle est, ou déphasée de  $180^\circ$  durant plusieurs intervalles de temps en fonction du bit à coder (1 ou 0). La figure 2.1 montre un exemple des différentes parties du signal GPS ainsi que le résultat de la modulation BPSK.

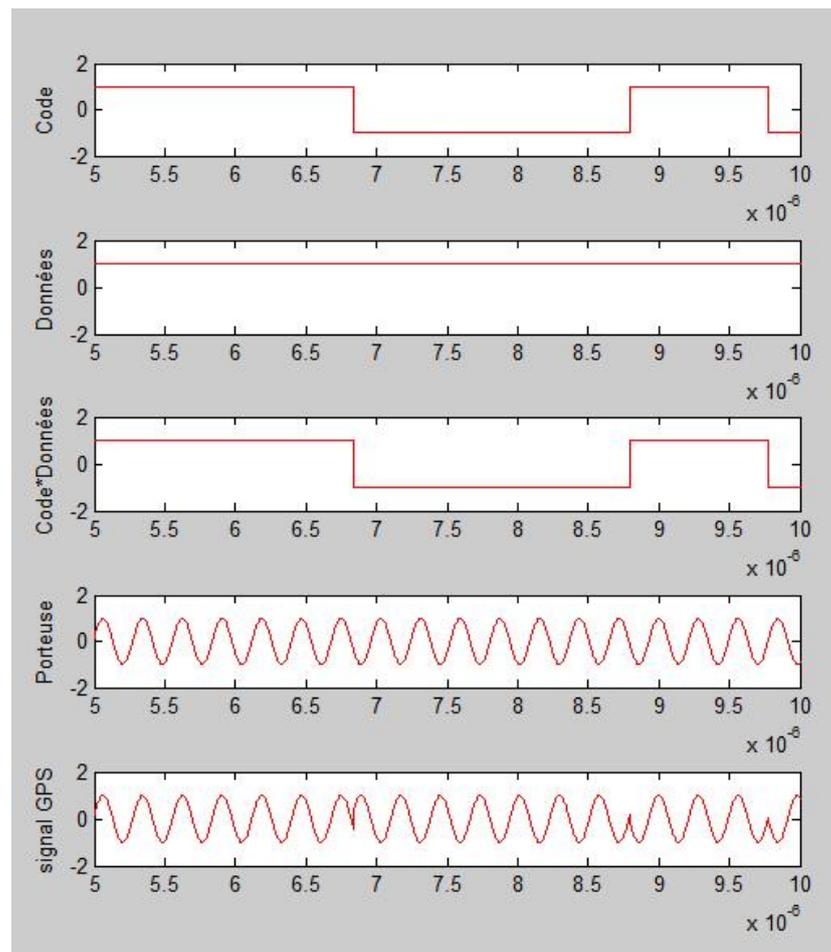


Figure 2.1 : Modulation du signal GPS.

### 2.3.2. Le code CA :

Le code C/A fait partie de la famille des codes de Gold. Ce sont des séquences déterministes mais avec des propriétés du bruit. Rappelons brièvement les propriétés générales des codes de Gold.

Afin de générer un code de Gold, on génère en premier lieu une séquence maximale de longueur  $N = 2^n - 1$  (1023 bits avec  $n = 10$  dans le cas du GPS). Une des particularités de ces séquences est que si on calcule la corrélation entre un mot et ce même mot décalé d'un nombre arbitraire de bits, on n'obtient un pic de corrélation étroit, et deux codes différents sont par contre non corrélés.

Dans le cas du GPS, chaque code est généré à partir de deux registres linéaires à décalages bouclés de  $n = 10$  étages. Il s'agit alors d'un code de longueur de 1023 bits cadencé à une fréquence de 1.023 Mbits/s. Le code CA possède donc la propriété d'auto-corrélation, celle la peut être approximée comme suit :

$$R_C(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_C} & \text{pour } 0 \leq |\tau| \leq T_C \\ 0 & \text{pour } T_C \leq |\tau| \leq (N-1)T_C \end{cases} \quad 2.1$$

Cette fonction est représentée par la figure 2.2.

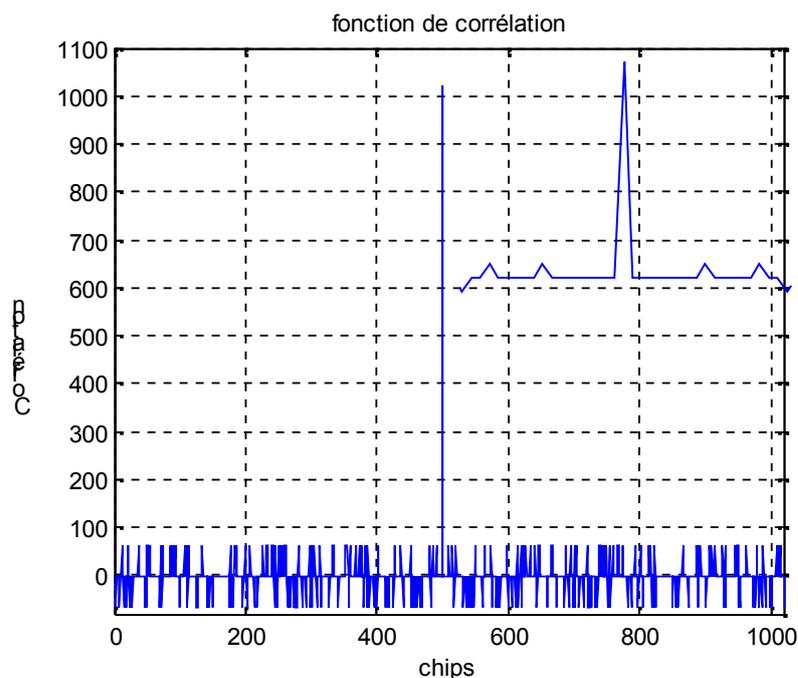


Figure 2.2 : Fonction d'auto corrélation d'un code CA.

## 2.4. La modulation BOC :

### 2.4.1. Naissance de la modulation BOC :

La bande de fréquence allouée pour les systèmes de navigation par satellites est la bande L(1164-1610 MHz), elle est actuellement partagée par les systèmes GPS, GLONASS et Galileo. Le GPS et Galileo cohabite la sous bande E2-L1-E2 où les seules bandes disponibles pour Galileo sont de 4 MHz de part et d'autre de L1 déjà occupée par le GPS. La naissance de la modulation BOC (Binary Offset Carrier) a pu résoudre ce problème de la saturation spectrale.

La modulation BOC se caractérise par un spectre composé de deux lobes principaux décalés symétriquement par rapport à la fréquence centrale de la porteuse, cette fréquence sera toujours utilisée par le GPS et Galileo mais sans problèmes d'interférences, au contraire, cette caractéristique permettra de faciliter la réalisation de récepteur bi-modes. Les codes BOC correspondent alors à l'apport d'une modulation supplémentaire par une sous porteuse de type rectangulaire, en vue d'une meilleure utilisation de la bande allouée.

Ce type de modulation sera utilisé pour les signaux Galileo E1 et E6. Pour illustrer la modulation BOC, il est nécessaire de définir un signal  $s(t)$  qui modulera une porteuse rectangulaire avec une puissance nominale  $P_s$  soit :

$$s(t) = \sqrt{2P_s} e(t) \quad 2.2$$

Avec:  $e(t) \in \{+1, -1\}$

En détail,  $e(t)$  contient les données  $d(t)$  transmises avec la fréquence  $f_d$  multiplié par une séquence PRN  $c(t)$  à la fréquence  $f_c$  tel que  $f_c > f_d$  ; soit :

$$\begin{aligned} e(t) &= d(t).c(t) \\ d(t), c(t) &\in \{+1, -1\} \end{aligned} \quad 2.3$$

Le signal BOC modulé est obtenu en multipliant le signal  $s(t)$  par la sous porteuse rectangulaire de fréquence  $f_{sub}$ , soit :

$$S_{BOC}(t) = s(t).sign[\sin(2\pi f_{sub} t)] \quad 2.4$$

Cette modulation est notée souvent dans la littérature BOC ( $f_{sub}$ ,  $f_c$ ), tandis que pour le système Galileo la modulation BOC est notée BOC ( $m$ ,  $n$ ), où :

- 'm' est la fréquence de la sous porteuse  $f_{sub}$  normalisée par la fréquence de référence  $f_0=1.023\text{Mhz}$ .
- 'n' note la fréquence du code  $f_c$  normalisée à la fréquence fondamentale  $f_0$ .

La fonction d'auto corrélation d'un code BOC(1,1) est illustrée dans la figure 2.3.

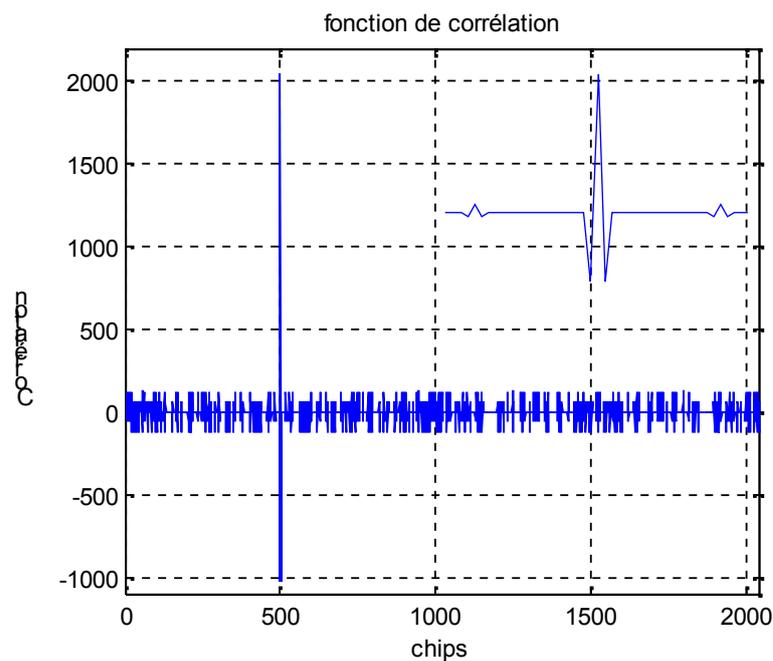


Figure 2.3 : Fonction d'auto corrélation d'un code BOC(1,1).

#### 2.4.2. La modulation CBOC

La modulation CBOC s'obtient de la même manière que pour la modulation BOC, mais cette fois ci la sous porteuse est complexe. Le signal CBOC peut s'écrire comme suit :

$$S_{CBOC} = s(t) \cdot \left\{ \text{sign} \left[ \cos(2\pi f_{sub} t) \right] + j \text{sign} \left[ \sin(2\pi f_{sub} t) \right] \right\} \quad 2.5$$

Dans la littérature, cette modulation est appelée Complex-BOC puisque c'est une extension de la modulation BOC, utilisant une exponentielle complexe avec deux sous porteuses. Dans certains articles la modulation Complex-LOC est évaluée. Elle diffère de la CBOC dans la forme des sous porteuses qui sont des cosinus et sinus continus. Ces deux modulations ont les mêmes propriétés spectrales.

Utilisant les notations suivantes pour exprimer les sous porteuses:

$$cr(t) = \text{sign}[\cos(2\pi f_{sub}t)] \quad 2.6$$

$$sr(t) = \text{sign}[\sin(2\pi f_{sub}t)] \quad 2.7$$

Nous définissons les exponentielles:

$$er(t) = cr(t) + j.sr(t) \quad 2.8$$

$$er^*(t) = cr(t) - j.sr(t) \quad 2.9$$

Enfin le signal CBOC peut s'écrire:

$$S_{CBOC} = s(t).er(t) \quad 2.10$$

De cette manière le spectre ne sera pas divisé en deux lobes latéraux, mais seulement décalé en hautes fréquences.

#### 2.4.3. La modulation AltBoc standard:

La technique de modulation CBOC décrite précédemment, permet de décaler un signal aux fréquences élevées ou basses dans le cas où la porteuse utilisée est  $er^*(t)$ . Un signal BPSK contenant différents codes et des messages de navigation peut être décalé aux fréquences basses. Par ce principe les deux lobes du spectre BOC peuvent contenir des informations différentes. La modulation AltBoc standard exploite l'avantage de cette idée; transmettre des informations en utilisant quatre canaux ( $E_{5a-I}$ ,  $E_{5a-Q}$ ,  $E_{5b-I}$  and  $E_{5b-Q}$ ) qui seront décalés en deux lobes ( $E_{5a}$  and  $E_{5b}$ ), tel que chaque lobe contient deux canaux qui sont en phase et en quadrature.

En détail, les quatre composantes qui seront transmises sont définies comme suit:

$$e_{E_{5a-I}}(t) = d_1(t).c_1(t) \quad 2.11$$

$$e_{E_{5a-Q}}(t) = d_2(t).c_2(t) \quad 2.12$$

$$e_{E_{5b-I}}(t) = d_3(t).c_3(t) \quad 2.13$$

$$e_{E_{5b-Q}}(t) = d_4(t).c_4(t) \quad 2.14$$

$$d_i(t), c_i(t) \in \{+1, -1\}; i \in \{1, 2, 3, 4\}$$

Pour la modulation AltBoc standard les canaux sont combinés de la manière suivante :

$$S_{AltBoc-standard}(t) = [e_{E_{5a-I}}(t) + j.e_{E_{5a-Q}}(t)].er^*(t) + [e_{E_{5b-I}}(t) + j.e_{E_{5b-Q}}(t)].er(t) \quad 2.15$$

Ainsi, cette opération décale le lobe E5a aux fréquences basses tandis que le lobe E5b sera décalé aux fréquences élevées. Il est possible de démontrer que le signal peut prendre neuf valeurs différentes, et peut être exprimé comme suit :

$$S_{AltBoc-standard}(t) = A_k e^{jk\frac{\pi}{4}} \quad 2.16$$

$$k \in \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8\}$$

$$\begin{cases} A_k = 0 & \text{Pour } k=0 \\ A_k = 2\sqrt{2} & \text{Pour } k \text{ impaire} \\ A_k = 4 & \text{Pour } k \text{ pair} \end{cases}$$

Il est clair que la modulation AltBoc standard n'est pas une modulation à enveloppe constante (figure. 2.4). Pour optimiser l'efficacité de puissance à bord des satellites, les amplificateurs doivent fonctionner en saturation. Dans le cas d'un signal à enveloppe non constante, il y aurait des distorsions du signal qui affecteront les performances du récepteur. En conclusion, la modulation AltBoc standard ne peut pas être utilisée pour le système Galileo.

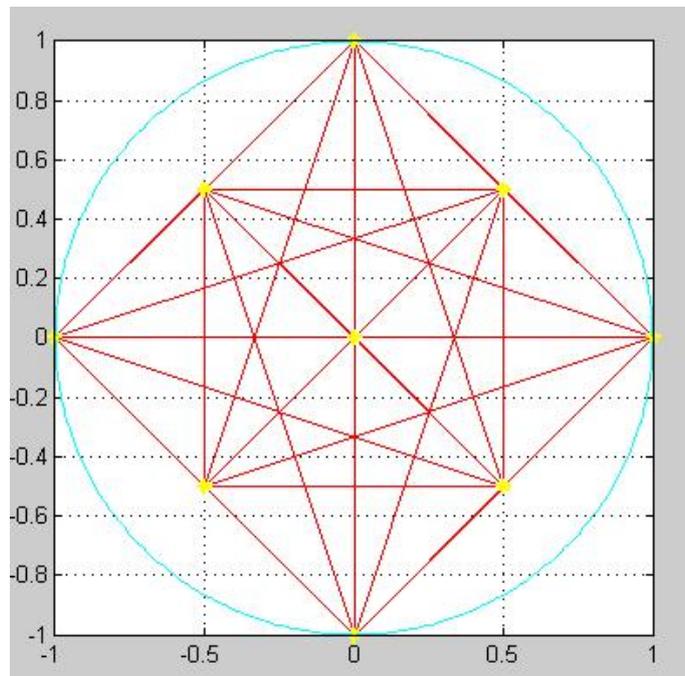


Figure 2.4: Diagramme du signal AltBoc (15,10) standard.

## 2.5. Le signal Galileo AltBoc E5:

### 2.5.1. Génération du signal AltBoc E5:

Le système Galileo offrira plusieurs services, les uns sont gratuits par contre d'autres sont à utilisation commerciale. Trois signaux indépendants CDMA nommés E5, E6 et E1 [8] sont transmis continuellement par les satellites Galileo. Le signal E5 est divisé en deux signaux E5a et E5b. La figure 2.5 illustre les signaux émis par les satellites Galileo.

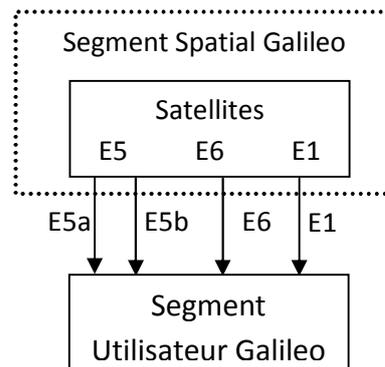


Figure 2.5 : Les signaux Galileo.

La modulation qui a été adoptée pour le signal E5 est une version modifiée de la modulation AltBoc standard, avec les mêmes caractéristiques spectrales mais avec quelques ajustements pour obtenir un signal à enveloppe constante 8-PSK. En détail, les sous porteuses ne sont pas de simples séquences rectangulaires mais plus compliquées. Plus concrètement, il a été nécessaire d'ajouter d'autres termes pour répondre aux exigences d'avoir un signal à enveloppe constante. Cette modulation est appelée conventionnellement E5 AltBoc (15,10).

La modulation AltBoc est alors une technique de multiplexage qui permettra de transmettre les deux signaux E5a et E5b, sans l'utilisation de deux modulations QPSK. Cela a l'avantage de pouvoir transmettre les quatre canaux E5 avec un seul canal obtenant ainsi un signal large bande, de caractéristiques similaires à celle de l'AltBoc standard. La cohérence est assurée en ayant une phase stable entre les deux bandes. Il est évident que la large bande du signal AltBoc permet d'avoir moins d'erreur en termes de performances, et mitigation des multi trajets mieux que deux signaux QPSK, mais on est obligés de concevoir un récepteur plus complexe. Quoique la modulation AltBoc permet de concevoir des récepteurs moins complexes à coûts réduits qui traitent chaque bande

séparément, en effet, E5a et E5b peuvent être reçus séparément, en démodulant deux simples QPSK mais avec de mauvaises performances.

Le choix de cette modulation pour le signal E5 est d'un grand intérêt, en effet, cela reflète les avantages suivants:

- Simplification du générateur du signal à bord des satellites Galileo, parce qu'il y aura seulement un générateur de signal large bande AltBoc pour le signal E5 entier au lieu de deux QPSK séparées pour E5a et E5b ;
- Utilisation optimale des amplificateurs en saturation à bord des satellites, puisque le signal AltBoc est un signal à enveloppe constante ;
- Optimisation de l'architecture du récepteur, en recevant un signal large bande le récepteur peut démoduler le signal E5a et E5b simultanément ;
- Excellentes performances en présence de bruit et en termes de résistance aux multi trajets, en effet il est connu qu'un signal large bande est meilleur qu'un signal à bande étroite ;

Le signal E5 sera modulé en combinant les quatre codes  $c_{E5a-I}(t)$ ,  $c_{E5a-Q}(t)$ ,  $c_{E5b-I}(t)$  et  $c_{E5b-Q}(t)$  avec les données  $d_{E5a-I}(t)$  et  $d_{E5b-I}(t)$  comme il est montré sur la figure 2.6.

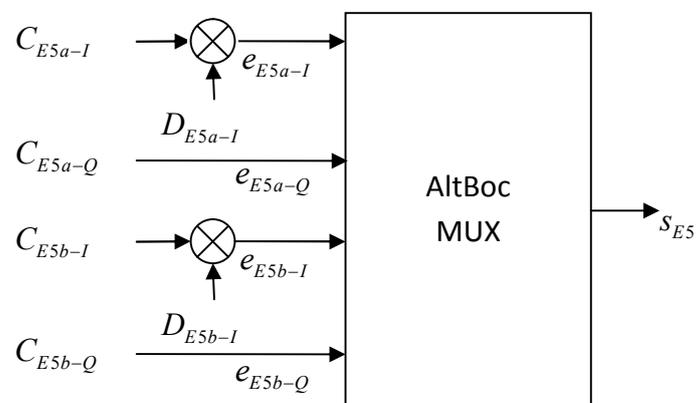


Figure 2.6 : La génération du signal E5.

Les composantes du signal E5 sont générées comme suit: [8]

- $e_{E5a-I}$  : issu des données de navigation (F/NAV)  $D_{E5a-I}$  modulé avec le code  $C_{E5a-I}$ .
- $e_{E5a-Q}$  : (canal pilote) du code  $C_{E5a-Q}$ .
- $e_{E5b-I}$  : obtenu à partir des données de navigation (I/NAV)  $D_{E5b-I}$  modulé avec le code  $C_{E5b-I}$ .
- $e_{E5b-Q}$  : (canal pilote) du code  $C_{E5b-Q}$ .

Ces composantes sont définies comme suit :

$$e_{E5a-I}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[ C_{E5a-I,|i|_{L_{E5a-I}}} d_{E5a-I,|i|_{DC_{E5a-I}}} \text{rect}_{T_{C,E5a-I}}(t - iT_{C,E5a-I}) \right] \quad 2.17$$

$$e_{E5a-Q}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[ C_{E5a-Q,|i|_{L_{E5a-Q}}} \text{rect}_{T_{C,E5a-Q}}(t - iT_{C,E5a-Q}) \right] \quad 2.18$$

$$e_{E5b-I}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[ C_{E5b-I,|i|_{L_{E5b-I}}} d_{E5b-I,|i|_{DC_{E5b-I}}} \text{rect}_{T_{C,E5b-I}}(t - iT_{C,E5b-I}) \right] \quad 2.19$$

$$e_{E5b-Q}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left[ C_{E5b-Q,|i|_{L_{E5b-Q}}} \text{rect}_{T_{C,E5b-Q}}(t - iT_{C,E5b-Q}) \right] \quad 2.20$$

Les satellites Galileo transmettent le signal E5 avec les fréquences des codes et des données illustrées dans le tableau. 2.1.

Tableau. 2.1 : Fréquences des codes et des données du signal E5.

Signal (paramètre X)	Composantes (paramètre Y)	Fréquence du code $R_{C, X-Y}$ (Mhz)	Fréquence des données $R_{D, X-Y}$ (symboles/sec)
E5a	I	10.230	50
	Q	10.230	Pas de données (canal pilote)
E5b	I	10.230	250
	Q	10.230	Pas de données (canal pilote)

### 2.5. 2. Modulation du signal AltBoc E5:

Le signal E5 est généré en utilisant la modulation AltBoc avec une sous porteuse de fréquence 15.345Mhz, suivant l'expression 2.21 avec les composantes  $e_{E5a-I}$ ,  $e_{E5a-Q}$ ,  $e_{E5b-I}$ ,  $e_{E5b-Q}$  définis dans les équations 2.17, 2.18, 2.19, 2.20.

$$\begin{aligned}
S_{E5}(t) = & \frac{1}{2\sqrt{2}} \left( e_{E5a-I}(t) + j e_{E5a-Q}(t) \right) \left[ sc_{E5-S}(t) - j sc_{E5-S} \left( t - \frac{T_{s,E5}}{4} \right) \right] + \\
& \frac{1}{2\sqrt{2}} \left( e_{E5b-I}(t) + j e_{E5b-Q}(t) \right) \left[ sc_{E5-S}(t) + j sc_{E5-S} \left( t - \frac{T_{s,E5}}{4} \right) \right] + \\
& \frac{1}{2\sqrt{2}} \left( \bar{e}_{E5a-I}(t) + j \bar{e}_{E5a-Q}(t) \right) \left[ sc_{E5-P}(t) + j sc_{E5-P} \left( t - \frac{T_{s,E5}}{4} \right) \right] + \\
& \frac{1}{2\sqrt{2}} \left( \bar{e}_{E5b-I}(t) + j \bar{e}_{E5b-Q}(t) \right) \left[ sc_{E5-P}(t) - j sc_{E5-P} \left( t - \frac{T_{s,E5}}{4} \right) \right]
\end{aligned} \tag{2.21}$$

Les signaux  $\bar{e}_{E5a-I}$ ,  $\bar{e}_{E5a-Q}$ ,  $\bar{e}_{E5b-I}$  et  $\bar{e}_{E5b-Q}$  sont donnés par :

$$\begin{aligned}
\bar{e}_{E5a-I} &= e_{E5a-Q} e_{E5b-I} e_{E5b-Q} & \bar{e}_{E5b-I} &= e_{E5b-Q} e_{E5a-I} e_{E5a-Q} \\
\bar{e}_{E5a-Q} &= e_{E5a-I} e_{E5b-I} e_{E5b-Q} & \bar{e}_{E5b-Q} &= e_{E5b-I} e_{E5a-I} e_{E5a-Q}
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Les paramètres  $sc_{E5-S}$  et  $sc_{E5-P}$  sont donnés par :

$$\begin{aligned}
sc_{E5-S}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} AS_{|i|_8} \text{rect}_{T_{s,E5}/8} \left( t - iT_{s,E5}/8 \right) \\
sc_{E5-P}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} AP_{|i|_8} \text{rect}_{T_{s,E5}/8} \left( t - iT_{s,E5}/8 \right)
\end{aligned} \tag{2.23}$$

Les coefficients  $AS_i$  et  $AP_i$  sont donnés dans le tableau 2.2.

Tableau. 2.2 : Coefficients des sous porteuses du AltBoc E5

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

La figure 2.7 illustre le tracé d'une période des deux sous porteuses.

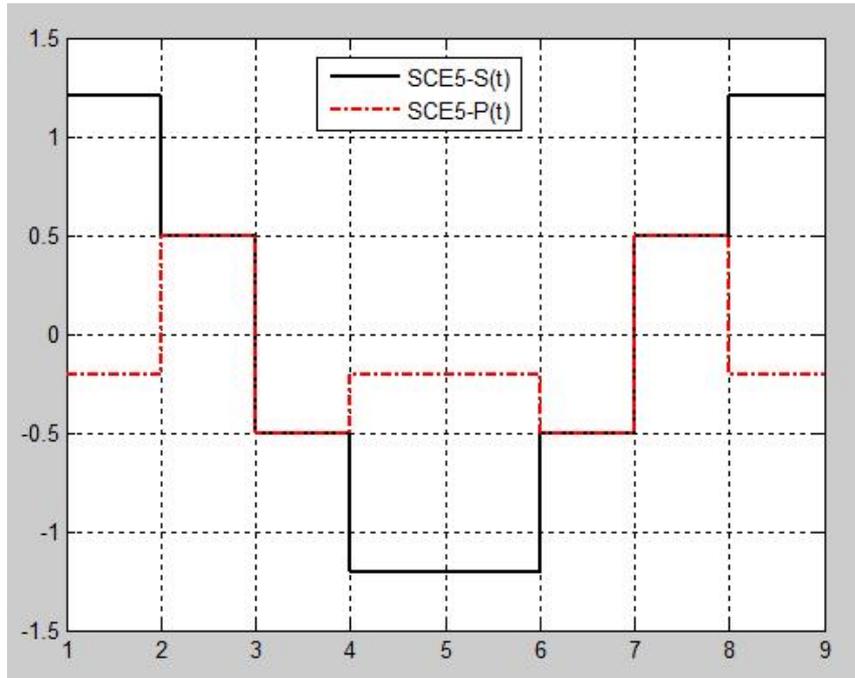


Figure 2.7 : Les sous porteuses du signal AltBoc E5.

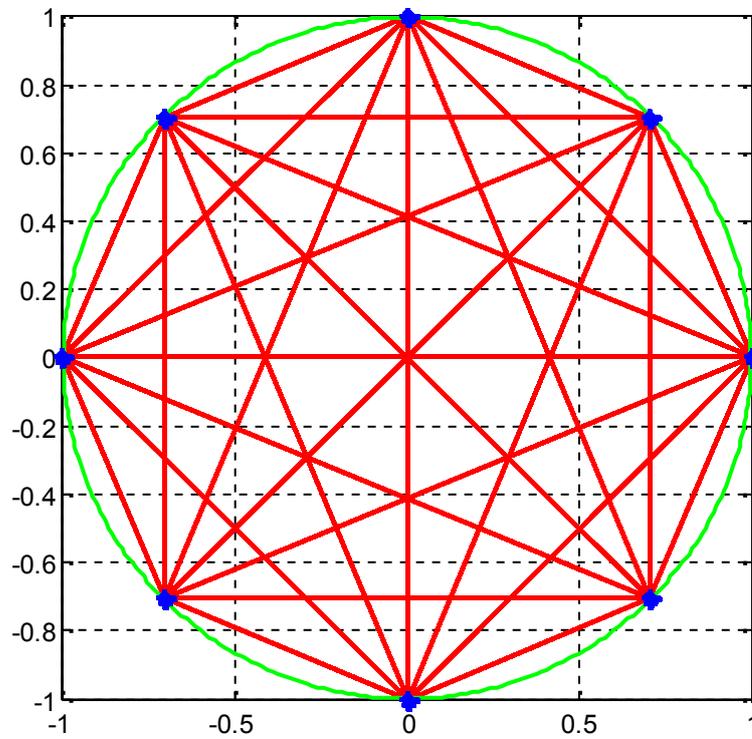


Figure 2.8 : Diagramme 8-PSK du signal AltBoc E5.

### 2.5. 3. Corrélation du signal AltBoc E5 :

Rappelons que le signal AltBoc E5 est exprimé comme suit :

$$\begin{aligned}
S_{E5}(t) = & \frac{1}{2\sqrt{2}} \left( e_{E5a-I}(t) + j e_{E5a-Q}(t) \right) \left[ sc_{E5-S}(t) - j sc_{E5-S} \left( t - \frac{T_{s,E5}}{4} \right) \right] + \\
& \frac{1}{2\sqrt{2}} \left( e_{E5b-I}(t) + j e_{E5b-Q}(t) \right) \left[ sc_{E5-S}(t) + j sc_{E5-S} \left( t - \frac{T_{s,E5}}{4} \right) \right] + \\
& \frac{1}{2\sqrt{2}} \left( \bar{e}_{E5a-I}(t) + j \bar{e}_{E5a-Q}(t) \right) \left[ sc_{E5-P}(t) + j sc_{E5-P} \left( t - \frac{T_{s,E5}}{4} \right) \right] + \\
& \frac{1}{2\sqrt{2}} \left( \bar{e}_{E5b-I}(t) + j \bar{e}_{E5b-Q}(t) \right) \left[ sc_{E5-P}(t) - j sc_{E5-P} \left( t - \frac{T_{s,E5}}{4} \right) \right]
\end{aligned} \tag{2.25}$$

Le signal E5 peut être décomposé en deux parties ; réelles et imaginaires ; soit :

$$S_{E5}(t) = S_{E5I}(t) + j S_{E5Q}(t)$$

$$\begin{aligned}
S_{E5I}(t) = & \frac{1}{2\sqrt{2}} \left[ e_{E5a-I}(t) + e_{E5b-I}(t) \right] . sc_{E5-S}(t) \\
& + \frac{1}{2\sqrt{2}} \left[ e_{E5a-Q}(t) - e_{E5b-Q}(t) \right] . sc_{E5-S} \left( t - T_{s,E5} / 4 \right) \\
& + \frac{1}{2\sqrt{2}} \left[ \bar{e}_{E5a-I}(t) + \bar{e}_{E5b-I}(t) \right] . sc_{E5-P}(t) \\
& + \frac{1}{2\sqrt{2}} \left[ \bar{e}_{E5a-Q}(t) - \bar{e}_{E5b-Q}(t) \right] . sc_{E5-P} \left( t - T_{s,E5} / 4 \right)
\end{aligned} \tag{2.26}$$

$$\begin{aligned}
S_{E5Q}(t) = & \frac{1}{2\sqrt{2}} \left[ e_{E5a-Q}(t) + e_{E5b-Q}(t) \right] . sc_{E5-S}(t) \\
& + \frac{1}{2\sqrt{2}} \left[ e_{E5b-I}(t) - e_{E5a-I}(t) \right] . sc_{E5-S} \left( t - T_{s,E5} / 4 \right) \\
& + \frac{1}{2\sqrt{2}} \left[ \bar{e}_{E5a-Q}(t) + \bar{e}_{E5b-Q}(t) \right] . sc_{E5-P}(t) \\
& + \frac{1}{2\sqrt{2}} \left[ \bar{e}_{E5b-I}(t) - \bar{e}_{E5a-I}(t) \right] . sc_{E5-P} \left( t - T_{s,E5} / 4 \right)
\end{aligned} \tag{2.27}$$

Les deux composantes  $S_{E5I}(t)$  et  $S_{E5Q}(t)$  peuvent être considérées comme les signaux reçus dans les branches I et Q du récepteur. En effet, en assumant une correcte synchronisation du récepteur et en négligeant le bruit et les distorsions le signal reçu  $S_{E5}(t)$  est divisé en deux branches I et Q du récepteur en séparant les parties réelles et imaginaires, qui correspondent aux composantes  $S_{E5I}(t)$  et  $S_{E5Q}(t)$ . Dans l'expression du

signal modulé les deux canaux pilotes sont multipliés par la sous porteuse  $sc_{E5-S}$  qui est une opération similaire à une multiplication par une exponentielle. En principe chaque composant peut être démodulé en corrélant le signal  $S_{E5}(t)$  avec le code désiré multiplié par le conjugué complexe de la sous porteuse. Par exemple, pour le canal  $E_{5a-Q}$  la fonction de corrélation est définie par :

$$C_{E_{5a-Q}}(\tau) = \int_0^{T_{int}} s_{E5}(t) \cdot g_{E_{5a-Q}}(t-\tau) dt \quad 2.28$$

- $s_{E5}(t)$  est le signal reçu exprimé comme:  $S_{E5}(t) = S_{E5I}(t) + j \cdot S_{E5Q}(t)$
- $g_{E_{5a-Q}}(t)$  est le signal généré localement. Il correspond au conjugué complexe du terme  $e_{E_{5a-Q}}(t)$  de l'expression 2.25, soit :

$$g_{E_{5a-Q}}(t) = -j \cdot e_{E_{5a-Q}}(t) \cdot [sc_{E5-S}(t) + j \cdot sc_{E5-S}(t - T_{s,E5} / 4)]$$

- $\tau$  est le retard entre le signal reçu  $s_{E5}(t)$  et le signal généré localement  $g_{E_{5a-Q}}(t)$ .
- $T_{int}$  est le temps d'intégration (1ms).

Les fonctions de corrélation du canal pilote  $E_{5a-Q}$  et  $E_{5b-Q}$  sont illustrées dans les figures suivantes.

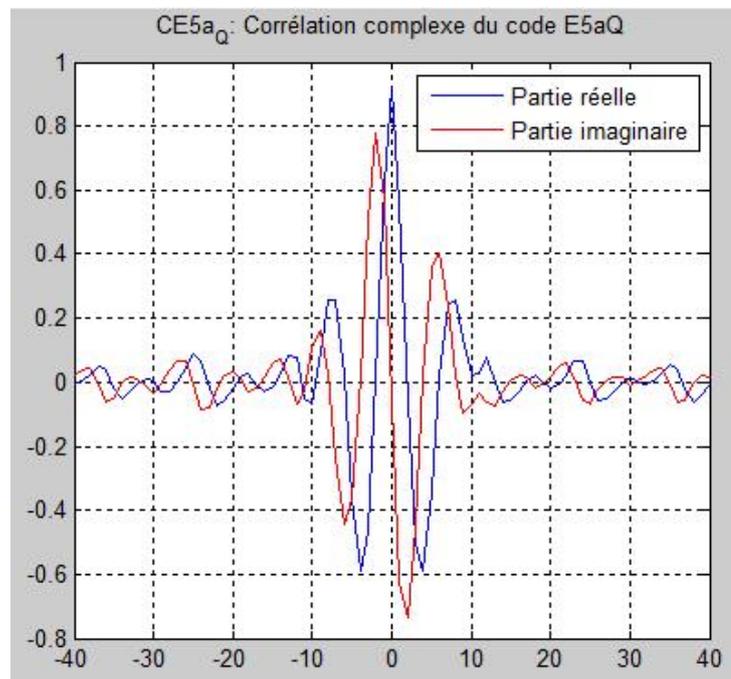


Figure 2.9 : La fonction de corrélation du canal E5aQ.

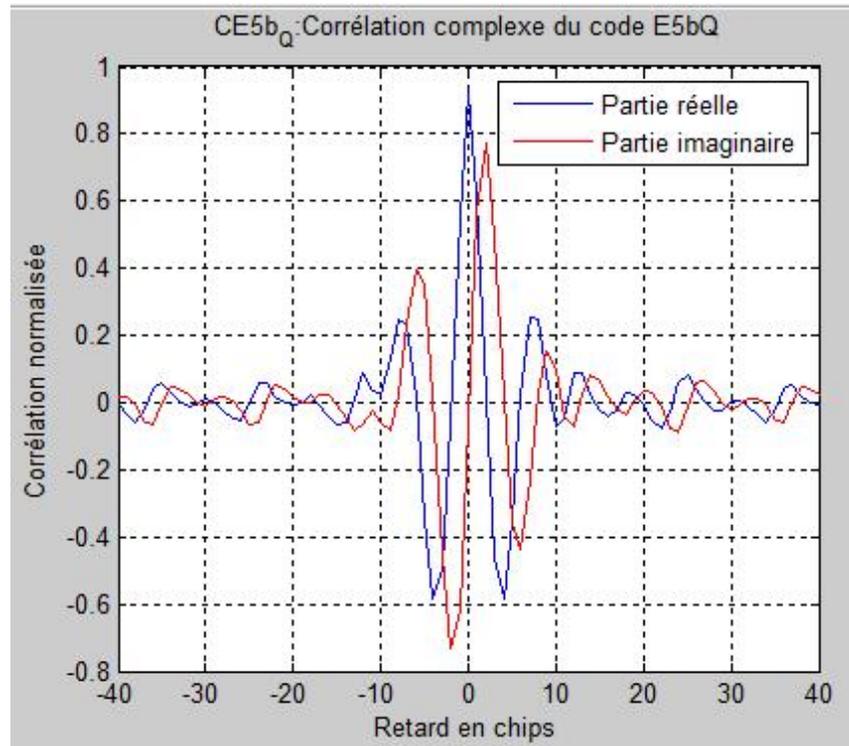


Figure 2.10 : La fonction de corrélation du canal E5bQ

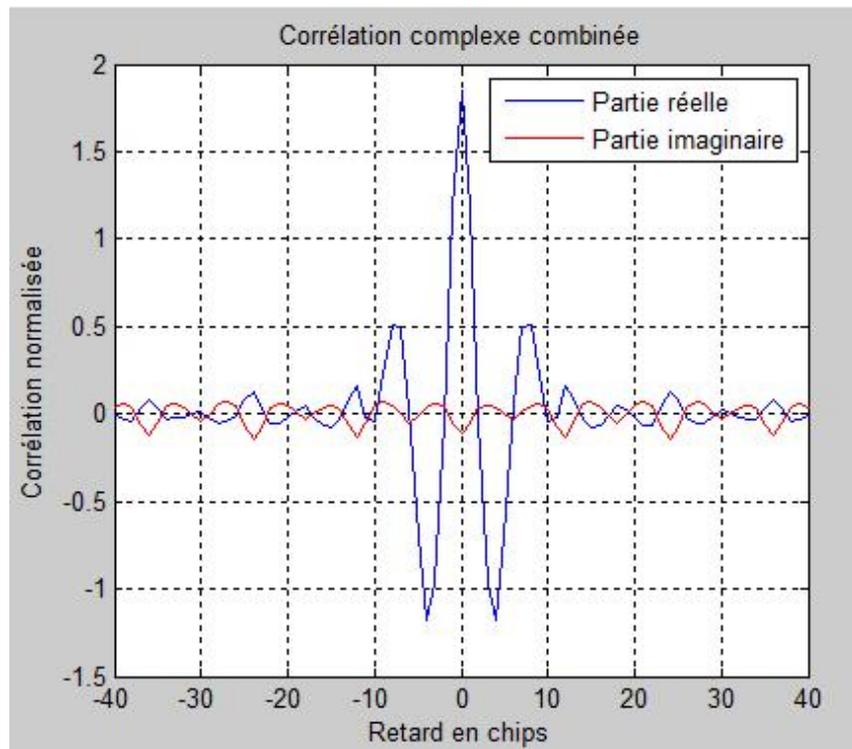


Figure 2.11: La fonction de corrélation du canal E5Q.

## 2.6. Les récepteurs Galileo AltBoc E5 :

Comme nous l'avons déjà constaté, le signal AltBoc E5 est complexe. Pour réaliser un récepteur AltBoc E5, il faudrait prendre en considération deux principaux points :

- Pour traiter le signal AltBoc E5, le signal devrait être converti en fréquence intermédiaire. La largeur de bande minimale est de 50 Mhz en prenant seulement les lobes principaux. Cela aboutira à des fréquences d'échantillonnage très élevées, différentes de celles qu'on utilisait pour le GPS ;
- Le traitement du signal lui-même est difficile, à cause de la nature complexe du signal AltBoc; pour évaluer une seule corrélation complexe quatre corrélateurs conventionnels sont exigés.

En fonction de la nature des corrélateurs utilisés, de la possibilité de traiter une seule bande du signal E5 (E5a ou E5b) ou les deux bandes (E5a + E5b), différentes structures peuvent être proposées.

Les architectures des futurs récepteurs Galileo peuvent être classifiées comme suit :

- Récepteur à bande unique ('Single Band Receiver'), basé sur un démodulateur BPSK pour la bande E5a. Ce type d'architecture sera utilisé pour les récepteurs simples à coût réduit avec une précision réduite.
- Récepteur bi-bande séparé, avec une réception non cohérente des deux signaux E5a et E5b. Il fonctionne avec deux démodulateurs BPSK et offrira plus de performances.
- Récepteur bi-bande cohérent, basé sur la corrélation combinée des signaux E5a et E5b. Architecture offrira les meilleures performances mais c'est la plus complexe.

### 2.6.1. Récepteur à bande unique:

Cette architecture aussi connue sous le nom de récepteur CC SSB (Central-Carrier Single Side Band), est le récepteur le plus simple. Il fonctionne en utilisant une seule bande (E5a par exemple) du signal Galileo E5, en la traitant comme une modulation QPSK. La démodulation du signal reçu est faite autour de la fréquence de la porteuse 1176.45 Mhz pour la bande E5a. Le récepteur converti en fréquence intermédiaire le signal reçu puis filtre le signal de la bande désirée.

Le schéma block d'un récepteur à bande unique est illustré dans la figure 2.12. Il est constitué des étages suivants :

- Etage RF (Radio Frequency)

Le signal satellitaire est reçu avec une antenne appropriée, il est ensuite traité dans le domaine analogique au niveau de l'étage RF, en utilisant un amplificateur LNA (Low Noise Amplifier) et un filtre passe bande ;

- Etage IF (Intermediate Frequency)

Le signal sera converti en fréquence intermédiaire en utilisant un étage hétérodyne. Il est très important d'avoir une fréquence stable au niveau de l'oscillateur local. Après le mélangeur, le signal est filtré pour éliminer les harmoniques d'ordres élevés. Un amplificateur à contrôle de gain automatique CAG (Contrôle Automatique du Gain) contrôle l'entrée du convertisseur analogique numérique ADC (Analogic Digital Convertor), ce convertisseur fonctionne avec une fréquence d'échantillonnage appropriée et converti le signal analogique en numérique.

- FLL/PLL:

La PLL est utilisée pour la poursuite du signal, suivant les canaux en phase et en quadrature. Cette boucle fonctionne comme une FLL (Frequency Locked Loop) durant la transition entre l'acquisition et la poursuite, pour donner une valeur plus exacte du décalage Doppler. Après la convergence de la FLL, la PLL prend le relais et se verrouille sur la phase de la porteuse.

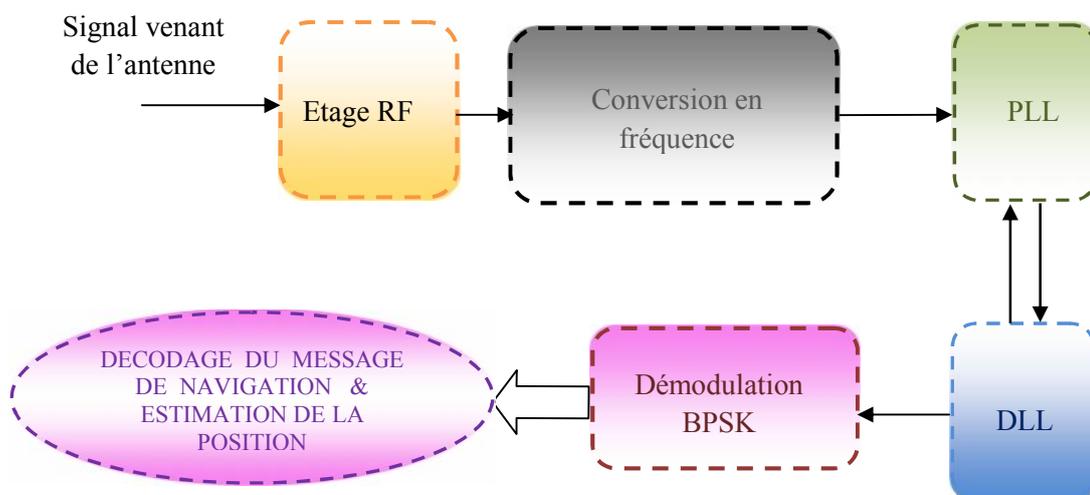


Figure. 2.12 : Schéma bloc d'un récepteur AltBoc à bande unique.

- DLL :

La DLL (Delay Locked Loop) fonctionne dans le canal en quadrature, en poursuivant le code canal pilote (E5a-Q). La poursuite peut être faite en utilisant différents types de discriminateurs, le plus simple est le ‘Early-Late discriminator’. Le but de la poursuite est synchroniser un oscillateur NCO (Numerically Controlled Oscillator) aux transitions des bits du code. Le NCO est comme une référence de temps pour les générateurs des codes des canaux pilotes et données. Pour le canal pilote, trois répliques décalées du code sont générées ; soit ; ‘Early’, ‘Punctual’ et ‘Late’.

Trois corrélations sont évaluées en multipliant le signal reçu (canal Q) avec les trois répliques locales suivies d’une intégration. Le signal en phase qui contient les données modulées est en premier lieu, multiplié par le code local en utilisant la référence en temps fourni par le NCO. Cette opération produit le des-étalement des données. Après cela, les données seront facilement récupérées en utilisant un détecteur BPSK. Enfin, les données démodulées sont utilisées pour décoder le message de navigation reçu à partir des satellites et estimer la position du récepteur.

#### 2.6.2. Récepteur bi-bande séparé:

Le récepteur bi-bande séparé appelé aussi récepteur bi-bande non cohérent, est une extension du récepteur à bande unique, obtenu en dupliquant les blocks après l’étage radio fréquence. Ainsi, les deux signaux E5a et E5b sont convertis en fréquences intermédiaires séparément, la poursuite s’effectuera suivant leurs fréquences des porteuses et le récepteur est capable de traiter les deux canaux des données du signal E5 complet. Le schéma du récepteur bi-bande est illustré dans la figure 2.13.

Il est constitué de deux branches qui reçoivent séparément les deux bandes du signal E5. Pour chaque bande, les blocks fonctionnels sont les mêmes que ceux du récepteur à bande unique. La seule différence est l’étage radio fréquence, car dans ce cas les composants analogiques (antenne, amplificateur LNA, filtre passe bande) doivent être capables de recevoir le signal E5 tout entier. Les PLL et DLL des deux branches peuvent fonctionner indépendamment dans une implémentation simple, ou en coopération pour atteindre la synchronisation pour poursuivre les deux signaux, en tenant l’avantage de la cohérence entre les signaux des deux bandes. Evidemment, dans ce cas, on aura de meilleures performances. Le principal avantage de ce récepteur est la possibilité de corriger les erreurs ionosphériques. En effet, en utilisant les deux bandes séparément, le

récepteur peut traiter deux signaux à des fréquences différentes estimant ainsi les erreurs ionosphériques à partir du retard entre les deux signaux. Cette architecture obtient des performances moins bonnes que celle dans le cas d'un récepteur cohérent et elle est la plus chère parce qu'elle exploite deux PLL et deux DLL.

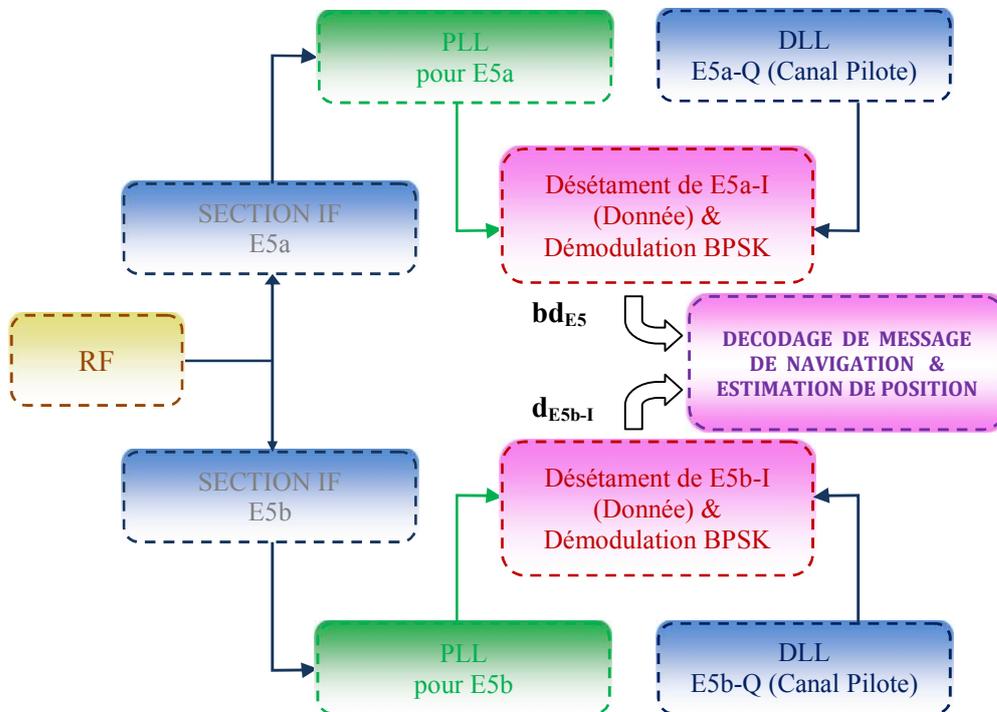


Figure 2.13 : Architecture d'un récepteur AltBoc bi-bande non cohérent.

### 2.6.3. Récepteur bi-bande cohérent:

La cohérence entre les deux bandes du signal E5 vu la modulation AltBoc, peut être exploitée en utilisant un récepteur bi-bande cohérent. Cela tente d'améliorer les performances pour avoir une position plus précise. Le schéma block de ce type de récepteur est illustré dans la figure 2.14. La différence entre cette structure et les deux précédentes est essentiellement dans la DLL et la démodulation du signal. La DLL fonctionne similairement comme les deux DLL des structures précédentes en utilisant un discriminateur Early-Late pour poursuivre les deux canaux pilotes (E5a-Q et E5b-Q). Cette fois ci, chaque corrélation est implémentée avec un corrélateur complexe, au lieu d'une simple multiplication suivie d'une intégration dans les deux autres structures. Il y a trois corrélateurs complexes, pour l'évaluation de la corrélation des trois répliques Early, Punctual et Late. Chaque corrélateur a deux entrées complexes : le signal reçu et le signal complexe généré localement, qui est une réplique des codes pilotes modulés avec les sous porteuses. Chaque corrélateur exige la génération de quatre signaux locaux : les deux codes

pilotes et les sous porteuses. Comme le montre la figure 2.14, ces signaux sont générés en utilisant trois générateurs de codes et trois générateurs de sous porteuses contre-collés par le NCO. Il existe un autre générateur de code, qui produit les deux codes pour les canaux de données qui seront utilisés pour le des-étalement du spectre et la démodulation du signal. Les composantes en phase sont prises et passées au détecteur BPSK. Le récepteur bi-bande cohérent peut être considéré le meilleur, cette architecture permettra d'avoir des performances meilleures par rapport aux deux autres architectures, en présence de bruit et de multi trajets et autres sources d'erreurs. En effet, les deux précédentes architectures sont basées sur un traitement d'une démodulation BPSK, ainsi la fonction de corrélation a une simple forme triangulaire, donnant de mauvaises performances. L'inconvénient de cette architecture est la complexité de son implémentation, parce qu'elle exige de nouveaux blocks qui n'ont pas été utilisés au part avant dans les récepteurs GPS.

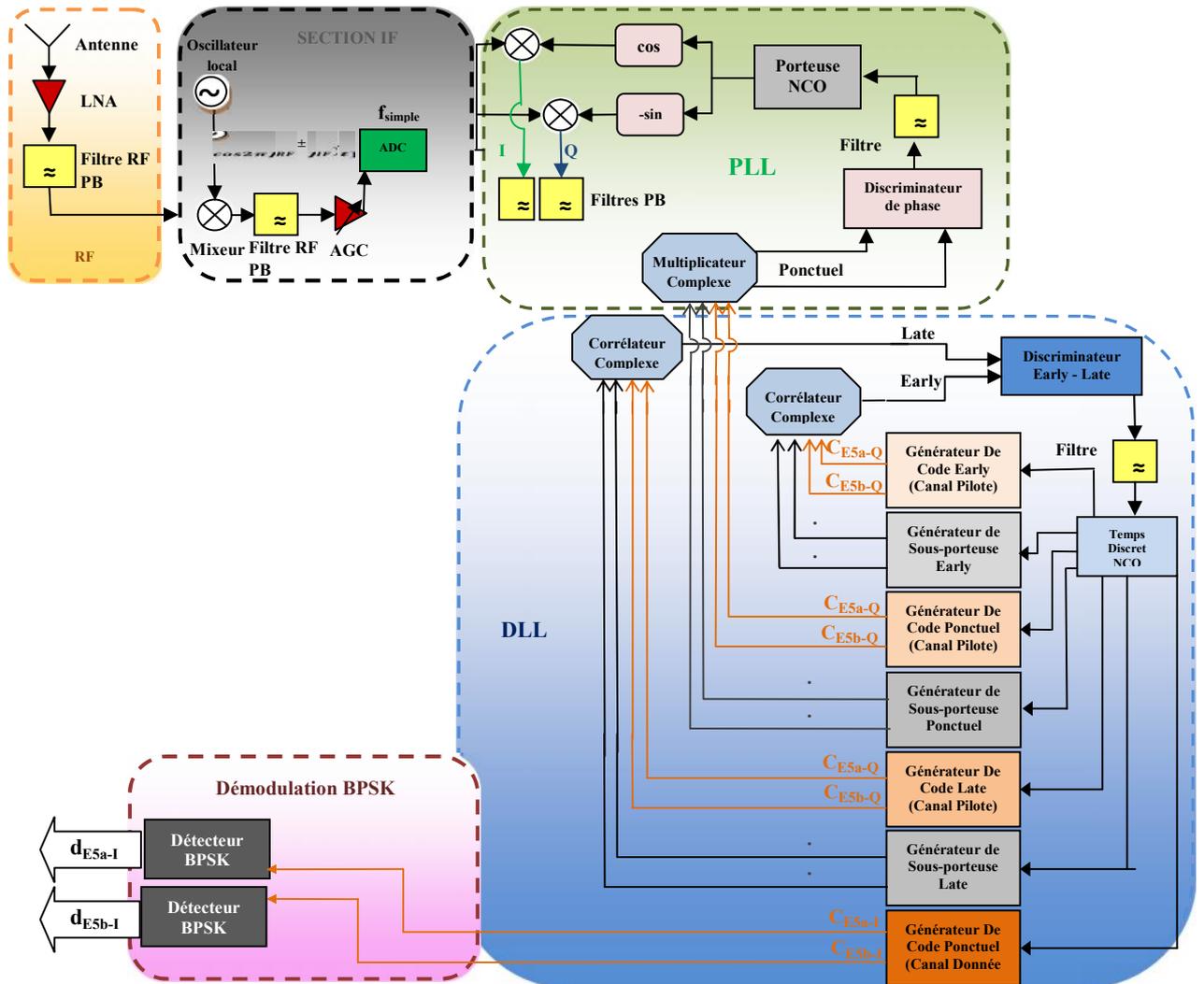


Figure 2.14 : Schéma bloc d'un récepteur AltBoc bi-bande cohérent.

## **CHAPITRE 3**

### **THEORIE DE LA DETECTION A SEUIL FIXE ET ADAPTATIF**

#### 3.1. Introduction :

La détection est une opération utilisée dans la plus part des systèmes de communication, le principe est souvent la décision de la présence d'un signal ou de son absence. Dans les systèmes de positionnement par satellites, la détection se résume à la décision de la présence d'un signal provenant d'un satellite, la décision revient à comparer le signal reçu à un seuil prédéterminé, et d'en décider de la présence du signal s'il dépasse le seuil, et est donc absent dans le cas contraire. Cette opération est réalisée au niveau de l'étage de l'acquisition.

L'acquisition d'un signal satellitaire consiste principalement à réaliser une corrélation entre le signal reçu et une réplique locale de ce signal. Les codes choisis pour les signaux satellitaires possèdent les caractéristiques d'auto corrélation citées au part avant, cette propriété permet de détecter la présence du signal grâce au pic de corrélation. Pour cela, la détection dans ces systèmes, consiste à choisir un seuil fixe.

La détection à seuil fixe n'est plus utilisée dans les radars, avoir un seuil adaptatif permet non seulement de suivre le bruit dans toutes ses transitions, mais aussi de maintenir un taux de fausses alarmes constant, c'est l'avantage principale de la détection à seuil adaptative CFAR. Cette technique a commencé récemment à apparaitre dans les systèmes de communication CDMA.

La détection adaptative CFAR avait montré son efficacité et performance par rapport au seuil fixe, dans les systèmes radars, le principe est d'avoir un seuil adaptatif aux bruits associés au signal utile.

### 3.2. 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  $Z_1$ .

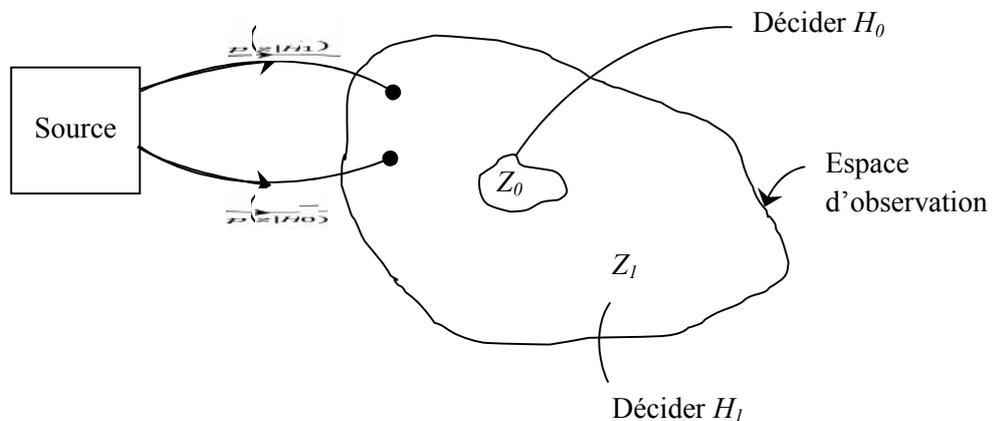


Figure 3.1 : Les régions de décision.

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

### 3.2.1. 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 :

$$Z_0 = \{x : P(x/H_0) > P(x/H_1)\} \quad 3.1$$

$$Z_1 = \{x : P(x/H_0) < P(x/H_1)\} \quad 3.2$$

Le test du rapport de vraisemblance maximum est défini comme :

$$\frac{P(x/H_1)}{P(x/H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} 1 \quad 3.3$$

Le rapport de vraisemblance est défini comme :

$$\wedge(x) = \frac{P(x/H_1)}{P(x/H_0)} \quad 3.4$$

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

$$\wedge(x) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} 1 \quad 3.5$$

### 3.2.2. Test du maximum à postériori : 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 :

$$\frac{P(H_1/x)}{P(H_0/x)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} 1 \quad 3.6$$

En utilisant la formule de Bayes la formule (3.6) devient :

$$\frac{P(x/H_1)P(H_1)}{P(x/H_0)P(H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} 1 \quad 3.7$$

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

$$\underset{H_0}{\wedge}(x) \underset{H_1}{\text{O}} \eta \quad 3.8$$

Tel que  $\eta$  est le seuil du test MAP qui est donné par :  $\eta = \frac{P(H_0)}{P(H_1)}$  3.9

### 3.2.3. 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 [18] :

$$\bar{C} = C_{00}P(D_0, H_0) + C_{10}P(D_1, H_0) + C_{01}P(D_0, H_1) + C_{11}P(D_1, H_1) \quad 3.10$$

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 :

$$\begin{aligned} \bar{C} = & C_{00}P(D_0 / H_0)P(H_0) + C_{10}P(D_1 / H_0)P(H_0) \\ & + C_{01}P(D_0 / H_1)P(H_1) + C_{11}P(D_1 / H_1)P(H_1) \end{aligned} \quad 3.11$$

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

$$C_{10} > C_{00} \text{ et } C_{01} > C_{11} \quad 3.12$$

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

$$\underset{H_0}{\wedge}(x) \underset{H_1}{\text{O}} \eta = \frac{(C_{10} - C_{00})P(H_0)}{(C_{01} - C_{11})P(H_1)} \quad 3.13$$

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

### 3.2.4. 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 [15]:

$$P_d = P(D_1|H_1) = \int_{z_1} p(z|H_1) dz \quad \text{: Probabilité de détection} \quad 3.14$$

$$P_{fa} = P(D_1|H_0) = \int_{z_1} p(z|H_0) dz \quad \text{: Probabilité de fausse alarme} \quad 3.15$$

$$P_m = P(D_0|H_1) = \int_{z_0} p(z|H_1) dz \quad \text{: Probabilité de non détection} \quad 3.16$$

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 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  $\alpha$  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 :

$$J = P_m + \lambda(P_{fa} - \alpha) \quad 3.17$$

Où:  $\lambda \geq 0$  est le multiplicateur de Lagrange. En remplaçant les probabilités  $P_{fa}$  et  $P_m$  des équations 3.16 et 3.17 nous obtiendrons :

$$\begin{aligned} J &= \int_{z_0} p(z|H_1) dz + \lambda \left[ \int_{z_1} p(z|H_0) dz - \alpha \right] = \int_{z_0} p(z|H_1) dz + \lambda \left[ 1 - \int_{z_0} p(z|H_0) dz - \alpha \right] \\ &= \lambda(1 - \alpha) + \int_{z_0} [p(z|H_1) - \lambda p(z|H_0)] dz \end{aligned} \quad 3.18$$

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

$$\Lambda(z) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \lambda \quad 3.19$$

Le seuil du test  $\eta$  est égal à  $\lambda$  et est choisi de telle sorte à satisfaire la contrainte  $P_{fa}$  donnée par :

$$P_{fa} = \int_{\bar{z}_1} p(z|H_0) dz = \int_{\eta}^{\infty} p(\Lambda(z)|H_0) d\Lambda \quad 3.20$$

### 3.3. Théorie de la détection adaptative:

Le but principal dans un système de détection est d'avoir le récepteur le plus optimal basé sur des critères. Avoir un détecteur optimal exige essentiellement une description statistique rigoureuse du signal d'entrée et du bruit. Dans la pratique, malheureusement, il n'est toujours pas aussi commode d'avoir cette caractérisation à priori, et les paramètres statistiques d'entrée peuvent varier en fonction du temps.

Dans le radar, l'environnement est caractérisé par plusieurs facteurs tels que la météorologie, les obstacles (bâtiments, arbres...), pour cela, le signal reçu au niveau du radar est statistiquement instationnaire et possède une variance inconnue. Un détecteur idéal à seuil fixe est alors extrêmement sensible aux variances du bruit reçu. En effet, une petite augmentation dans la puissance du bruit, correspond à une augmentation considérable de la probabilité de fausse alarme.

De plus, le choix du seuil est très critique, si le seuil était choisi très haut, de vrais signaux utiles peuvent ne pas être détectés, si par contre le seuil était très bas, le taux de fausse alarmes augmentera. En résumé, un seuil bas augmente la chance du bruit seul à le dépasser et donnerait des fausses alarmes, et un seuil élevé provoquerait des non détection [20].

La technique adaptative tend par contre, non seulement à avoir un seuil adaptatif en fonction de la variance du bruit, mais aussi permet de maintenir un taux de fausse alarme constant CFAR (Constant False Alarm Rate).

### 3.3.1. La détection adaptative CFAR :

La toute première contribution dans le domaine de la détection adaptative a eu lieu vers les années 70, en effet, en 1968, Finn et Johnson [9] ont proposé le détecteur CA-CFAR (Cell Averaging Constant False Alarm Rate). Le seuil est obtenu en multipliant la moyenne arithmétique du bruit estimé dans des cellules de par et d'autre d'une cellule de test ; où est contenu le signal utile ; par un facteur qui sert à maintenir la probabilité de fausse alarme constante, le contenu de la cellule de test sera ensuite comparé au seuil estimé pour décider de la présence ou de l'absence de la cible. Il a été démontré que si la taille de la fenêtre de référence tend vers l'infini, la probabilité de détection tend vers celle du détecteur optimal de Neyman-Pearson où le niveau du bruit est connu à priori.

Ce détecteur a été proposé pour un environnement homogène, il est ce pendant quasiment pas possible d'avoir en réalité un environnement homogène, dans ce cas, les performances de ce détecteur se dégradent considérablement.

Hansen avait proposé [10] le détecteur GO-CFAR (Greatest Of Constant False Alarm Rate), cette fois ci, le maximum des deux moyennes estimées de part et d'autre de la cellule de test est multiplié par le facteur d'ajustement et enfin comparé avec le signal utile. Les performances de ce détecteur ont été prouvées dégradées en présence de cibles interférentes par plusieurs auteurs.

Trunk [21] a proposé l'utilisation du détecteur SO-CFAR (Smallest Of Constant False Alarm Rate) pour résoudre le problème de résolution de cibles étroitement séparées. Contrairement au détecteur GO-CFAR, le SO-CFAR choisit le minimum des deux moyennes arithmétiques pour l'estimation du seuil.

Dans [18], le détecteur OS-CFAR (Order Statistic Constant False Alarm Rate) a été proposé par Rohling, dans ce type de détecteur, le contenu des cellules est ordonné et une cellule d'ordre  $k$  est choisi dont le contenu est utilisé pour l'estimation du bruit.

Nous donnons le principe général du détecteur CA-CFAR. Le signal reçu pour chaque impulsion est détecté par un détecteur quadratique. Le seuil est obtenu en multipliant la moyenne estimée du bruit des cellules de référence par un facteur  $T$ , pour obtenir un taux de fausse alarme constant, le résultat sera ensuite comparé à l'échantillon contenu dans la cellule de test. Une détection est déclarée dans le cas où le signal utile dépasse le seuil évalué. La valeur seuil du comparateur du détecteur adaptatif est actualisée conformément à l'amplitude

des signaux reçus. En conséquence, les sorties du corrélateur sont envoyées en série dans deux registres à décalage de longueur M, de part et d'autre d'une cellule de test. Les cellules des deux registres sont appelées les fenêtres de références.

La technique du CA-CFAR est la plus répandue. Le seuil de détection est calculé "par blocs", c'est-à-dire d'après la puissance moyenne d'une "fenêtre" constituée de quelques cellules de référence, adjacentes à la cellule testée. La fenêtre est ainsi déplacée sur toutes les cellules, ce qui a pour but d'adapter le seuil de détection à la puissance locale du fouillis. Cette procédure est optimale dans des environnements de fouillis Gaussien homogène, et lorsque la taille de la fenêtre augmente, les performances du CA-CFAR tendent vers les performances du détecteur classique à seuil fixe, calculé sur l'ensemble des cellules de référence bruit. Cependant, cette technique souffre d'une augmentation de la probabilité de fausse alarme lors des transitions du fouillis dans des environnements non homogènes.

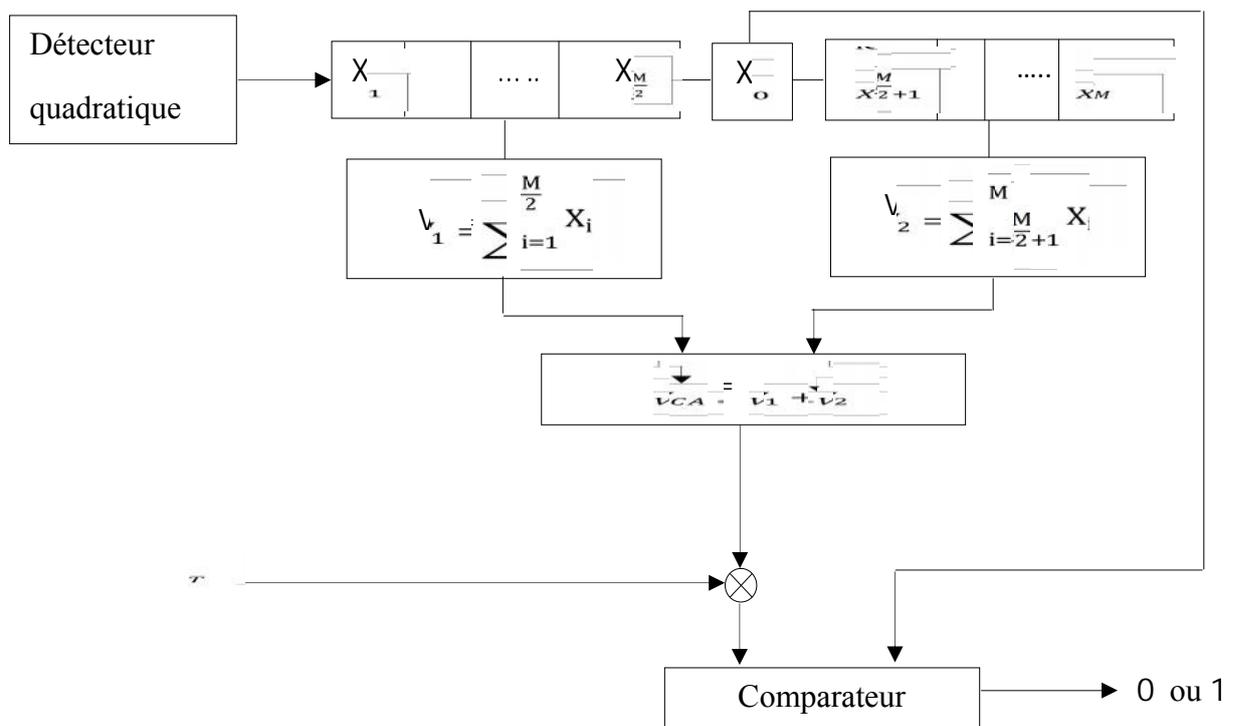


Figure 3.2 : Structure d'un détecteur CA-CFAR.

### 3.3.2. La détection adaptative CFAR dans les systèmes de communication à accès multiple:

Le concept de la détection adaptative CFAR dans les systèmes de communication à accès multiple CDMA a commencé à apparaître dans ces deux dernières décennies. Le principe est le même que celui du radar, mais la philosophie est totalement différente [3]. La technique d'accès multiple par code avait été utilisée dans le domaine militaire pour ses

propriétés d'éviter les interférences et la saturation spectrale. Comme il a été déjà cité, un système utilisant la technique CDMA doit assurer la transmission d'un code supplémentaire indépendant du message à transmettre, connu pour le récepteur lui permettant d'identifier l'émetteur.

Le réglage du seuil de détection possède un rôle important dans un système de détection, puisqu'il est la base de la décision de la présence d'une cible ou de la détection du pic d'acquisition. L'application de la technique CFAR dans les systèmes CDMA est très récente, des études ont montré l'efficacité et la performance de cette technique par rapport à la détection à seuil fixe qui n'est plus utilisée actuellement.

Un détecteur adaptatif comprend principalement un détecteur cohérent et un détecteur CFAR. Le signal d'entrée  $r(t)$  est composé du message, du code et bien évidemment d'un bruit additionnel. Si le détecteur adaptatif détecte que la séquence testée est la bonne, l'étage de poursuite de phase sera activé pour terminer l'opération de poursuite en phase. Si par contre le détecteur déclare  $H_0$  le processus sera répété pour traiter toutes les valeurs du signal.

La décision se repose sur la synchronisation du code PN généré localement avec la séquence PN reçue. Si la séquence contenue dans la cellule de test «  $y$  » dépasse le seuil adaptatif  $ZT$  évalué à partir des échantillons contenus dans les cellules de référence, les deux codes sont parfaitement alignés. Le coefficient de seuil adaptatif  $T$  est constant pour une probabilité de fausse alarme donnée. Si par contre «  $y$  » est inférieure à la valeur du seuil adaptatif  $ZT$ , la phase du code PN local est mise à jour, c'est-à-dire le code PN local est retardé d'un temps, correspondant dans notre cas à la durée d'un chip. Ainsi tant que le seuil  $ZT$  n'est pas franchi, à chaque  $T_i$  (temps d'intégration ou temps de corrélation), le code PN généré localement est décalé dans le temps par rapport au signal reçu par incrément de  $T_i$  et une nouvelle corrélation est effectuée entre le signal entrant et le code décalé.

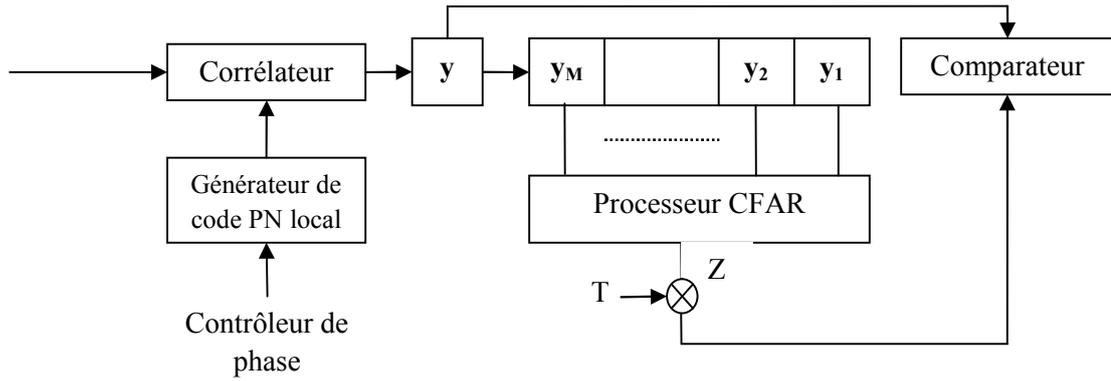


Figure 3.3 : Structure d'un détecteur adaptatif dans les systèmes CDMA.

En supposant que le signal reçu est entaché d'un bruit gaussien, à la sortie du corrélateur, nous aurons un signal d'une loi exponentielle ; soit :

$$\begin{cases} f_0(y, H_0) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{y}{2\sigma^2}\right) \\ f_1(y, H_1) = \frac{1}{2\sigma^2(1+S)} \exp\left(-\frac{y}{2\sigma^2(1+S)}\right) \end{cases} \quad 3.21$$

Avec :  $\sigma^2$  est la variance du bruit, S est le rapport signal à bruit.

L'hypothèse  $H_0$  correspond au cas où le signal est absent (bruit seul), et l'hypothèse  $H_1$  correspond à la présence du signal (signal plus bruit).

La probabilité de fausses alarmes est définie comme :

$$P_{fa} = P(X > TZ, H_0) = \int_0^{\infty} P(X > TZ / H_0) f_z(z) dz \quad 3.22$$

$$\text{Avec : } P(X > TZ / H_0) = \int_{TZ}^{\infty} f_0(y, H_0) dy \quad 3.23$$

$f_z(z)$  : est la densité de probabilité de la variable aléatoire Z qui est la moyenne estimée des échantillons contenus dans les cellules de références. Z suivra une loi de Gamma, soit :

$$f_z(z) = \frac{1}{\Gamma(M)(2\sigma^2)^M} z^{M-1} \exp\left(-\frac{z}{2\sigma^2}\right) \quad 3.24$$

Après intégration, nous aurons :

$$P_{fa} = \left( \frac{1}{1+T} \right)^M \quad 3.25$$

De même, la probabilité de détection est donnée par :

$$P_d = P(X > TZ, H_1) = \int_0^{\infty} P(X > TZ / H_1) f_z(z) dz \quad 3.26$$

Avec :

$$P(X > TZ / H_1) = \int_{TZ}^{\infty} f_1(y, H_1) dy \quad 3.27$$

Nous aurons enfin :

$$P_d = \left( \frac{1+S}{1+S+T} \right)^M \quad 3.28$$

### 3.4. Centre de fusion CFAR :

Pour améliorer les performances telles que la vitesse, la fiabilité, un centre de fusion constitué de plusieurs détecteurs CFAR peut être utilisé. Les systèmes de détection distribués basés sur des senseurs multiples et un centre de fusion ont été largement utilisés. On distingue, en général, deux topologies des systèmes distribués :

- La topologie série :

Le premier détecteur transmet sa décision locale au deuxième détecteur, lequel effectue à son tour une décision basée sur d'une part sa propre observation et d'autre part, sur la décision locale du premier détecteur et ainsi de suite. La décision du dernier détecteur est considérée comme étant la définitive du réseau. Ce type de topologie est considéré sans centre de fusion de données (Figure.3.4).

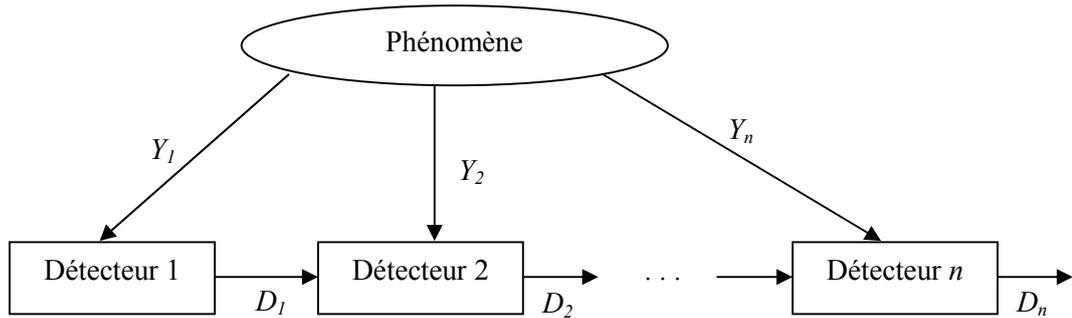


Figure 3.4 : Structure série d'un système de senseurs distribués sans centre de fusion de données.

Il existe une autre variante des systèmes distribués à réseaux série mais avec un centre de fusion de données. Dans ce modèle, le  $(i-1)^{\text{eme}}$  centre de fusion transmet sa décision au  $i^{\text{eme}}$  centre de fusion lequel l'utilise conjointement avec l'observation du  $i^{\text{eme}}$  senseur pour élaborer une décision. Le dernier centre de fusion fournit la décision finale (Figure 3.5). En général, les réseaux de détection distribuée série sont peut utilisés à cause de leur sensibilité aux défauts de liaisons.

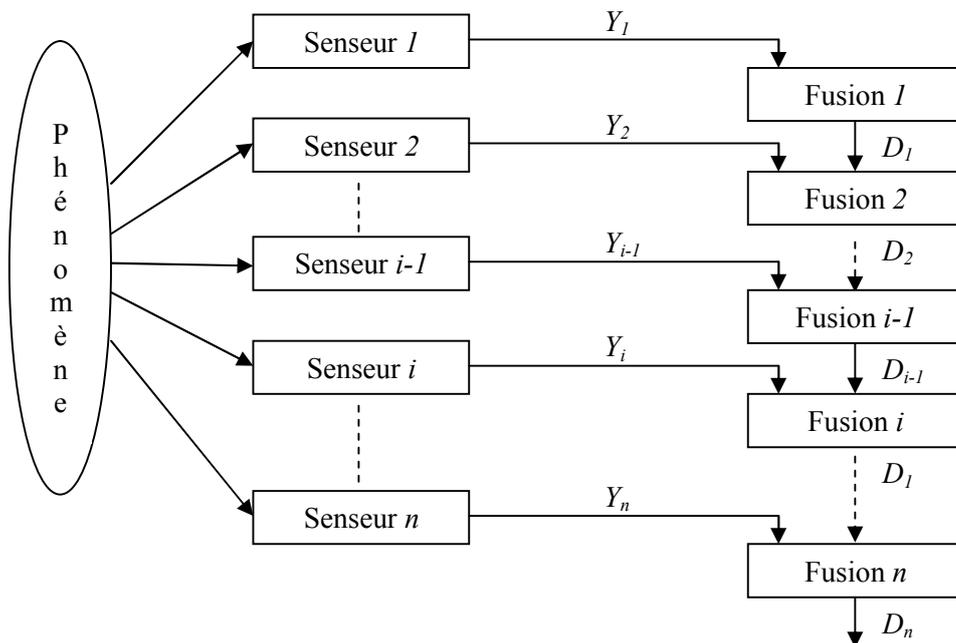


Figure 3.5 : Structure série d'un système de senseurs distribués avec centre de fusion de données.

- Topologie parallèle :

Cette topologie est très utilisée dans beaucoup d'applications pour les avantages qu'elle offre. Il existe deux types de structures parallèles ; système de senseurs distribués avec traitement centralisé (Figure 3.6), et système de détection distribué avec centre de fusion de donnée (Figure 3.7). Dans le premier cas, les observations sont transmises directement au centre principal sans aucun traitement au niveau des détecteurs. Cette transmission nécessite des canaux à large bande passante de communication. Dans le deuxième cas, la grande partie du traitement est effectuée au niveau de chaque détecteur et leurs résultats sont acheminés vers le centre de fusion de données où le reste du traitement est effectué pour obtenir la décision finale.

Dans la topologie parallèle, où la structure de base est composée d'un ensemble de détecteurs périphériques identiques et d'un centre de fusion de données, chaque senseur effectue une décision locale, basée sur ses propres observations, et la transmet au centre de fusion de données où une décision globale sera obtenue généralement selon deux règles de fusion « AND » et « OR ».

Dans la règle AND une détection aura lieu quand tous les détecteurs détectent un signal, et les probabilités de détection et de fausses alarmes sont alors :

$$P_{fa} = \prod_{n=1}^N P_{fa_i} \quad 3.29$$

$$P_d = \prod_{n=1}^N P_{d_i} \quad 3.30$$

Pour décider de la présence du signal utile dans le cas d'une règle de fusion OR, il suffit qu'un seul détecteur détecte le signal, et les probabilités sont ainsi données par :

$$P_{fa} = \sum_{n=1}^N P_{fa_i} - \prod_{n=1}^N P_{fa_i} \quad 3.31$$

$$P_d = \sum_{n=1}^N P_{d_i} - \prod_{n=1}^N P_{d_i} \quad 3.32$$

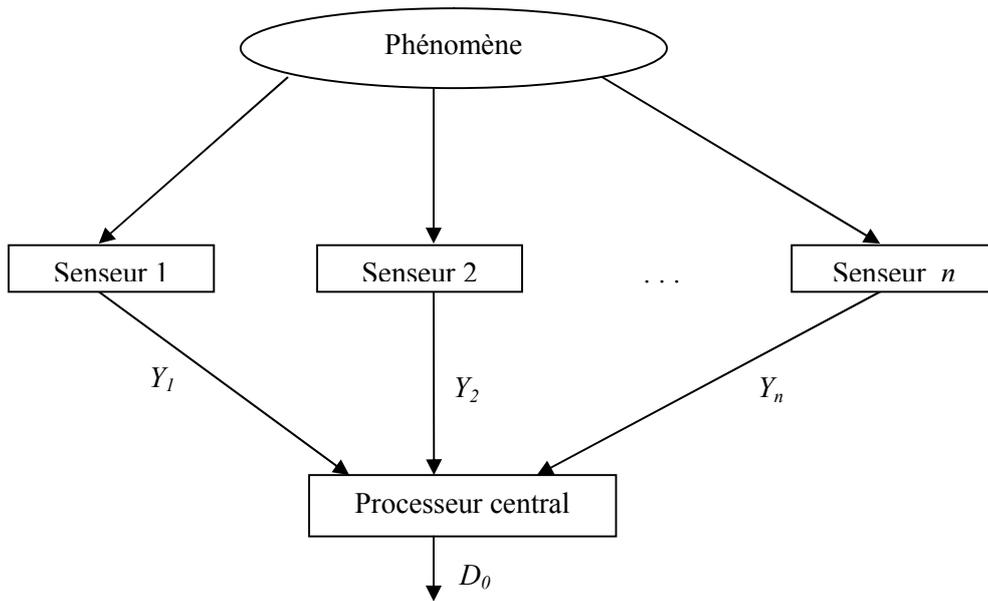


Figure 3.6 : structure parallèle d'un système de senseur distribué avec traitement central.

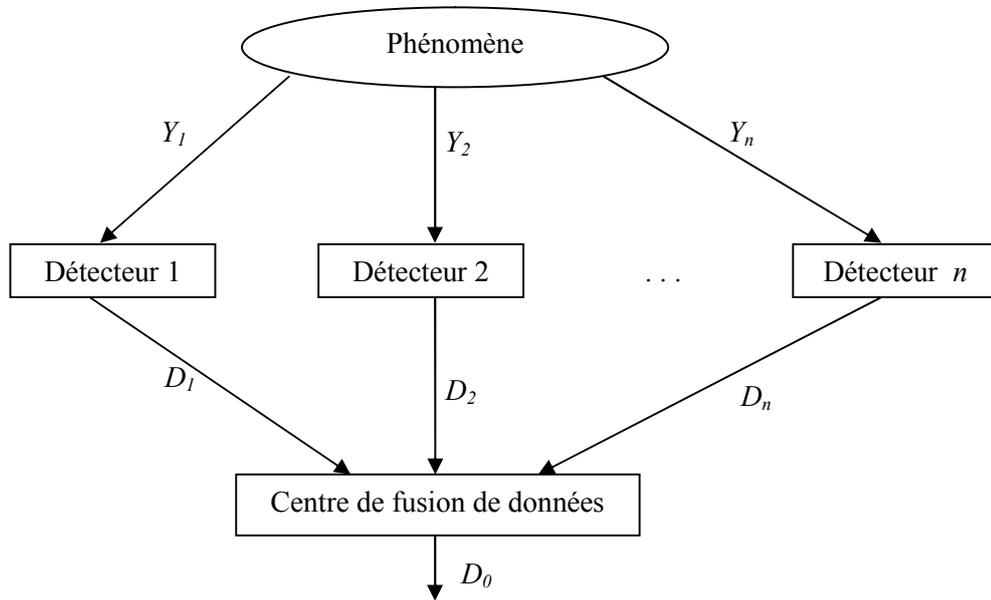


Figure 3.7 : structure parallèle d'un système de senseur distribué avec centre de fusion.

### 3.5. Canaux de transmission :

#### 3.5.1. Canal à bruit additif blanc Gaussien

Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé dans les transmissions numériques, qui est aussi un des plus faciles à générer et à analyser, est le canal à bruit blanc additif gaussien. Ce bruit modélise à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique dû aux imperfections des équipements...) et le bruit d'origine externe (bruit d'antenne...). Ce modèle est toutefois plutôt associé à une transmission filaire, puisqu'il représente une transmission quasi-parfaite de l'émetteur au récepteur. Le signal reçu s'écrit alors:

$$r(t) = s(t) + \eta(t) \quad 3.33$$

où  $\eta(t)$  est le bruit, considéré un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance  $\sigma_n^2$  et de densité spectrale de puissance  $\frac{N_0}{2}$ .

La densité de probabilité conditionnelle de  $r(t)$  est donnée par l'expression :

$$f(r/s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} e^{-\left(\frac{(r-s)^2}{2\sigma_n^2}\right)} \quad 3.34$$

#### 3.5.2. Canal à évanouissement

Les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les différences de propagation du milieu, appelées encore atténuations ou évanouissements, qui affectent la puissance du signal. Cette atténuation du signal est principalement due à un environnement de propagation riche en échos et donc caractérisé par de nombreux multi-trajets mais aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal. Le phénomène de multi-trajets s'observe lorsque l'onde électromagnétique portant le signal modulé se propage par plusieurs chemins de l'émetteur au récepteur. Les transmissions intra-muros, avec toutes les perturbations liées aux parois du bâtiment, et les communications radio-mobiles sont les exemples les plus courants d'environnements propices aux multi-trajets (Figure 3.8). Ces derniers apparaissent toutefois dans d'autres milieux, et les transmissions acoustiques sous marines doivent ainsi affronter de nombreux multi-trajets dus à la surface de l'eau et aux fonds marins.

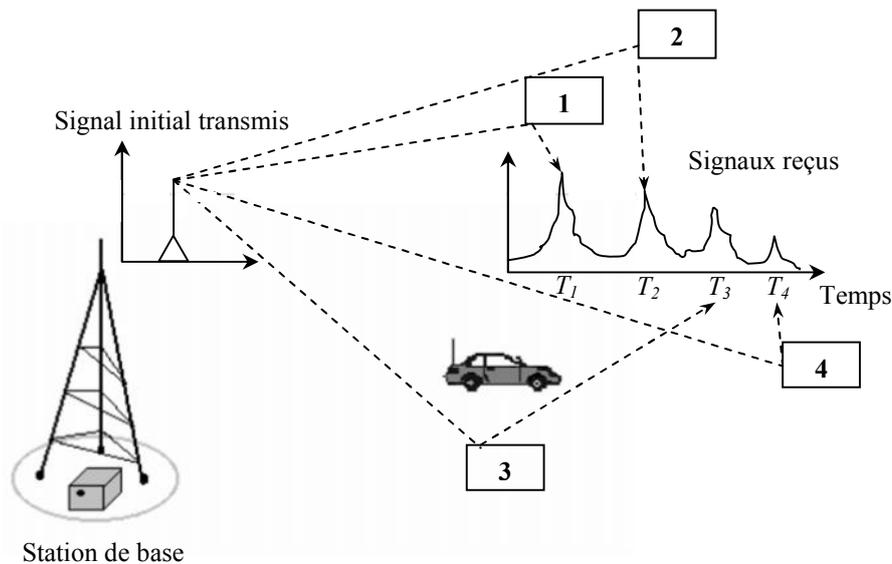


Figure 3.8 : Étalement temporel.

L'évanouissement a pour conséquence principale d'imposer une limite dans le débit symbole et d'introduire des informations pour le contrôle d'erreurs, dans les émissions, qui imposent une limite à l'intelligibilité de l'information transmise. En ce qui concerne les variations temporelles du canal, on peut distinguer deux classes, l'étalement temporel et l'effet Doppler, pouvant par ailleurs constituer une base pour la classification des canaux à évanouissements.

- L'étalement temporel :

Lors d'une transmission sur un canal à évanouissements, les composantes du signal, ayant empruntées des chemins distincts, arrivent au récepteur avec des retards différents (Figure 3.9). L'étalement temporel appelé encore dispersion des retards (delay spread), noté  $T_m$  et défini par la différence entre le plus grand et le plus court des retards, permet de caractériser par une seule variable la dispersion temporelle du canal.

L'étalement temporel de la réponse impulsionnelle du canal dépendra des facteurs physiques tels que l'orientation, la réflectivité et la distance entre les objets réfléchissants (bâtiments, montagnes, murs, véhicules...). Il s'étend de quelques dizaines de nanosecondes (dans un environnement intérieur ou Indoor) à quelques microsecondes (dans un environnement extérieur).

L'étalement temporel est souvent utilisé comme indicateur permettant de différencier les canaux large bande des canaux à bande étroite. Si le delay spread maximal ( $T_m$ ) du canal est supérieur ou égal à  $T_s$ , le canal est dit à « large bande ». Si  $T_m$  est très inférieur  $T_s$ , le

canal est dit à « bande étroite ». La bande de cohérence du canal, notée  $B_c$ , correspond à la gamme de fréquences sur laquelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal, qui sont fortement corrélées, subissent des atténuations semblables. En dehors de cette bande de fréquence, en revanche les distorsions du signal deviennent non négligeables. En général, la bande de cohérence d'un canal est du même ordre de grandeur que l'inverse de son étalement temporel :  $B_c \propto \frac{1}{T_m}$ .  $B_s$  est bande du signal transmis. Tant que  $B_s \ll B_c$ , toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables, et le canal est dit « non sélectif en fréquence » (frequency non selective ou flat fading). Dans le cas contraire, aux moins deux composantes fréquentielles subissent des atténuations indépendantes, et le canal est dit « sélectif en fréquence » (frequency selective), traduisant ainsi ce manque de corrélation. Pour éviter ce phénomène générateur d'interférence entre symboles (ISI), on essaye en pratique de rendre la largeur de bande du signal très petite par rapport à la bande de cohérence du canal [1].

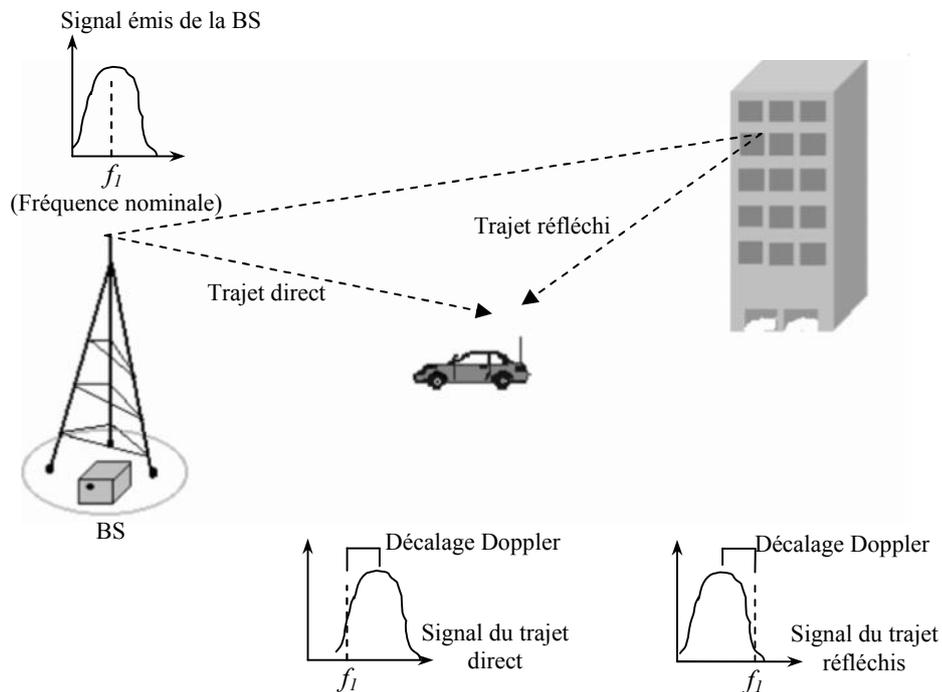


Figure 3.9 : Effet Doppler.

- Décalage en fréquence (Effet Doppler) :

Quand l'émetteur et le récepteur sont en mouvement relatif avec une vitesse radiale constante, le signal reçu est sujet à un décalage constant de fréquence, appelé effet Doppler (Figure 3.9), proportionnel à sa vitesse, à sa fréquence porteuse et à la direction de déplacement. Cette dispersion fréquentielle, due à l'inconstance des caractéristiques du canal durant la propagation, résulte en une augmentation de la bande de fréquence occupée par le signal.

On peut considérer l'effet Doppler comme l'équivalent fréquentiel de l'étalement temporel, et définir ainsi un étalement fréquentiel  $B_m$  correspondant à la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence inhérente aux trajets multiples. On représente par  $T_{coh}$  le temps de cohérence du canal durant lequel les distorsions temporelles du canal restent négligeables. Traditionnellement,  $T_{coh}$  est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement fréquentiel  $T_{coh} \propto \frac{1}{B_m}$ .

L'effet Doppler peut être vu comme un effet de décorrélation temporel des trajets multiples, et est souvent appelé effet d'évanouissement en temps (time selective fading effect).

Pour garantir la non sélectivité, à la fois en fréquence et en temps, il faut tout simplement respecter la condition:  $T_m \propto T_s \propto T_{coh}$

Parmi les environnements de propagations courants, il est toutefois assez rare qu'un canal respecte parfaitement ces contraintes, obligeant les opérateurs à trouver un compromis.

### 3.5.3. Canal à trajets multiples :

Nous considérons que le canal subit des évanouissements lents, c'est-à-dire la durée d'un symbole est très inférieure au temps de cohérence du canal, et que le signal reçu ne varie donc pas ou très peu sur la durée d'un symbole. En tenant compte du bruit blanc additif gaussien, le signal équivalent en bande de base reçu à la sortie de ce canal à évanouissements lents comportant  $L_T$  trajets multiples s'exprime alors par :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{L_T-1} \alpha_i s(t - \tau_i) + \eta(t) \quad 3.35$$

où le bruit complexe est représenté par  $\eta(t)$ ,  $\alpha_i$  et  $\tau_i$  caractérisent, respectivement, l'atténuation complexe et le retard affectant chaque trajet. Le nombre de trajets empruntés par un même signal est énorme, et il n'est pas question de tous les modéliser. Ne sont donc pris en compte que les trajets significatifs, dont le retard et l'atténuation restent en dessus d'un seuil acceptable. Mais ces dispositions ne suffisent pas toujours, et dans le cas où le nombre  $L_T$  de trajets significatifs reste important, le théorème de la limite centrale justifie la possibilité de les grouper en  $L_p$  paquets, chaque paquet ayant alors une atténuation complexe résultante  $\alpha_L$  pour un retard moyen  $\tau_L$ , donnant au signal reçu l'expression suivante :

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L_p-1} \alpha_l s(t - \tau_l) + \eta(t) \quad 3.36$$

A la sortie de l'échantillonneur, l'observation donne :

$$r_k = \sum_{l=0}^{L_p-1} \alpha_l s_{k-\tau_l} + \eta_k \quad 3.37$$

Alors que la phase de  $\alpha_l$  est une variable aléatoire uniformément distribuée sur  $[0, 2\pi]$ , la loi de distribution de son module varie en fonction de l'environnement de propagation. Si le modèle considère qu'il n'y a pas de trajet direct, le module de  $\alpha_l$  suit une loi de Rayleigh avec une variance  $\sigma_{al}^2$  et sa densité de probabilité est de la forme :

$$f(\alpha_l) = \frac{1}{\sigma_{al}^2} \exp\left(-\frac{\alpha_l^2}{2\sigma_{al}^2}\right) \quad 3.38$$

## CHAPITRE 4

### ACQUISITION D'UN SIGNAL GNSS

#### 4.1. Introduction :

Dans un récepteur GNSS pour fournir la position et l'information du temps, il est nécessaire de réaliser trois opérations ; la synchronisation des codes, la démodulation et enfin la position, ceci est atteint grâce aux deux étages : acquisition et poursuite [19]. L'acquisition est composée de deux étages, estimation puis détection, est une recherche bidirectionnelle en temps et en fréquence qui a pour buts d'identifier les satellites visibles à partir des codes PRN (Pseudo Random Noise) reçus, et de récupérer les retards temporels (code phase) et fréquentiel dû à l'effet Doppler associés à ses codes.

L'acquisition d'un signal satellitaire est donc une opération qui influence la précision de la mesure puisqu'elle permet essentiellement d'identifier les satellites visibles à un moment donné, de plus, l'acquisition est soumise assez souvent à plusieurs incertitudes sachant que le signal est affecté par le bruit et les multi trajets. Cette opération d'acquisition est composée principalement, de deux étages, le premier réalise la recherche des paramètres, retard et décalage Doppler, le deuxième est dédié à la détection.

Nous détaillerons dans ce chapitre les différents étages d'acquisition, et nous définissons les différentes stratégies d'acquisition souvent utilisées et citées dans la littérature.

#### 4.2. Acquisition d'un signal GNSS :

La première opération réalisée par un récepteur GNSS est l'acquisition du signal qui décide de la présence ou de l'absence du signal, et de fournir une estimation du décalage temporel et la fréquence Doppler du signal reçu [5]. Un système d'acquisition utilise quelques résultats de la théorie d'estimation et de détection. Tous les systèmes d'acquisition pour les applications GNSS décrits dans la littérature sont basés sur l'évaluation et le traitement de la fonction d'ambiguïté CAF (Cross Ambiguity Function) qui est donnée dans le domaine discret par :

$$Y(\tau, F_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n-\tau] e^{-j2\pi F_D n} \quad 4.1$$

Où  $r[n]$  est le signal reçu,  $c[n-\tau]$  est la réplique locale du code,  $\tau$  et  $F_D$  sont les retards temporel et fréquentiel testés par le récepteur.

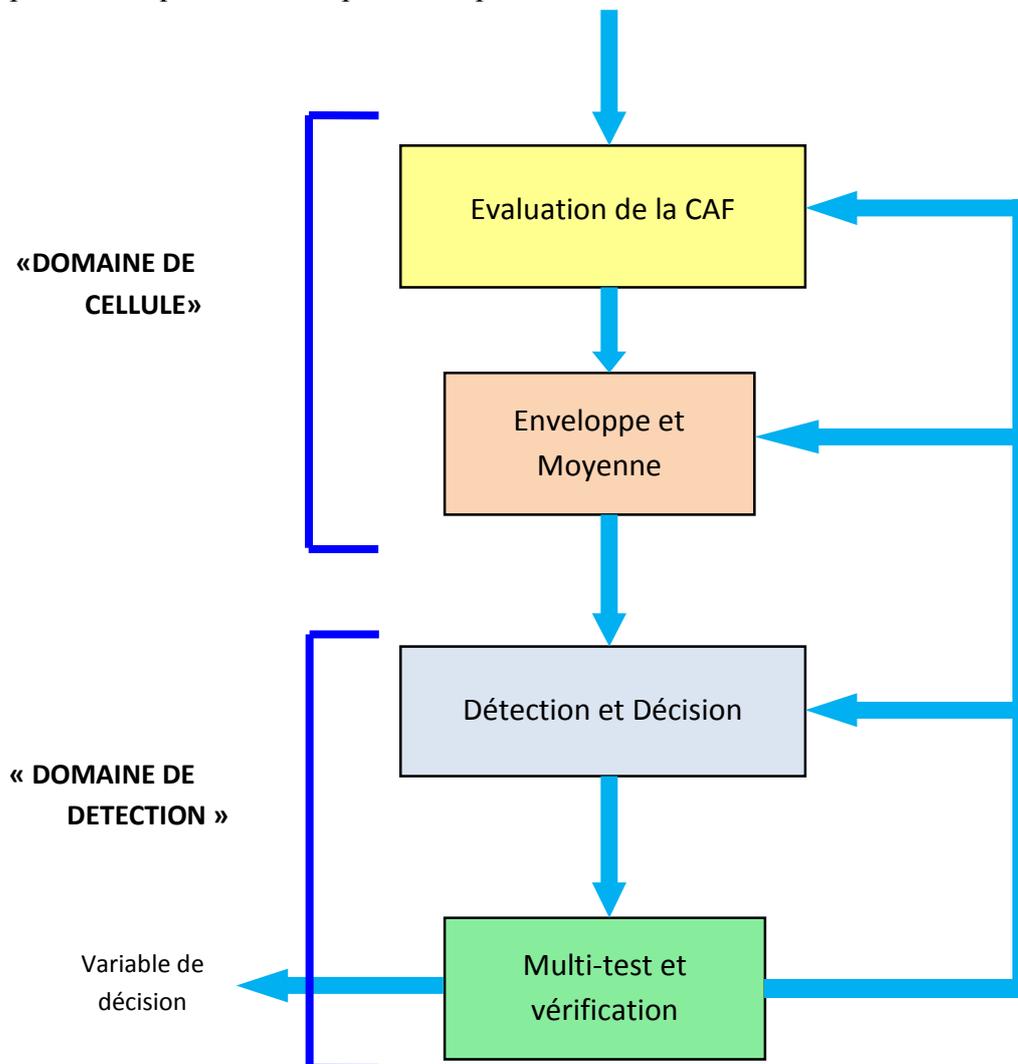


Figure 4.1 : Les différentes étapes d'un étage d'acquisition.

Dans le cas idéal, la CAF doit présenter un pic correspondant aux décalages du signal reçu. Toutefois, la phase du signal reçu, le bruit et autres sources d'erreurs peuvent dégrader la lecture de la CAF. Un étage d'acquisition comprend (figure 4.1) :

- Evaluation de la CAF ;
- Détection d'enveloppe et moyenne ;
- Détection et décision ;
- Multi test et vérification.

Les deux premiers étages sont dédiés au calcul de la CAF. Les deux derniers décident de la présence ou de l'absence du satellite et vérifient si la décision prise est correcte.

#### 4.2.1. Evaluation de la CAF:

Le premier étage de l'acquisition est l'évaluation de la CAF de l'équation 4.1. Le signal reçu  $r[n]$  est multiplié par deux sinusoïdes à la fréquence :

$$F_D = (F_{IF} + F_d)T_s$$

$$Y_c(n, F_D) = r[n] \cos(2\pi F_D n)$$

$$Y_s(n, F_D) = -r[n] \sin(2\pi F_D n) \quad 4.2$$

La multiplication par ces deux sinusoïdes permet de translater le signal reçu en un signal en bande de base. Elles correspondent à la modulation complexe de l'équation 4.1 qui est implémentée sur les récepteurs GNSS en séparant le signal reçu en deux branches et multiplier une branche par cosinus et l'autre par sinus. La fréquence normalisée est donnée par :

$$F_D = (f_{IF} + f_d)T_s = \frac{f_{IF} + f_d}{f_s} \quad 4.3$$

$f_{IF}$  est la fréquence intermédiaire ;

$f_d$  est la fréquence Doppler locale.

La fréquence intermédiaire  $f_{IF}$  dépend de l'architecture du récepteur tandis que la fréquence Doppler  $f_d$  est choisie par mis :

$$f_d = f_{d,\min} + l\Delta f \quad \text{Pour : } l = 0, 1, \dots, L-1 \quad 4.4$$

Différentes fréquences Doppler sont testées pour déterminer le décalage fréquentiel du signal reçu. Le pas Doppler  $\Delta f$  et le pas normalisé  $\Delta f = \frac{\Delta f}{f_s}$  sont choisis pour ne pas atteindre le maximum des pertes dues aux erreurs résiduelles Doppler.

Les signaux  $Y_c(n, F_D)$  et  $Y_s(n, F_D)$  sont multipliés par la réplique du code locale  $c_1[n]$ , la sous porteuse  $S_b[n]$  et le code secondaire  $c_2[n]$ . La réplique locale du signal est décalée de  $\tau$ . Les signaux obtenus sont alors :

$$\begin{aligned} Y'_c(n, \tau, F_D) &= r[n] \cos(2\pi F_D n) c[n - \tau] \\ Y'_s(n, \tau, F_D) &= -r[n] \sin(2\pi F_D n) c[n - \tau] \end{aligned} \quad 4.5$$

Le décalage  $\tau$  est obtenu par mis :

$$\tau = \tau_{\min} + h \Delta \tau \quad 4.6$$

Pour  $h = 0, 1, \dots, H - 1$

En testant les différents retards, l'étage d'acquisition est capable d'estimer le retard du signal reçu  $r[n]$ .

Les signaux  $Y'_c(n, \tau, F_D)$  et  $Y'_s(n, \tau, F_D)$  sont ensuite intégrés suivant les deux branches ; en phase et en quadrature obtenant ainsi les signaux :

$$\begin{aligned} Y_I(\tau, F_D) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} Y'_c(n, \tau, F_D) \\ Y_Q(\tau, F_D) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} Y'_s(n, \tau, F_D) \end{aligned} \quad 4.7$$

Dans l'équation 4.7, N est le nombre d'échantillons utilisés pour les composantes en phase et en quadrature, nous définissons ainsi le temps d'intégration :  $T_c = N.T_s$

Les deux composantes de l'équation 4.7 sont les parties réelles et imaginaires de la fonction d'ambiguïté CAF ; soit :

$$Y(\tau, F_D) = Y_I(\tau, F_D) + jY_Q(\tau, F_D) \quad 4.8$$

Dans la figure 4.2, les opérations décrites précédemment sont illustrées. La fonction d'ambiguïté CAF est une fonction bidimensionnelle qui dépend de la fréquence Doppler  $F_D$  et le décalage temporel  $\tau$ . Puisque ces deux paramètres sont évalués dans le domaine discret, la

fonction CAF définit une grille bidimensionnelle qui est connue souvent comme un espace de recherche. Chaque valeur de  $F_D$  et de  $\tau$  définit une cellule de l'espace de recherche, qui en général une variable aléatoire qui sera utilisée pour décider de la présence du signal.

Puisque l'évaluation de la CAF et le détecteur d'enveloppe traitent l'espace de recherche, ils fonctionnent dans le domaine cellulaire, par contre les deux derniers étages fonctionnent dans le domaine de décision. Dans le domaine de décision, une fonction de toutes les cellules de l'espace de recherche est utilisée pour la détermination de la décision finale de l'acquisition.

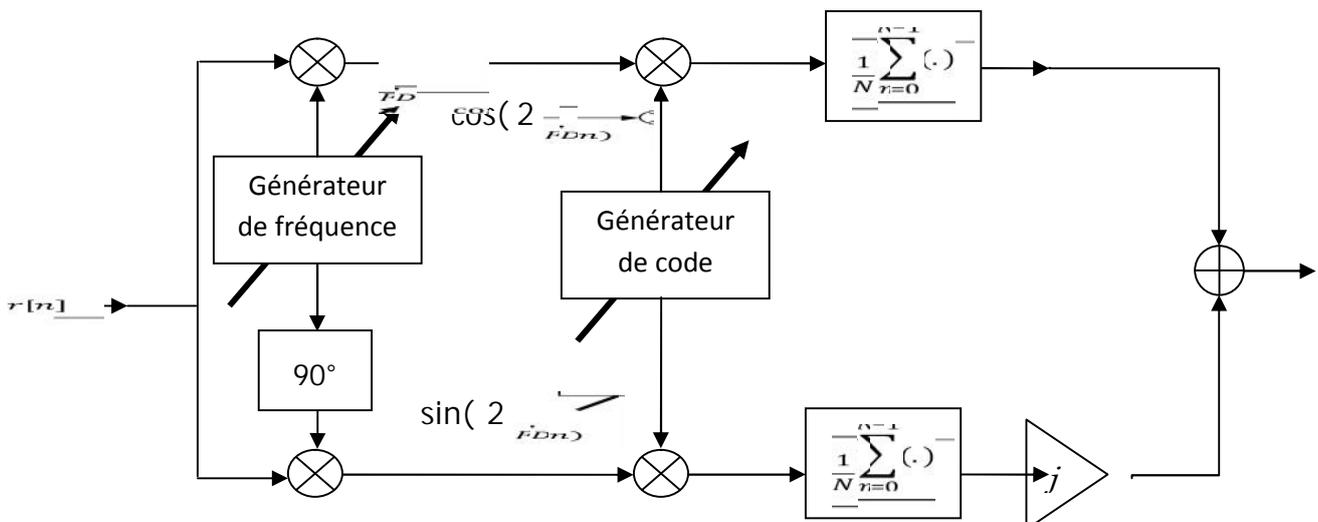


Figure 4.2 : Evaluation de la CAF dans un étage d'acquisition.

#### 4.2.2. Méthodes d'évaluation de la CAF:

Dans les systèmes d'acquisition décrits dans la littérature, différentes méthodes d'évaluation de la fonction d'ambiguïté CAF sont présentées. Elles offrent approximativement les mêmes résultats et le choix de la méthode dépend principalement des moyens software et hardware disponibles pour la conception du récepteur.

- Méthode 1 : recherche en série

L'acquisition en recherche série est souvent utilisée dans les systèmes CDMA [6]. Un schéma explicatif est illustré dans la figure 4.3. Cette technique est utilisée pour le système GPS, dans ce cas, l'algorithme est basé sur la multiplication du signal reçu avec un code PRN généré localement et une porteuse locale, cette multiplication est faite suivant les deux phases I et Q. Les deux voies sont ensuite intégrées durant 1 ms et enfin le module au carré sera évalué et les deux voies sont sommées. La sortie est la valeur de la corrélation du signal reçu

et le signal généré localement. Si un seuil prédéterminé est dépassé, la fréquence et le code phase estimés sont corrects, ces paramètres passeront à l'étape de poursuite.

Dans cette méthode une nouvelle fonction CAF est évaluée à chaque instant  $n$ . Le vecteur d'entrée est :  $r = [r[0], r[1], \dots, r[N-1]]$ , il peut être mis à jour à chaque instant en ajoutant une nouvelle valeur d'entrée en remplaçant la dernière. Avec cette approche, le retard  $\tau$  se déplace à travers le vecteur à chaque instant. Le code local  $c[n]$  est toujours le même et la fonction d'ambiguïté est donnée par :

$$Y(\tau, F_D) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} r[\tau - N + m + 1] c[m] e^{-j2\pi F_D m} \quad 4.9$$

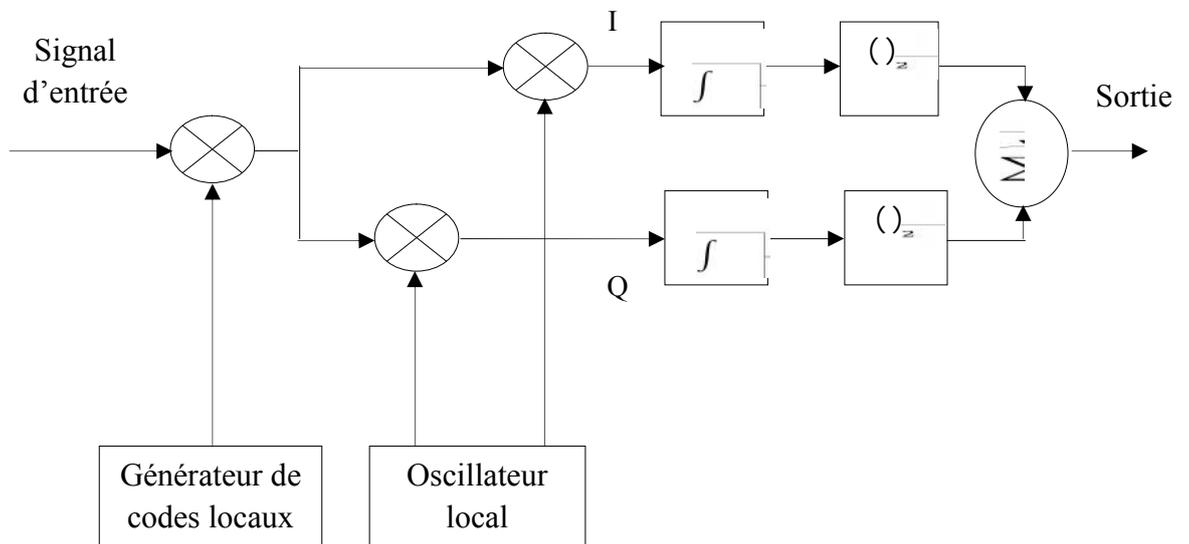


Figure 4.3 : Acquisition en recherche série.

- Méthode 2 : acquisition parallèle dans le domaine temporel (acquisition circulaire) :

Dans cette catégorie d'acquisition le signal satellitaire est multiplié par  $e^{-j2\pi F_D m}$ , obtenant la séquence :  $q_l[n] = r[n] \cdot e^{-2\pi F_D n}$  4.10

La fonction d'inter corrélation CCF (Cross-correlation) est donnée par :

$$Y(\tau, F_D) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} q_l[n] c[n - \tau] \quad 4.11$$

Cette fonction peut être exprimée en fonction de la fonction de corrélation circulaire par :

$$\hat{Y}(\tau, F_D) = \frac{1}{N} \text{IDFT} \left\{ \text{DFT} [q_i[n]] \text{DFT} [c[n]]^* \right\} \quad 4.12$$

Où la DFT et la IDFT sont la transformée de Fourier discrète et la transformée de Fourier discrète inverse.

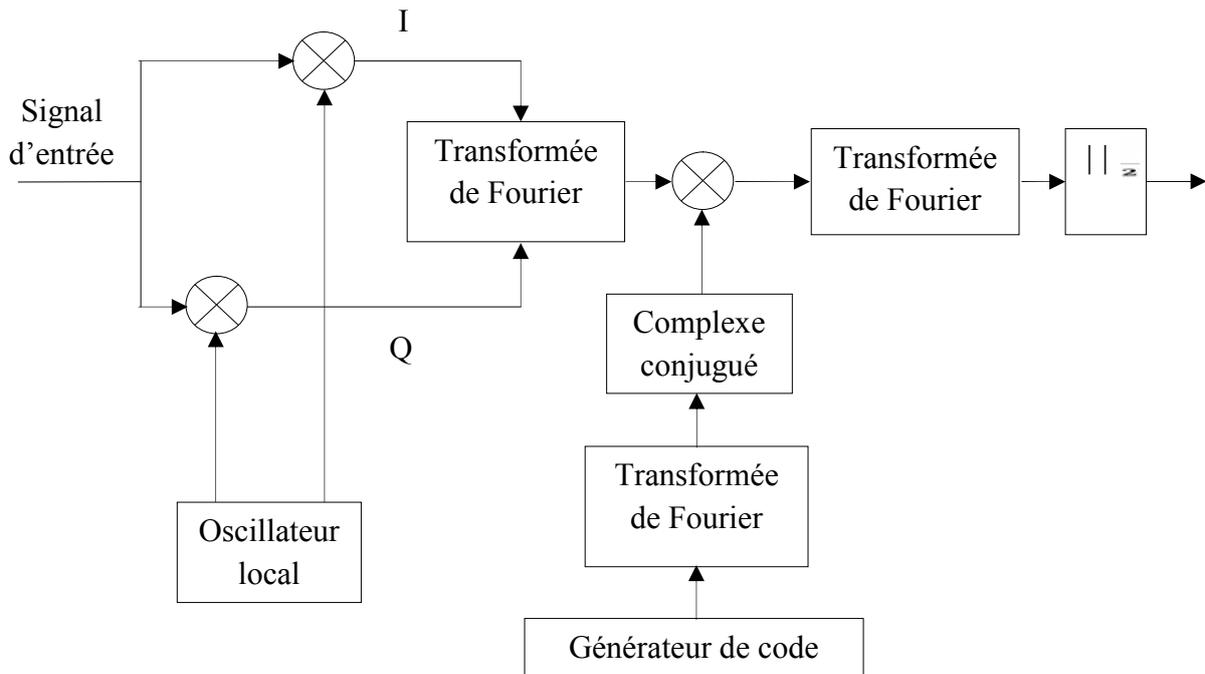


Figure 4.4 : Acquisition en recherche parallèle sur le code.

- Méthode 3 : acquisition parallèle dans le domaine fréquentiel

Dans cette méthode le signal reçu est multiplié par le code  $c[n]$  à chaque instant, comme dans la première méthode, obtenant ainsi la séquence :

$$q_i[m] = r[\tau - N + 1 + m]c[m] \quad 4.13$$

La transformée de Fourier discrète est ensuite calculée, soit :

$$Y(\tau, F_D) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} q_i[m] e^{-j2\pi F_D m} \quad 4.14$$

La fonction d'ambiguïté est enfin évaluée comme :

$$S(\tau, F_D) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} q_i[m] e^{-j\frac{2\pi}{N}lm} \quad 4.15$$

Avec cette méthode l'espace de recherche tout au long des fréquences dépend de la fréquence d'échantillonnage et le nombre d'échantillons N.

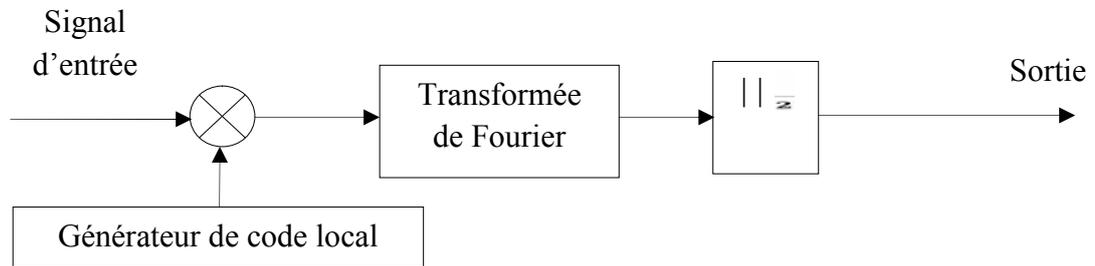


Figure 4.5: Acquisition en recherche parallèle sur la fréquence.

#### 4.2.3. Détection d'enveloppe et moyenne :

Après l'évaluation de la CAF, l'étage d'acquisition doit supprimer la dépendance en phase du signal. La manière la plus simple est de considérer le module au carré de la CAF. Donnant ainsi pour chaque cellule de recherche l'expression suivante :

$$S(\tau, F_D) = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n-\tau] e^{-j2\pi F_D n} \right|^2 \quad 4.16$$

L'intégration  $\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} ( )$  avant le détecteur d'enveloppe réduit le bruit, ceci revient à l'estimation de la fonction d'ambiguïté CAF avant le détecteur d'enveloppe, ce processus est appelé l'intégration cohérente. Cette méthode offre de meilleures performances en termes de réduction de la variance du bruit. L'enveloppe est alors donnée suivant les deux voies en phase et en quadrature par :

$$S(\tau, F_D) = Y_I^2(\tau, F_D) + Y_Q^2(\tau, F_D) \quad 4.17$$

#### 4.2.4. Détection et décision:

Une fois la fonction  $S(\tau, F_D)$  est évaluée, le système peut prendre la décision de la présence ou de l'absence du satellite. L'étage de détection contrôle les blocks précédents.

#### 4.2.5. Multi test et vérification:

Quand une première décision concernant la présence d'un satellite et une première estimation des retards temporels et fréquentiels sont déterminés, cet étage peut améliorer la précision de ces mesures, en utilisant plusieurs valeurs de  $S(\tau, F_D)$  et en évaluant des

portions ultérieures du signal d'entrée. En général, cet étage n'a pas besoin d'évaluer plus d'une  $S(\tau, F_D)$  puisque il fonctionne avec d'autres blocks en échangeant les données ultérieures utiles pour les calculs.

#### 4.3. Les courbes de performances :

Le principe général d'un système de détection est la détermination de la présence d'un signal dans un milieu bruité (figure 4.6). Le signal d'entrée est traité, une variable de décision est générée pour la décision de la présence ou de l'absence du signal. Le signal d'entrée est caractérisé par un rapport de la puissance du signal à celle du bruit SNR. Le signal d'entrée peut être affecté par plusieurs facteurs tels que les interférences.

Un étage d'acquisition est en premier lieu un processus de la décision de la présence ou de l'absence d'un signal transmis par un satellite, pour cela, l'étage d'acquisition peut être caractérisé par les mêmes paramètres d'un détecteur.

Une courbe de performance ROC (Receiver Operating characteristics) fournit la variation de la probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausse alarme, pour un rapport de la puissance du signal à celle du bruit SNR donné.

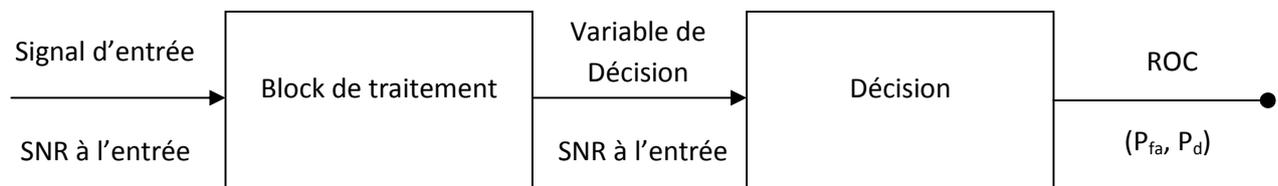


Figure 4.6 : Schéma général de la détection.

#### 4.4. Intégration cohérente et non Cohérente :

##### 4.4.1. Intégration cohérente :

Les récepteurs GPS utilisent la technique de l'intégration cohérente pour améliorer le rapport signal à bruit SNR (Signal to Noise Ratio), cette technique est utilisée avant le détecteur d'enveloppe [5].

L'intégration cohérente est une sommation cohérente, c'est une moyenne de plusieurs échantillons de corrélation. Si plusieurs échantillons sont sommés, la contribution du bruit à la sortie du détecteur d'enveloppe est réduite, puisque le bruit est à moyenne nulle, et la

contribution du signal est améliorée. Les cellules de l'espace de recherche qui contiennent seulement le bruit sont réduites, et les cellules de recherche contenant le signal sont augmentées, le résultat est que la sortie du détecteur d'enveloppe est semblable à une matrice de corrélation en absence du bruit.

Dans l'intégration cohérente, quand un intégrateur parfait est utilisé, si on intègre  $n$  impulsions le SNR sera amélioré par le même facteur [12].

Il est possible de démontrer, par exemple, qu'en doublant le temps d'intégration, le SNR à la sortie du détecteur d'enveloppe sera doublé (cela correspond à une amélioration de 3dB).

Le nombre maximum de périodes de codes à intégrer est limité par les facteurs suivant :

- L'effet Doppler sur le code ; en effet, si une intégration très longue est réalisée, les effets Doppler résiduels (dus à la résolution choisie pour l'acquisition) peuvent affecter le résultat, en dégradant l'amplitude du pic de corrélation ;
- Les transitions des bits de données, si une transition de bits a eu lieu dans une fenêtre d'intégration cohérente, la valeur du résultat de corrélation est réduite ;

En considérant l'acquisition du signal AltBoc, en plus des deux facteurs suscités, la présence de codes secondaires peut causer une inversion des signes dans l'opération de corrélation durant l'intervalle de corrélation. Pour cela, seulement une période de code primaire (qui correspond à un chip du code secondaire) doit être générée localement et corréler, ainsi, l'acquisition est insensible aux transitions du code secondaires. Le temps d'intégration est alors forcé à 1 ms (une période du code primaire). Toutes fois, la technique d'intégration non cohérente peut être utilisée pour améliorer le SNR.

#### 4.4.2. Intégration non cohérente :

Comme il est schématisé dans la figure 4.7, une sommation non cohérente, qui est appelée aussi intégration non cohérente peut être utilisée après le détecteur d'enveloppe, dans ce cas la puissance du bruit et du signal sont augmentées.

Si une intégration non cohérente est réalisée durant deux périodes de code, la puissance du bruit est améliorée par un facteur de 2 et le bruit par  $\sqrt{2}$ , le SNR est augmenté alors de  $\sqrt{2}$  ou 1.5 dB [5].

En comparant l'intégration cohérente et non cohérente durant le même nombre de périodes de codes, le gain obtenu en termes de SNR pour l'intégration non cohérente est moindre. Cela est dû au fait qu'après le détecteur d'enveloppe est non centré, comme dans le cas d'une intégration cohérente. Ainsi, une augmentation du temps dans le cas d'une intégration non cohérente est moins intéressante qu'une augmentation du temps d'une intégration cohérente. Pour le signal AltBoc E5, le temps d'intégration cohérente est limité à 1 ms, pour cela, seulement le nombre des sommations non cohérentes peuvent être augmenté pour augmenter le SNR résultant.

En conclusion, pour le signal AltBoc, l'approche standard d'acquisition est recommandée avec une intégration cohérente d'une seule période du code primaire et plusieurs sommations non cohérentes pour améliorer le SNR.

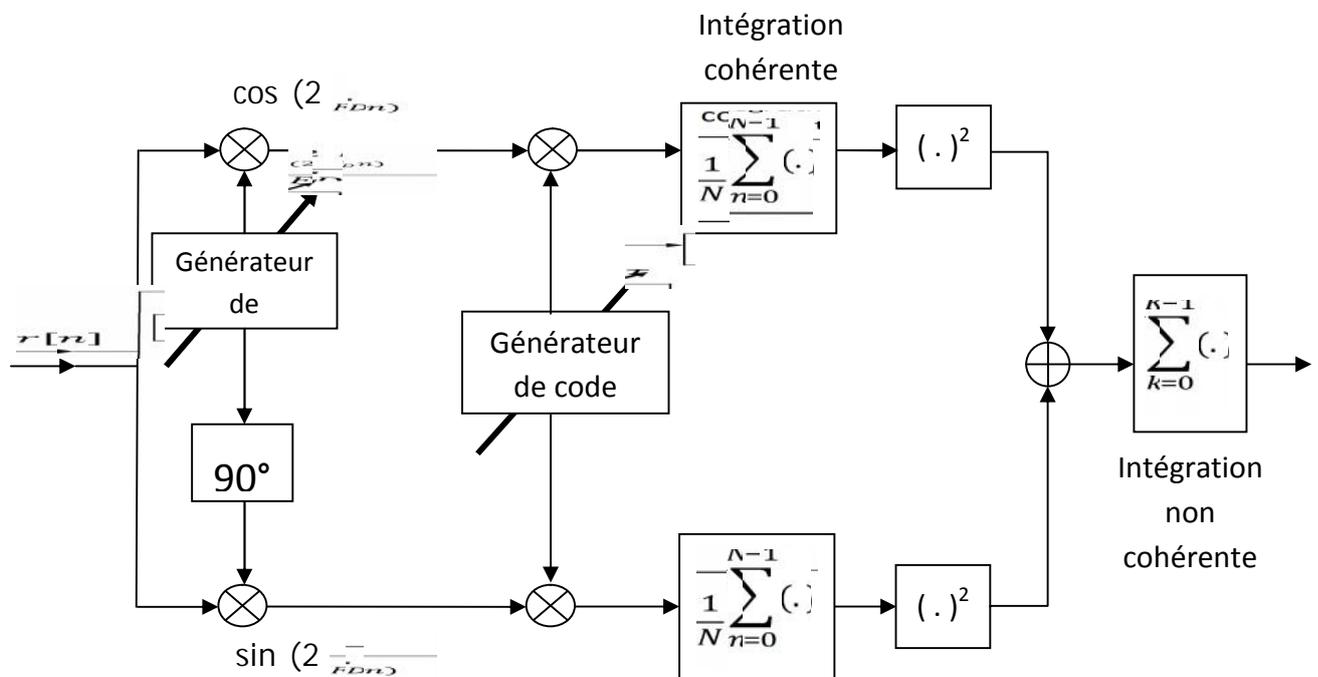


Figure 4.7 : Acquisition avec une intégration non cohérente.

## **CHAPITRE 5**

### **ACQUISITION DU SIGNAL ALTBoc E5 A SEUIL FIXE ET ADAPTATIF**

#### 5.1. Introduction :

Les signaux GNSS modernes sont composés de deux composants, le canal de données et le canal pilote. Le premier contient le message de navigation et le deuxième ne contient pas de données mais seulement les codes, ce dernier est utilisé pour déterminer les pseudos distances, permettant des temps d'intégration importants. Le signal AltBoc E5 en est un exemple. Le seul inconvénient d'avoir un canal pilote et un canal de données est qu'en traitant les deux canaux séparément, la moitié de la puissance est perdue.

Il est cependant possible d'exploiter la puissance totale issue des deux canaux, cela en combinant les deux canaux pilote et données au niveau de l'étage d'acquisition. En effet, le fait d'avoir deux canaux laisse le champ de développer les techniques d'acquisition très large.

Nous présentons dans ce chapitre trois méthodes d'acquisition du signal AltBoc, acquisition des deux canaux pilote et données séparément, dans ce cas, les deux canaux sont traités indépendamment, l'acquisition avec combinaison non cohérente des deux canaux où les sorties des deux corrélateurs des canaux des données et pilote seront additionnées, et enfin l'acquisition cohérente qui est une combinaison cohérente des deux canaux (c'est-à-dire avant le détecteur d'enveloppe) et ce en multipliant le signal reçu par deux codes locaux générés en combinant les deux codes pilote et données.

Généralement, l'approche de détection implémentée dans les récepteurs actuels, impose de choisir un seuil de détection fixe. Le pic d'acquisition est facilement détecté en utilisant ce principe, il est cependant convenable de penser à l'applicabilité d'une détection adaptative pour l'acquisition de ces signaux GNSS. La détection adaptative permettra de garantir un seuil adaptatif et surtout de conserver un taux de fausses alarmes constant. Notre contribution se résume à ce niveau, nous proposons d'utiliser la détection adaptative CFAR (Constant False Alarm Rate) qui était auparavant utilisée dans les radars, pour la détection du pic d'acquisition.

Un centre de fusion CFAR sera enfin proposé afin d'améliorer la probabilité de détection, en utilisant la règles AND et OR, les probabilités de détection et de fausse alarme seront développées.

## 5.2. Approche statistique de l'étage d'acquisition du signal AltBoc E5 à seuil fixe :

Le signal AltBoc E5 peut être modélisé comme suit :

$$y_i(t) = A_i e_{D,i}(t - \tau_{0,i}^a) \cos(2\pi(f_{IF} + f_{d,0}^i)t + \phi_{0,i}) + A_i e_{P,i}(t - \tau_{0,i}^a) \sin(2\pi(f_{IF} + f_{d,0}^i)t + \phi_{0,i}) \quad 5.1$$

$e_{D,i}$  et  $e_{P,i}$  sont les composantes des canaux de données et pilote, qui sont données en général par :

$$e_{D,i}(t) = d_i(t)S_{b,i}(t)S_{D,i}(t)C_{D,i}(t) \\ e_{P,i}(t) = S_{b,i}(t)S_{P,i}(t)C_{P,i}(t) \quad 5.2$$

Où  $d_i(t)$  est le message de navigation,  $S_{b,i}(t)$  est un signal obtenu par répétition périodique de la sous porteuse,  $S_{D,i}(t)$  et  $S_{P,i}(t)$  sont les codes secondaires et  $C_{D,i}(t)$  et  $C_{P,i}(t)$  sont les codes primaires. En considérant la puissance  $C_i$  le signal peut être alors écrit comme suit :

$$y_i[n] = \sqrt{C_i} e_{D,i}(n - \tau_{0,i}) \cos(2\pi F_{D,0}^i n + \phi_{0,i}) + \sqrt{C_i} e_{P,i}(n - \tau_{0,i}) \sin(2\pi F_{D,0}^i n + \phi_{0,i}) \quad 5.3$$

$$\text{Où } \tau_{0,i} = \tau_{0,i}^a / T_s \text{ et } F_{D,0}^i = (f_{if} + f_{d,0}^i) T_s \quad 5.4$$

En considérant le signal provenant d'un seul satellite, le modèle deviendra :

$$r_i[n] = \sqrt{C} e_D(n - \tau_0) \cos(2\pi F_{D,0} n + \phi_0) + \sqrt{C} e_P(n - \tau_0) \sin(2\pi F_{D,0} n + \phi_0) + \eta[n] \quad 5.5$$

### 5.2.1. Acquisition sans combinaison des deux canaux pilote et données :

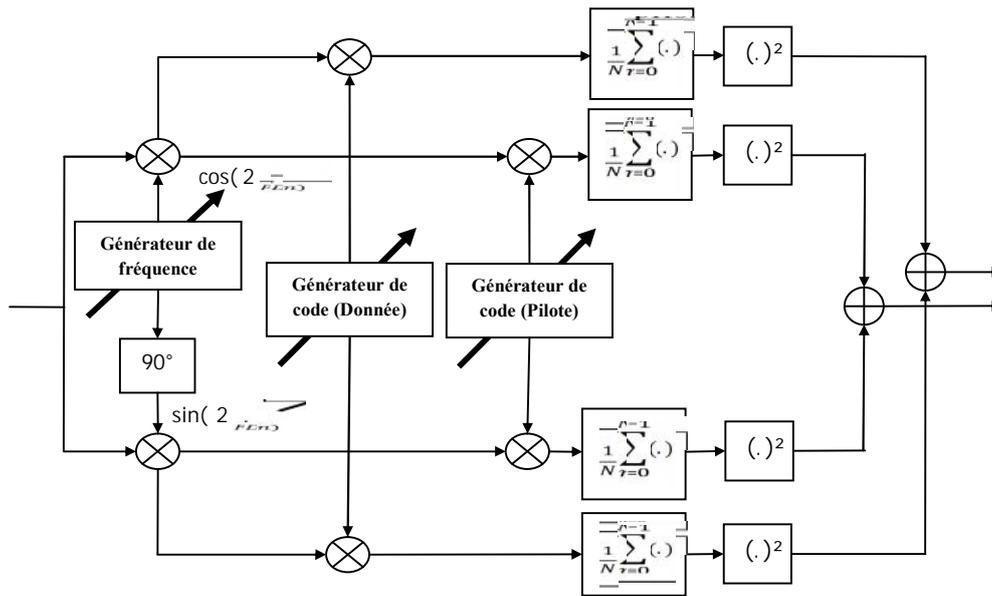


Figure 5.1 : Acquisition du signal AltBoc sans combinaison des deux canaux.

- Modélisation statistique :

Nous avons déjà vu que dans les systèmes de détection, 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 d'un signal GNSS, 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.

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

$$P_{fa}(\beta) = P(X > \beta \mid H_0) = P(X > \beta \mid \tau \neq \tau_0 \cup F_D \neq F_{D,0}) \quad 5.6$$

$$P_d(\beta) = P(X > \beta \mid H_1) = P(X > \beta \mid \tau = \tau_0 \cap F_D = F_{D,0}) \quad 5.7$$

La variable  $X$  est une variable aléatoire qui peut définir deux types de variables aléatoires, le domaine cellulaire et le domaine de décision ; soit :

$$X = \begin{cases} S(\tau, F_D) \\ D \end{cases} \quad 5.8$$

Considérons seulement le domaine cellulaire, soit :  $X = S(\tau, F_D)$ . Quand seulement l'intégration cohérente est utilisée comme dans la figure 5.1, chaque cellule de recherche est donnée par :

$$S(\tau, F_D) = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n-\tau] e^{-j2\pi F_D n} \right|^2 \quad 5.9$$

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.

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

$$\begin{aligned} \text{Var}[Y_I(\tau, F_D)] &= \text{Var} \left[ \text{Re} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n-\tau] e^{-j2\pi F_D n} \right\} \right] \\ &= \text{Var} \left[ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n-\tau] \cos(2\pi F_D n) \right] \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \text{Var} [r(n) c[n-\tau] \cos(2\pi F_D n)] \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\sigma_{IF}^2}{2} = \frac{\sigma_{IF}^2}{2N} \end{aligned} \quad 5.10$$

$$\begin{aligned} \text{Var}[Y_Q(\tau, F_D)] &= \text{Var} \left[ \text{Im} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n-\tau] e^{-j2\pi F_D n} \right\} \right] \\ &= \text{Var} \left[ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n-\tau] \sin(2\pi F_D n) \right] \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \text{Var} [r(n) c[n-\tau] \sin(2\pi F_D n)] \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\sigma_{IF}^2}{2} = \frac{\sigma_{IF}^2}{2N} \end{aligned} \quad 5.11$$

Posons alors :

$$\text{Var}[Y_I(\tau, F_D)] = \text{Var}[Y_Q(\tau, F_D)] = \sigma_n^2 \quad 5.12$$

Sous l'hypothèse  $H_0$ ,  $E[S(\tau, F_D)] = 0$ , ainsi :

$$S(\tau, F_D) \setminus H_0 = Y_I^2(\tau, F_D) + Y_Q^2(\tau, F_D) \setminus H_0 \sim \exp \left( \frac{1}{2\sigma_n^2} \right) \quad 5.13$$

La variable  $S(\tau, F_D) \setminus H_0$  suit une loi exponentielle de paramètre  $\frac{1}{2\sigma_n^2}$ , cela pourrait se démontrer en utilisant des transformations des variables aléatoires, la fonction de densité de probabilité est donnée par :

$$f_0(s) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) \quad 5.14$$

La probabilité de fausse alarme est :

$$P_{fa}(\beta) = \int_{\beta}^{+\infty} f_0(s) ds = \exp\left(-\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right) \quad 5.15$$

Sous l'hypothèse  $H_1$ ,  $Y_I(\tau, F_D)$  et  $Y_Q(\tau, F_D)$  ne sont plus des variables centrées ; les espérances sont données par :

$$\begin{aligned} E[Y_I(\tau, F_D)] &= E\left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] c[n-\tau] \cos(2\pi F_D n)\right] \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} E[y(n) + (n)] c[n-\tau] \cos(2\pi F_D n) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) c[n-\tau] \cos(2\pi F_D n) \\ &= \frac{A}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c^2[n-\tau_0] \cos(2\pi F_{D,0} n + \varnothing_0) \cos(2\pi F_{D,0} n) \\ &= \frac{A}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} [\cos(\varnothing_0) + \cos(4\pi F_{D,0} n + \varnothing_0)] \\ &= \frac{A}{2} \cos \varnothing_0 \end{aligned} \quad 5.16$$

$$E[Y_Q(\tau, F_D)] = \frac{A}{2} \sin \varnothing_0 \quad 5.17$$

Nous avons alors les deux variables :

$$Y_I(\tau, F_D) \setminus H_1 \sim N\left(\frac{A}{2} \cos \varnothing_0, \frac{\sigma_{IF}^2}{2N}\right)$$

$$Y_Q(\tau, F_D) \setminus H_1 \sim N\left(\frac{A}{2} \sin \varnothing_0, \frac{\sigma_{IF}^2}{2N}\right) \quad 5.18$$

La somme des carrés de deux variables Gaussiennes non centrées indépendantes est une variable de distribution  $\chi^2$ , avec deux degrés de liberté avec un paramètre de non centralité  $\lambda$  ; soit :

$$S(\tau, F_D) \setminus H_1 = Y_I^2(\tau, F_D) + Y_Q^2(\tau, F_D) \setminus H_1 \sim \chi_{nc,2}^2(\lambda, \sigma_n^2) \quad 5.19$$

$$\text{Où: } \lambda = E^2[Y_I(\tau, F_D)] + E^2[Y_Q(\tau, F_D)] = \frac{A^2}{4} \quad 5.20$$

La fonction de densité de probabilité est alors donnée par:

$$f_1(s) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s+\lambda}{2\sigma_n^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{s\lambda}}{\sigma_n^2}\right) \quad 5.21$$

Où  $I_0(\cdot)$  est la fonction de Bessel du premier type et d'ordre 0. La probabilité de détection est alors donnée par :

$$P_d(\beta) = \int_{\beta}^{\infty} f_1(s) ds = \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s+\lambda}{2\sigma_n^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{s\lambda}}{\sigma_n^2}\right) = Q_1\left(\sqrt{\frac{\lambda}{\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{\beta}{\sigma_n^2}}\right) \quad 5.22$$

Où  $Q_x(a, b)$  est la fonction Q définie par :

$$Q_K(a, b) = \frac{1}{a^{K-1}} \int_b^{+\infty} x^K \exp\left\{-\frac{a^2+x^2}{2}\right\} I_{K-1}(ax) dx \quad 5.23$$

- Simulations et résultats:

La figure 5.2 montre le résultat de l'acquisition du canal de données, le résultat est un pic dans un milieu bruité placé exactement aux décalages incorporé au signal d'entrée; c'est le principe de l'opération d'acquisition ; en effet, l'acquisition est une recherche en temps et en fréquence qui permet de donner une estimation des retards fréquentiels et temporel.

La figure 5.3 montre la variation de la probabilité de fausses alarmes en fonction du seuil, plus que le seuil est important, la probabilité de fausses alarmes est moindre.

La figure 5.4 illustre la courbe de performance représentant la probabilité de détection en fonction du SNR pour deux valeurs différentes de probabilités de fausse alarme. La meilleure performance s'obtient pour des SNR plus important ; plus le signal est fort, plus il est mieux détectable mais aussi, nous remarquons que plus la probabilité de fausse alarme est

importante la performance est meilleure, c'est la caractéristique de la détection à seuil fixe, si la probabilité de détection augmente la probabilité de fausse alarme augmente aussi. Les probabilités théoriques ont été validées par la simulation de Monte Carlo.

La figure 5.5 illustre une autre forme de courbe de performance, soit la probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausse alarme pour deux valeurs du rapport SNR et bien évidemment pour un rapport signal à bruit plus important la performance est mieux.

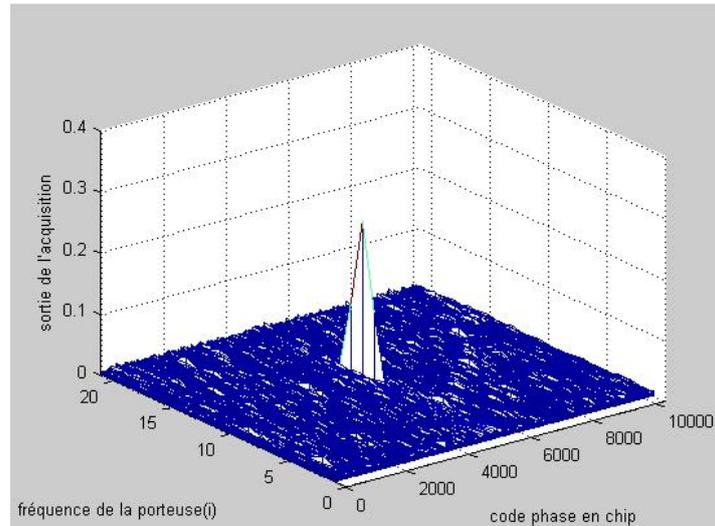


Figure 5.2 : Acquisition du canal de données.

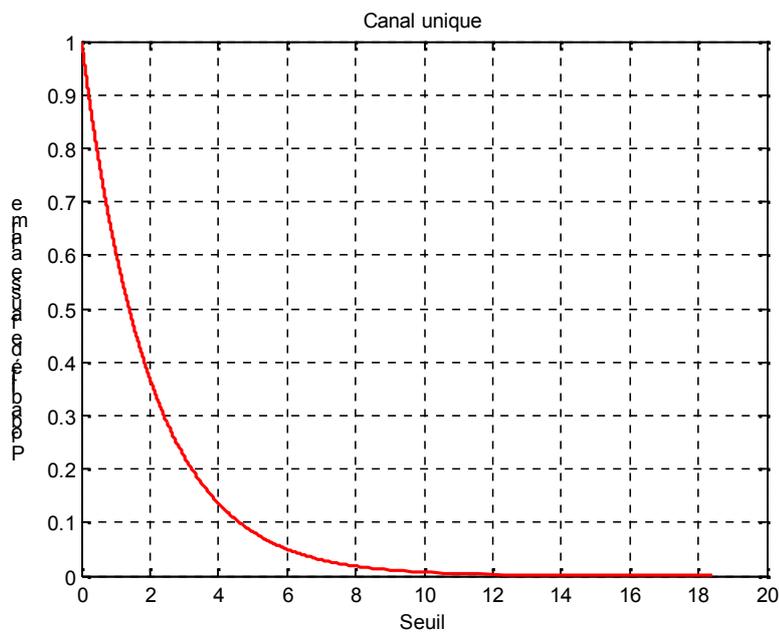


Figure 5.3 : Probabilité de fausses alarmes pour un canal unique.

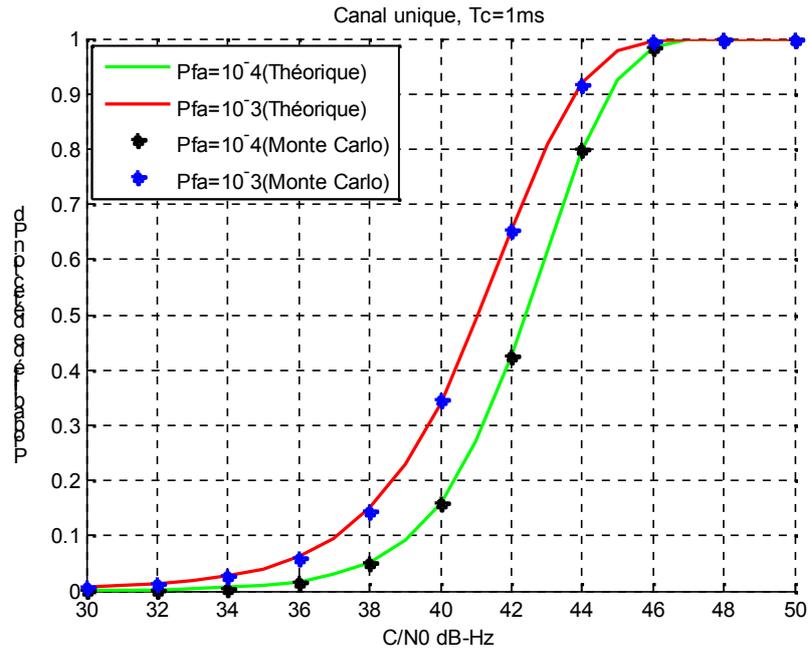


Figure 5.4 : Probabilité de détection en fonction du SNR : canal unique.

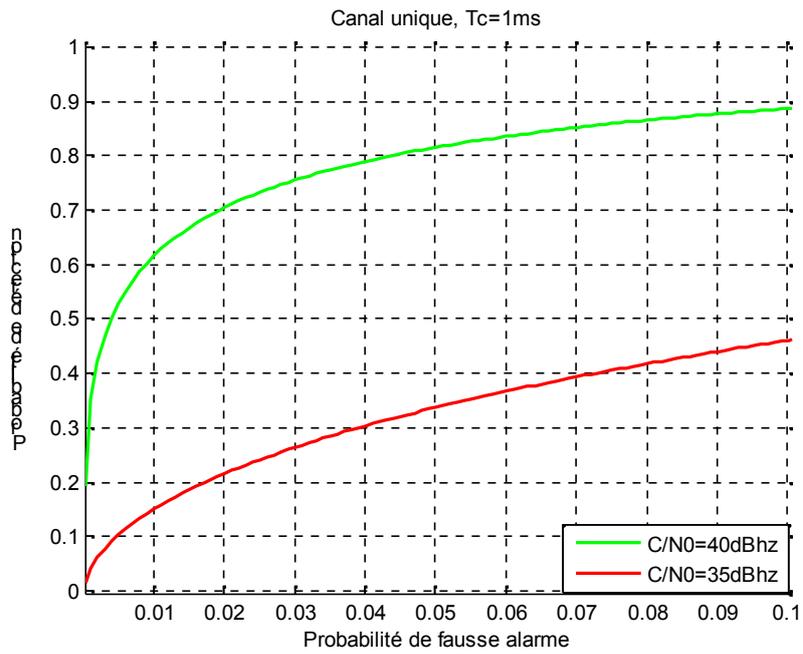


Figure 5.5 : Probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausses alarmes : canal unique.

### 5.2.2. Acquisition non cohérente:

- Modélisation statistique:

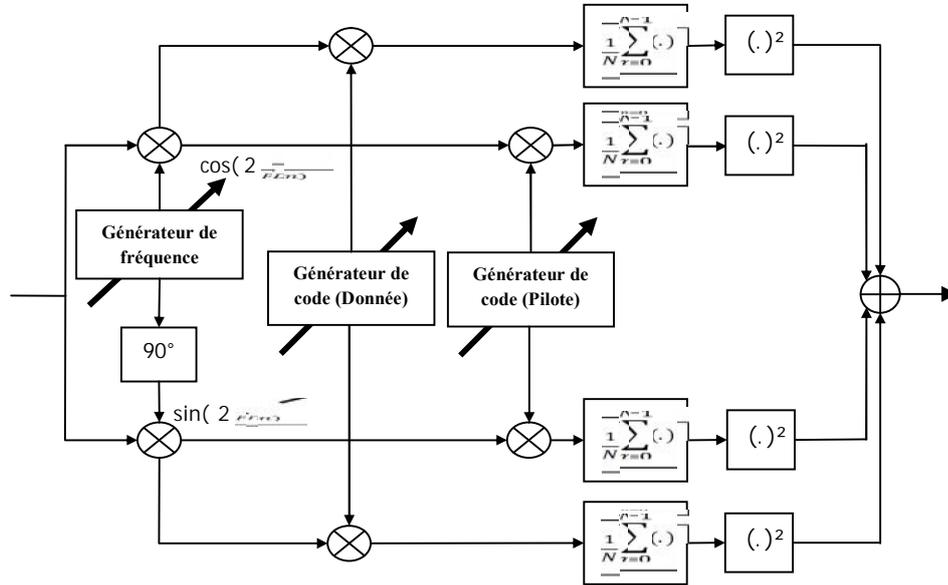


Figure 5.6 : Acquisition non cohérente du signal AltBoc.

Cette méthode consiste à corréler le signal d'entrée avec les répliques du code de données et pilote séparément. Les sorties des corrélateurs sont ensuite mises au carré puis sommées d'une manière non cohérente. La figure 5.6 illustre cet étage, il contient deux corrélateurs fonctionnant séparément dont les sorties seront additionnées.

Comme pour un étage d'acquisition à canal unique, les sorties des corrélateurs peuvent être écrites comme suit :

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

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

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

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

Les composantes de l'équation 5.24 sont combinées pour obtenir la variable statistique de décision suivante :

$$S(\tau, F_D) = Y_{D,I}^2(\tau, F_D) + Y_{D,Q}^2(\tau, F_D) + Y_{P,I}^2(\tau, F_D) + Y_{P,Q}^2(\tau, F_D) \quad 5.25$$

Dans ce cas, la variable  $S(\tau, F_D)$  est de distribution  $\chi^2$  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 :

$$f_1(s) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \sqrt{\left(\frac{s}{\lambda}\right)} \exp\left(-\frac{s+\lambda}{2\sigma_n^2}\right) I_1\left(\frac{\sqrt{s\lambda}}{\sigma_n^2}\right) \quad 5.26$$

Le paramètre de non centralité est égal à  $2\lambda$  avec  $\lambda = \frac{A^2}{4}$  5.27

La fonction  $I_1(\cdot)$  est la fonction de Bessel de type 1 et d'ordre 1.

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

$$f_0(s) = \frac{1}{4\sigma_n^4} s \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) \quad 5.28$$

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

$$P_{fa}(\beta) = \int_{\beta}^{\infty} f_0(s) ds = \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{4\sigma_n^4} s \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) = \exp\left\{-\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right\} \left(1 + \frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right) \quad 5.29$$

$$P_d(\beta) = \int_{\beta}^{\infty} f_1(s) ds = \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_n^2} \sqrt{\left(\frac{s}{\lambda}\right)} \exp\left(-\frac{s+\lambda}{2\sigma_n^2}\right) I_1\left(\frac{\sqrt{s\lambda}}{\sigma_n^2}\right) = Q_2\left(\sqrt{\frac{A}{2\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{\beta}{\sigma_n^2}}\right) \quad 5.30$$

- Simulations et résultats:

La figure 5.7 montre la variation de la probabilité de fausses alarmes en fonction du seuil de détection, la probabilité de fausses alarmes varie en fonction du seuil, elle diminue en augmentant le seuil.

La figure 5.8 illustre les courbes de performance représentant la probabilité de détection en fonction du SNR, pour deux valeurs différentes de la probabilité de fausses alarmes, pour des rapports importants la détection est meilleure, et la probabilité de détection est élevée pour une probabilité de fausse alarme plus importante. Les simulations ont été validées par la simulation de Monte Carlo.

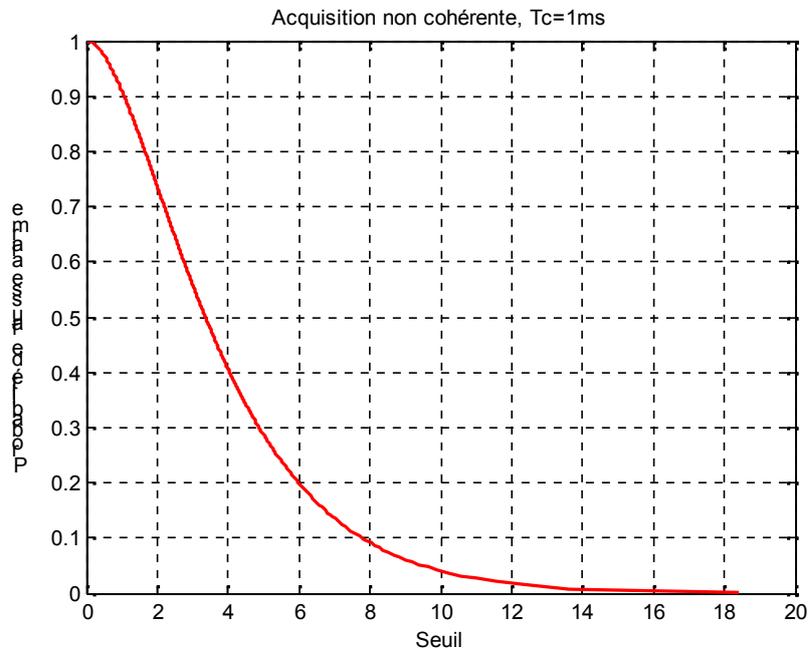


Figure 5.7 : Probabilité de fausses alarmes en fonction du seuil: Acquisition non cohérente.

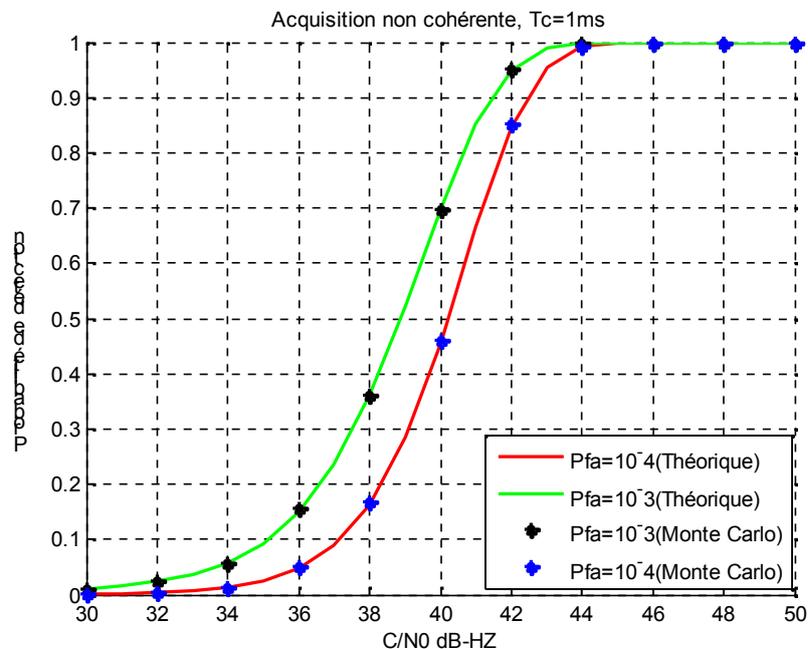


Figure 5.8 : Probabilité de détection en fonction du SNR : Acquisition non cohérente.

Une autre forme de représentation de la courbe de performance est présentée dans la figure 5.9 ; la probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausses alarmes pour deux valeurs différentes du SNR. Plus le rapport signal à bruit est important, mieux elle est la performance.

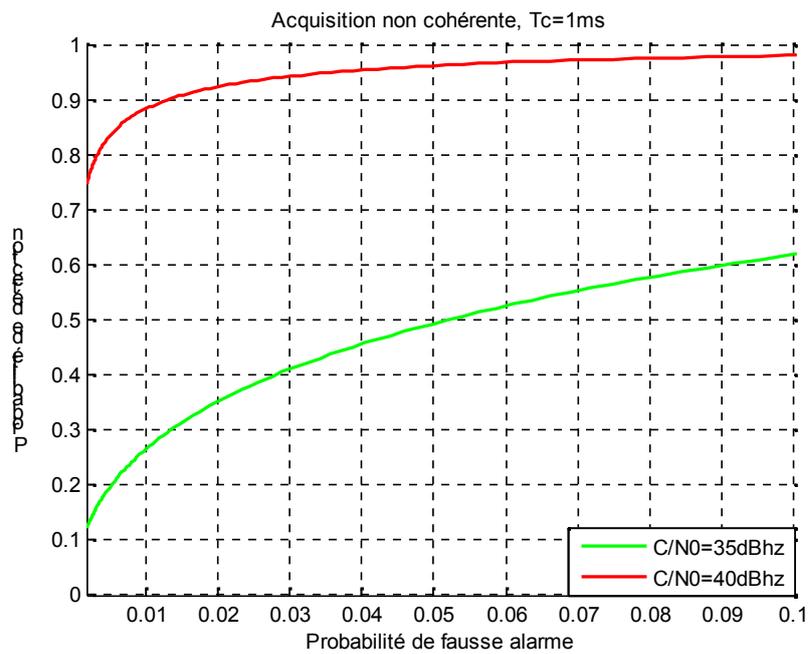


Figure 5.9 : Probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausses alarmes:  
Acquisition non cohérente.

### 5.2.3. Acquisition cohérente:

- Modélisation statistique:

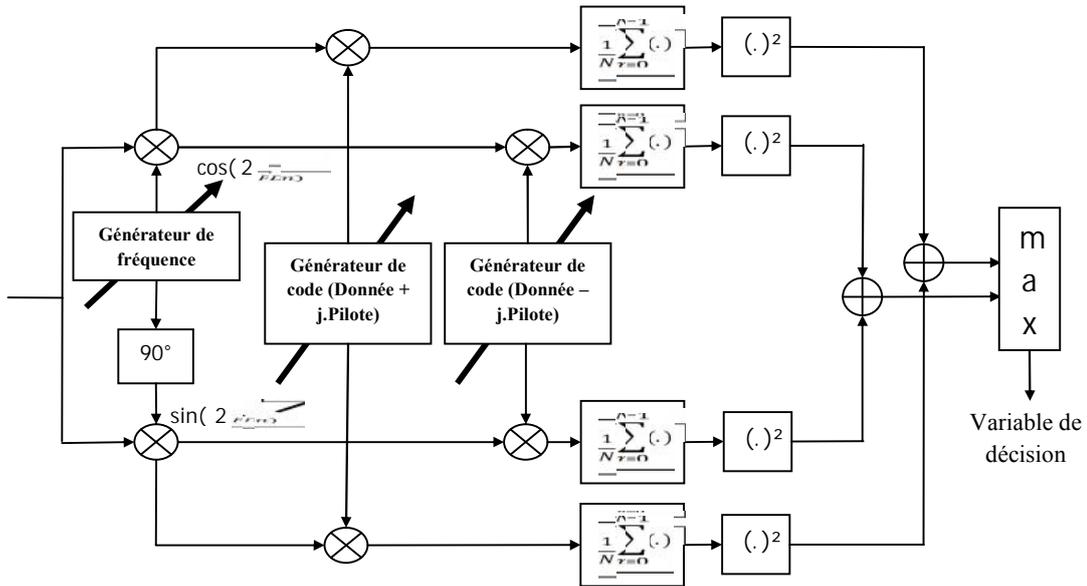


Figure 5.10 : Acquisition cohérente du signal AltBoc.

Le but de toute technique d'acquisition en termes de performance est d'exploiter la totalité de la puissance disponible. L'acquisition cohérente prend idée de ce principe ; en estimant le signe entre le canal pilote et données, la totalité de la puissance pourrait être exploitée.

Le signal reçu est multiplié par deux répliques locales des codes, suivant les deux canaux pilote et données; soit :

$$\begin{cases} C_d[n] + jC_p[n] \\ C_d[n] - jC_p[n] \end{cases} \quad 5.31$$

La variable de décision est cette fois ci le maximum entre les deux corrélations réalisées avec le code  $C_d[n] + jC_p[n]$  et  $C_d[n] - jC_p[n]$ , soit :

$$S(\tau, F_D) = \max \left\{ \left| Y^+(\tau, F_D) \right|^2, \left| Y^-(\tau, F_D) \right|^2 \right\} \quad 5.32$$

Où :

$$Y^+(\tau, F_D) = Y_D(\tau, F_D) + jY_P(\tau, F_D) = [Y_{D,I}(\tau, F_D) + jY_{D,Q}(\tau, F_D)] + j[Y_{P,I}(\tau, F_D) + jY_{P,Q}(\tau, F_D)] \quad 5.33$$

$$Y^-(\tau, F_D) = Y_D(\tau, F_D) - jY_P(\tau, F_D) = [Y_{D,I}(\tau, F_D) + jY_{D,Q}(\tau, F_D)] - j[Y_{P,I}(\tau, F_D) + jY_{P,Q}(\tau, F_D)] \quad 5.34$$

Sous l'hypothèse  $H_0$ , la probabilité de fausse alarme peut se calculer comme suit :

$$\begin{aligned} P_{fa} &= P(s > \beta, H_0) = P\left(\max\left\{|Y^+(\tau, F_D)|^2, |Y^-(\tau, F_D)|^2\right\} > \beta, H_0\right) \\ &= 1 - P\left(\max\left\{|Y^+(\tau, F_D)|^2, |Y^-(\tau, F_D)|^2\right\} < \beta, H_0\right) \\ &= 1 - P\left(|Y^+(\tau, F_D)|^2 < \beta, H_0\right) P\left(|Y^-(\tau, F_D)|^2 < \beta, H_0\right) \end{aligned} \quad 5.35$$

$$\text{Avec : } P\left(|Y^+(\tau, F_D)|^2 < \beta, H_0\right) = P\left(|Y^-(\tau, F_D)|^2 < \beta, H_0\right) = \int_0^\beta f_0(s) ds \quad 5.36$$

Les variables  $Y^+(\tau, F_D)$  et  $Y^-(\tau, F_D)$  sont la somme des carrées de deux variables aléatoires gaussiennes, elles suivront alors une loi de khi2 centrée à deux degrés de liberté.

Après développement et intégration, la probabilité de fausse alarme s'obtient comme suit :

$$P_{fa} = 1 - \left(1 - \exp\left(-\frac{\beta}{4\sigma_n^2}\right)\right)^2 \quad 5.37$$

Sous l'hypothèse  $H_1$ , les variables  $Y^+(\tau, F_D)$  et  $Y^-(\tau, F_D)$  ne sont plus centrées, et la variable de décision  $S(\tau, F)$  est le maximum entre deux variables aléatoires centrée et non centrée.

En se référant à [13], et après intégration, la probabilité de détection est donnée par :

$$P_d = 1 - \left(1 - \exp\left(-\frac{\beta}{4\sigma_n^2}\right)\right) \left(1 - Q_1\left(\sqrt{\frac{4\lambda}{2\sigma_n^2}}, \sqrt{\frac{\beta}{2\sigma_n^2}}\right)\right) \quad 5.38$$

- Simulations et résultats:

La figure 5.11 représente la variation de la probabilité de fausses alarmes en fonction du seuil de détection. La probabilité de fausses alarmes diminue suite à l'augmentation du seuil.

La figure 5.12 illustre la variation de la probabilité de détection en fonction du rapport signal à bruit, pour deux valeurs différentes de la probabilité de fausses alarmes, la meilleure performance est obtenue pour des valeurs élevées du rapport signal à bruit, à laquelle s'ajoute une probabilité de fausses alarmes plus importante.

La figure 5.13 représente la probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausses alarmes pour deux valeurs différentes du SNR. Plus le rapport signal à bruit est important, mieux elle est la performance.

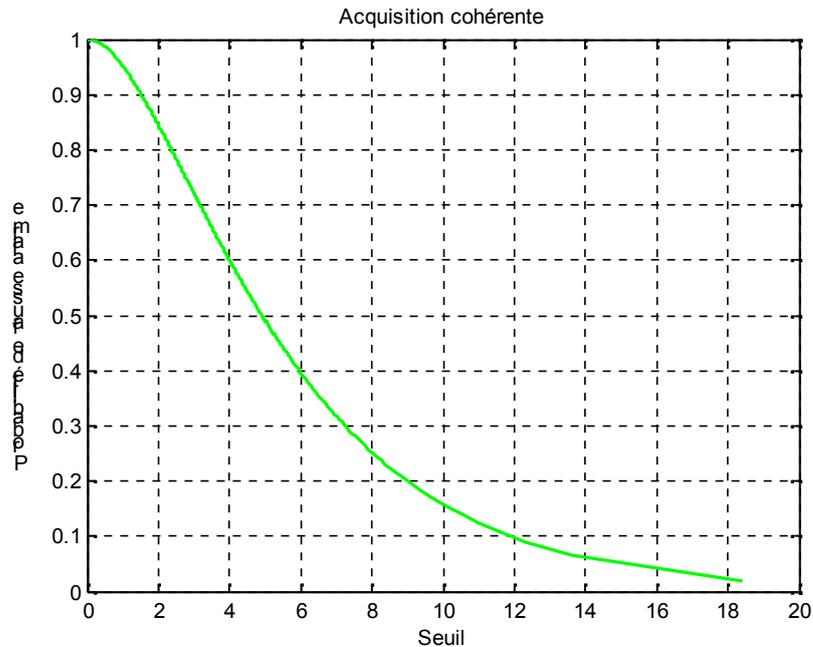


Figure 5.11 : Probabilité de fausses alarmes en fonction du seuil: Acquisition cohérente.

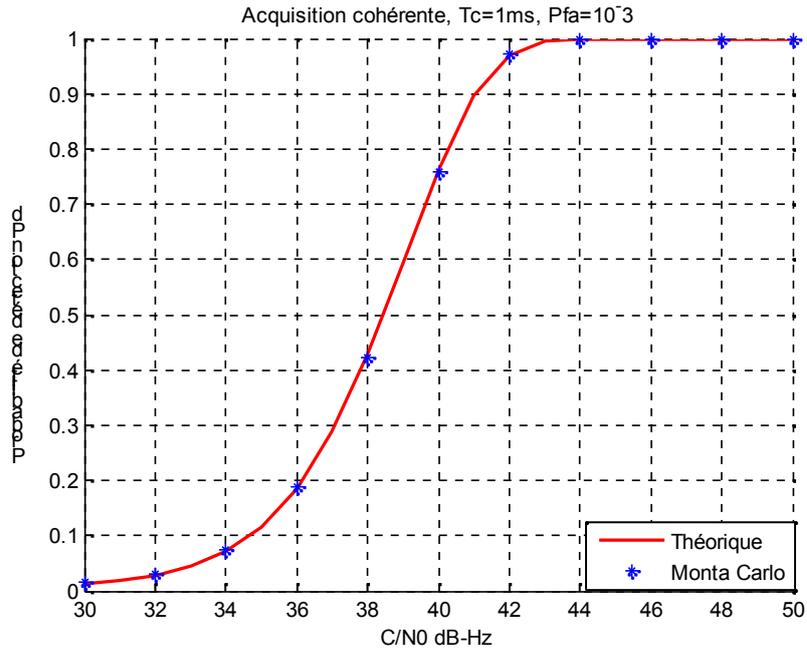


Figure 5.12 : Probabilité de détection en fonction du SNR: Acquisition cohérente.

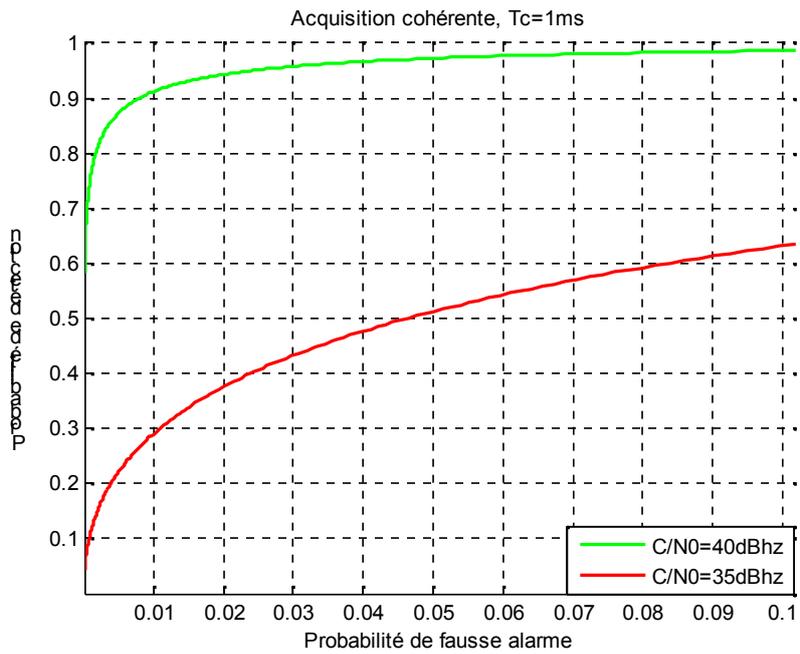


Figure 5.13 : Probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausses alarmes : Acquisition cohérente.

Les figure 5.14 et 5.15 montrent une comparaison entre les trois méthodes en terme de performance et ce en comparant la probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausses alarmes suivant une échelle logarithmique et linéaire.

La figure 5.16 illustre la comparaison entre les trois méthodes d'acquisition  $n$ , et ce en comparant les probabilités de détection en fonction des SNR, validées par la simulation de Monte Carlo.

L'acquisition du canal unique était la plus mauvaise, ce qui est explicable par le fait que la puissance était divisée en deux, en deuxième lieu l'acquisition non cohérente et enfin l'acquisition cohérente est la meilleure de toutes les trois méthodes.

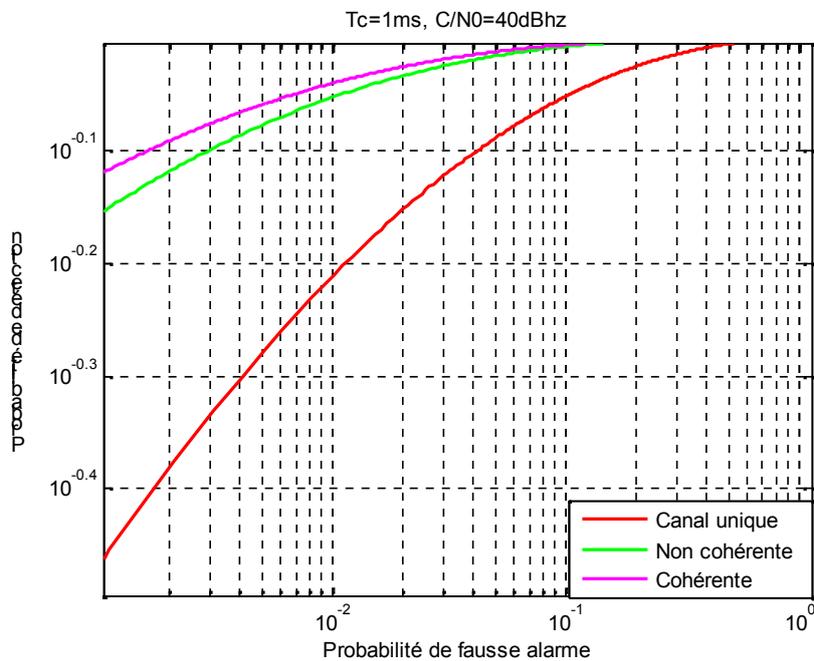


Figure 5.14 : Comparaison entre les trois méthodes, échelle logarithmique.

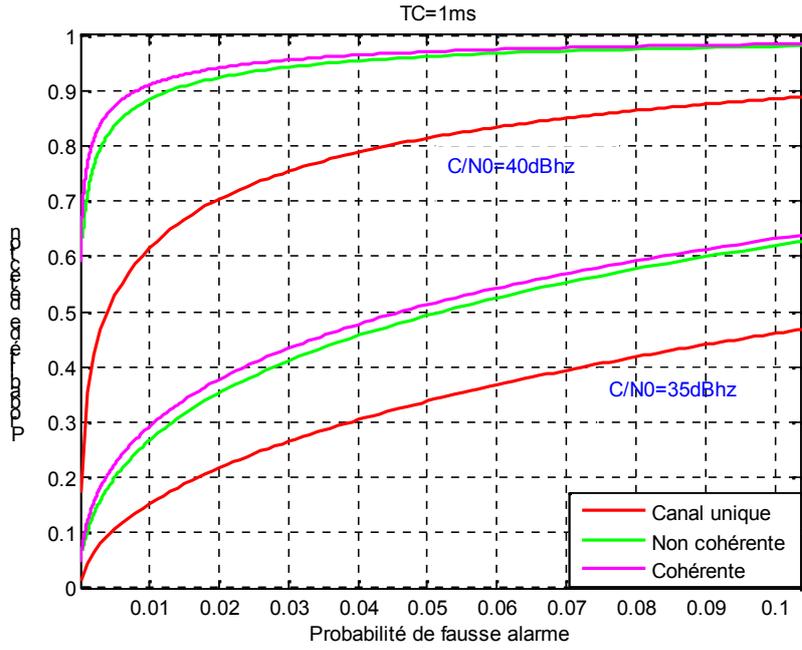


Figure 5.15 : Comparaison entre les trois méthodes, échelle linéaire.

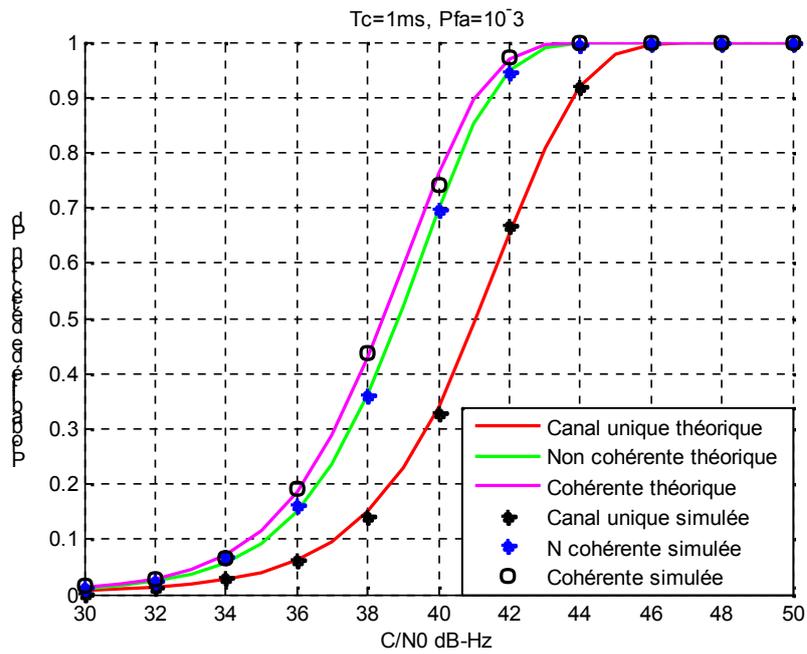


Figure 5.16 : Probabilité de détection fonction du SNR : Comparaison entre les trois méthodes.

### 5.3. Approche statistique de l'étage d'acquisition du signal AltBoc E5 a seuil adaptatif :

Nous proposons à ce niveau l'utilisation d'un détecteur CA-CFAR à la sortie de l'étage d'acquisition. Premièrement, nous utilisons un détecteur CA-CFAR à la sortie de chaque canal, et en deuxième lieu, nous combinons les deux CA-CFAR en utilisant un centre de fusion AND et OR. Nous évaluerons les probabilités de fausse alarme et de détection pour chaque cas.

#### 5.3.1. Acquisition adaptative du signal AltBoc E5 avec un détecteur CA-CFAR:

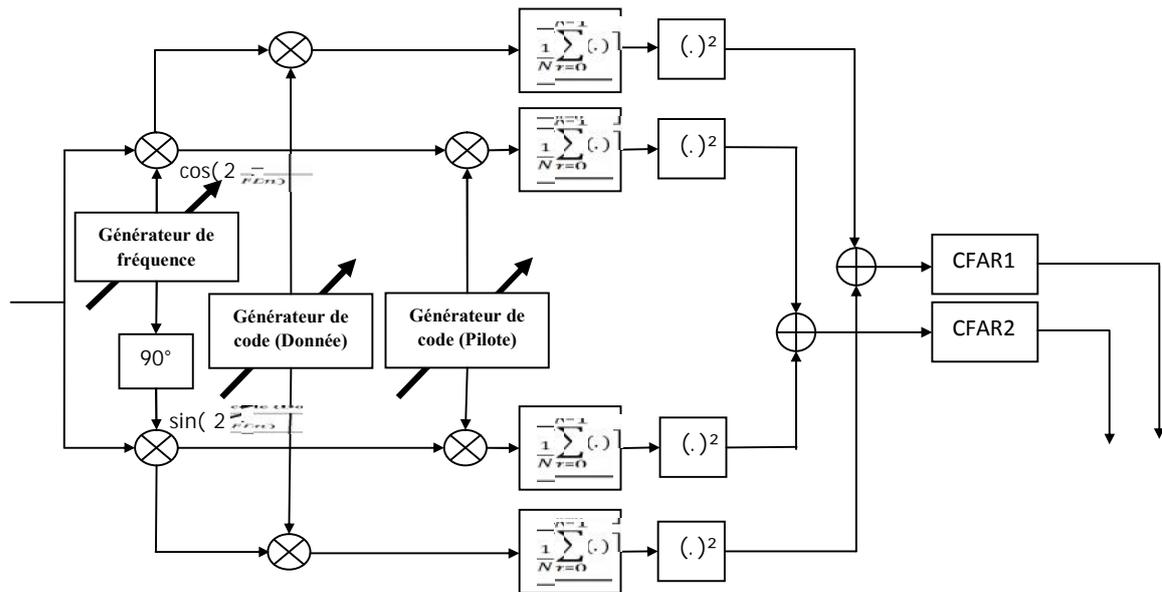


Figure 5.17 : Acquisition du signal AltBoc E5 avec un détecteur CA-CFAR.

Avant d'entamer la modélisation statistique du détecteur CA-CFA, nous élaborerons les statistiques des variables de décision du système d'acquisition de recherche série, en utilisant la détection cellule par cellule dans le contexte du système d'acquisition non cohérent, sous les hypothèses que le signal d'entrée entaché de bruit gaussien de variance  $\sigma_n^2$  et subit une atténuation  $\alpha$  de distribution de Rayleigh, soit :

$$f_\alpha(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right) \quad 5.35$$

- Modélisation statistique :

Dans le cas de la synchronisation c'est-à-dire, sous l'hypothèse  $H_1$ , les deux codes reçu et local sont fortement corrélés. La variable de décision  $S(\tau, F_D)$  est la somme des carrés de deux variables gaussiennes non centrées, elle suivra donc une loi khi2 à deux degrés de liberté non centrée.

Sous l'hypothèse  $H_0$  (non synchronisation), où soit le signal est absent ou la corrélation entre le code reçu et réplique locale tend vers zéro, la variable de décision devient la somme des carrés de deux variables gaussiennes centrées qui donnera une loi de khi2 à deux degrés de liberté centrée.

Ceci mènera aux densités de probabilité suivantes :

$$\begin{cases} f_0(s, H_0) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) \\ f_1(s/\alpha, H_1) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s+\lambda}{2\sigma_n^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{s\lambda}}{\sigma_n^2}\right) \end{cases} \quad 5.36$$

En tenant compte l'hypothèse que le canal est de type Rayleigh, le paramètre de non centralité  $\lambda$  qui est en fonction de l'amplitude du signal A, sera donné par :

$$\lambda = \frac{\alpha^2 A^2}{4} \quad 5.37$$

Pour avoir la loi statistique de la variable de décision  $S(\tau, F_D)$ , nous utilisons le théorème de Bayes en intégrant par rapport à la variable  $\alpha$  ; soit :

$$f_s(s, H_1) = \int_0^{\infty} f_s(s/\alpha, H_1) f_\alpha(\alpha) d\alpha \quad 5.38$$

En remplaçant les deux densités de probabilité, l'intégrale devient :

$$f_s(s, H_1) = \int_0^{\infty} \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s+\lambda}{2\sigma_n^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{s\lambda}}{\sigma_n^2}\right) \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right) d\alpha \quad 5.39$$

Après développement, l'intégrale peut s'écrire :

$$f_s(s, H_1) = \frac{1}{2\sigma^2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) \int_0^\infty \alpha \exp\left(-\frac{A^2\sigma^2 + 4\sigma_n^2}{8\sigma^2\sigma_n^2} \alpha^2\right) I_0\left(\alpha \sqrt{\frac{A^2s}{4\sigma_n^4}}\right) d\alpha \quad 5.40$$

En se référant à [2], et après intégration, nous trouvons :

$$f_s(s, H_1) = \frac{2}{A^2\sigma^2 + 4\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{2s}{A^2\sigma^2 + 4\sigma_n^2}\right) \quad 5.41$$

En conclusion, à la sortie de chaque canal de l'acquisition, nous aurons les lois suivantes, sous  $H_0$  et  $H_1$  :

$$\begin{cases} f_s(s, H_0) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) \\ f_s(s, H_1) = \frac{2}{A^2\sigma^2 + 4\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{2s}{A^2\sigma^2 + 4\sigma_n^2}\right) \end{cases} \quad 5.42$$

Nous allons réécrire la densité de probabilité sous  $H_1$  en fonction du rapport signal à bruit ;

$$A^2 = C \quad 5.43$$

$A$  est l'amplitude du signal,  $C$  est sa puissance.

$$\sigma_n^2 = \frac{\sigma_{lf}^2}{2N} = \frac{N_0 f_s}{2 * 2N} = \frac{N_0}{4NT_s} = \frac{N_0}{4T_c} \quad 5.44$$

$N_0$  est la variance du bruit ;

$f_s$  est la fréquence d'échantillonnage ;

$N$  est le nombre d'échantillons ;

$T_c$  est le temps d'intégration donné par :  $T_c = \frac{N}{f_s} = NT_s$ .

Exprimons  $\sigma^2$  ;

Nous avons pour une variable aléatoire de distribution de Rayleigh :

$$E[\alpha^k] = (2\alpha^2)^{k/2} \Gamma\left(1 + \frac{k}{2}\right)$$

$E[.]$  est l'opérateur de l'espérance ;

$\Gamma(.)$  est la fonction Gamma ;

Pour  $k = 2$ , nous aurons :

$$E[\alpha^2] = 2\sigma^2, \text{ d'où : } \sigma^2 = \frac{E[\alpha^2]}{2} \quad 5.45$$

Enfin, l'équation 5.42 devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} f_s(s, H_0) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) \\ f_s(s, H_1) = \frac{1/2\sigma_n^2}{\left(1 + \frac{1}{2}E[\alpha^2]\frac{C}{N_0}T_c\right)} \exp\left(-\frac{s/2\sigma_n^2}{\left(1 + \frac{1}{2}E[\alpha^2]\frac{C}{N_0}T_c\right)}\right) \end{array} \right. \quad 5.46$$

- Probabilité de fausses alarmes :

$$P_{fa} = \int_{\beta}^{\infty} f_s(s, H_0) ds = \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) ds = \frac{1}{2\sigma_n^2} \int_{\beta}^{\infty} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) ds = \exp\left(-\frac{\beta}{2\sigma_n^2}\right) \quad 5.47$$

- Probabilité de détection :

$$\begin{aligned} P_d &= \int_{\beta}^{\infty} f_s(s, H_1) ds = \int_{\beta}^{\infty} \frac{1/2\sigma_n^2}{\left(1 + \frac{1}{2}E[\alpha^2]\frac{C}{N_0}T_c\right)} \exp\left(-\frac{s/2\sigma_n^2}{\left(1 + \frac{1}{2}E[\alpha^2]\frac{C}{N_0}T_c\right)}\right) \\ &= \frac{1/2\sigma_n^2}{\left(1 + \frac{1}{2}E[\alpha^2]\frac{C}{N_0}T_c\right)} \int_{\beta}^{\infty} \exp\left(-\frac{s/2\sigma_n^2}{\left(1 + \frac{1}{2}E[\alpha^2]\frac{C}{N_0}T_c\right)}\right) ds \end{aligned}$$

Nous obtiendrons alors :

$$P_d = \exp\left(\frac{-\beta/2\sigma_n^2}{1 + \frac{1}{2}E[\alpha^2]\frac{C}{N_0}T_c}\right) \quad 5.48$$

- Simulations et résultats :

La figure 5.18 montre la performance de l'étage d'acquisition considéré dans le cas d'un canal à évanouissement de type Rayleigh, validée par la simulation de Monte Carlo. La performance montre l'augmentation de la probabilité de détection en augmentant le SNR.

La figure 5.19 est le tracé de la probabilité de fausses alarmes en fonction du seuil de détection, elle est fonction du seuil et diminue en l'augmentant ; c'est la caractéristique de la détection à seuil fixe.

La figure 5.20 illustre une comparaison entre la performance dans le cas où le signal est affecté par un évanouissement de type Rayleigh, et le cas d'un canal à bruit additif gaussien. Nous remarquons bien que la performance se dégrade en considérant un canal de Rayleigh ; c'est le cas le plus réaliste.

Le canal de Rayleigh donne une mauvaise performance par rapport au canal à bruit additif, ça s'explique par le fait qu'en considérant un canal à bruit additif l'amplitude du signal est supposée déterministe ce qui ne s'approche pas vraiment de la réalité, en considérant l'hypothèse que l'amplitude subisse un affaiblissement la performance se dégrade.

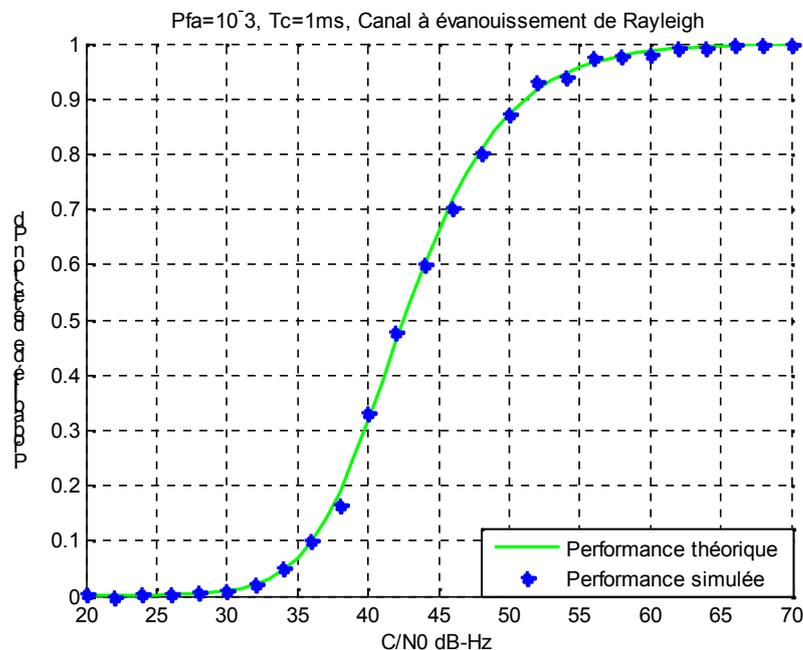


Figure 5.18 : Acquisition du signal AltBoc E5, canal unique avec évanouissement de Rayleigh.

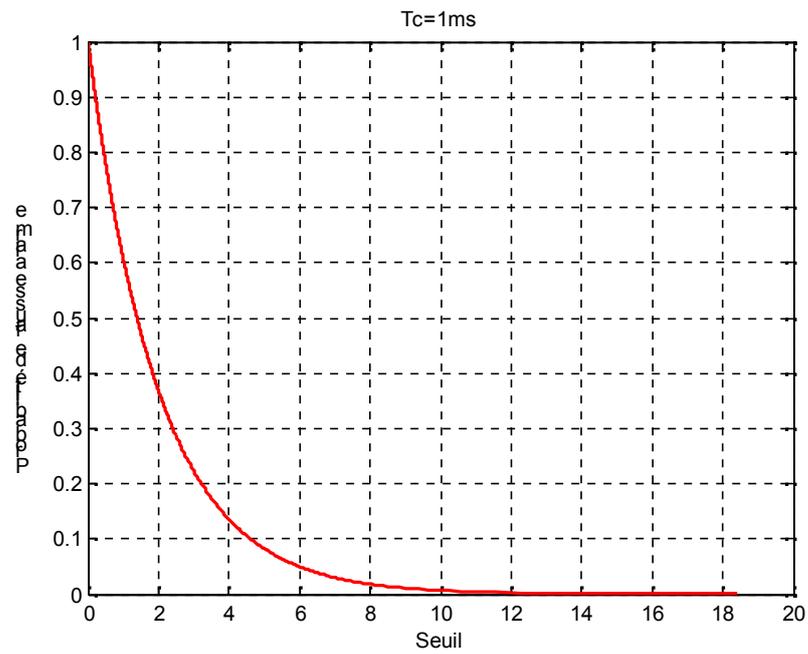


Figure 5.19 : Probabilités de fausses alarmes ; canal unique à évanouissement de Rayleigh.

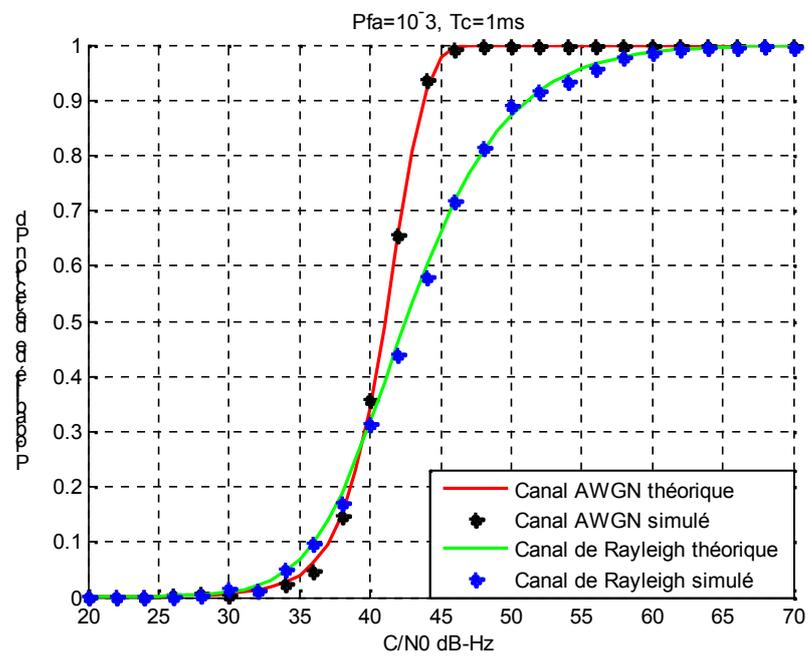


Figure 5.20 : Comparaison entre un canal AWGN et un canal à évanouissement de Rayleigh.

Nous allons à ce niveau évaluer les statistiques en appliquant un détecteur CA-CFAR à la sortie de chaque canal, la figure 5.21 illustre le détail de chaque canal en relation avec le détecteur CA-CFAR.

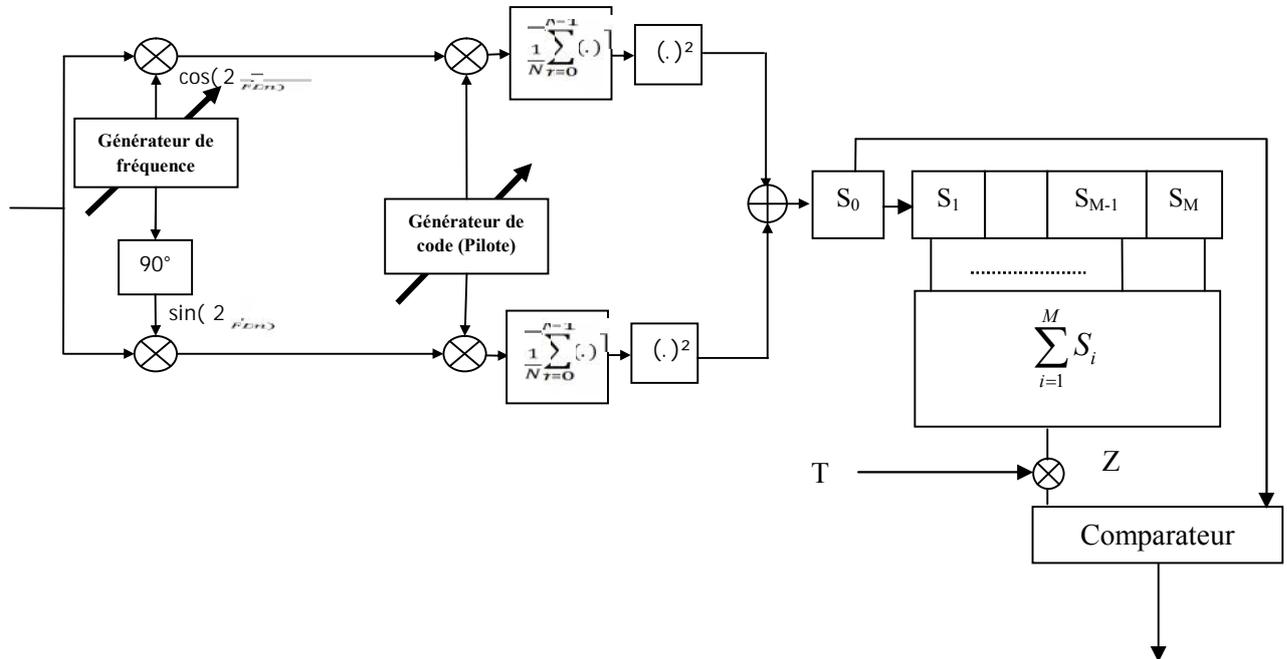


Figure 5.21 : Acquisition adaptative du signal AltBoc E5.

- Modélisation statistique :

Le signal en sortie d'acquisition traversera les cellules du CA-CFAR. La cellule de test contient le signal utile de distribution  $f_1(s, H_1)$  et les cellules de référence contiennent quand à elles le bruit caractérisé par la densité  $f_0(s, H_0)$ .

La variable  $Z$  qui est la somme de  $M$  variables aléatoires de distribution exponentielle suivra par conséquent une loi de Gamma donnée par :

$$f_z(z) = \frac{1}{\Gamma(N)(2\sigma_n^2)^M} z^{M-1} \exp\left(-\frac{z}{2\sigma_n^2}\right) \tag{5.49}$$

La fonction génératrice des moments de la distribution Gamma est donnée par :

$$M_z(t) = \frac{1}{(1 - 2\sigma_n^2 t)^M} \tag{5.50}$$

- Probabilité de détection :

Une détection est déclarée à la sortie du CA-CFAR quand la variable  $S(\tau, F_D)$  contenue dans la cellule de test dépasse le seuil adaptatif 'TZ', évalué à partir du bruit contenu dans les cellules de référence. La probabilité de détection à la sortie du CA-CFAR est alors définie par :

$$P_d = P(s > TZ, H_1) = \int_0^{\infty} P(s > TZ / Z, H_1) f_Z(z, H_1) dz \quad 5.51$$

Sachant que l'espérance d'une variable aléatoire est donnée par :

$$E[X] = \int_{-\infty}^{+\infty} X \cdot f_X(x) dx \quad 5.52$$

La probabilité de détection peut se réécrire comme :

$$\begin{aligned} P_d &= P(s > TZ, H_1) = E_Z [P(s > TZ / Z, H_1)] = E_Z \left[ \int_{TZ}^{\infty} f_s(s, H_1) ds \right] \\ &= E_Z \left[ \int_{TZ}^{\infty} \frac{1/2\sigma_n^2}{\left(1 + \frac{1}{2} E[\alpha^2] \frac{C}{N_0} T_c\right)} \exp \left( -\frac{s/2\sigma_n^2}{\left(1 + \frac{1}{2} E[\alpha^2] \frac{C}{N_0} T_c\right)} \right) ds \right] \\ &= E_Z \left[ \exp \left( -\frac{TZ/2\sigma_n^2}{\left(1 + \frac{1}{2} E[\alpha^2] \frac{C}{N_0} T_c\right)} \right) \right] \end{aligned} \quad 5.53$$

Par définition, la fonction génératrice des moments d'une variable aléatoire est donnée par :

$$M_X(t) = E[e^{tx}] \quad 5.54$$

L'équation 5.53 peut enfin s'écrire comme :

$$P_d = M_Z \left[ -\frac{T / 2\sigma_n^2}{1 + \frac{1}{2} E[\alpha^2] \frac{C}{N_0} T_c} \right] \quad 5.55$$

Avec :  $M_Z(\cdot)$  est la fonction génératrice des moments donnée par l'équation 5.50.

Après développement, la probabilité de détection  $P_d$  est donnée par :

$$P_d = \left( \frac{1 + \frac{1}{2} E[\alpha^2] \frac{C}{N_0} T_c}{1 + \frac{1}{2} E[\alpha^2] \frac{C}{N_0} T_c + T} \right)^M \quad 5.56$$

- Probabilité de fausse alarme :

De la même manière, en remplaçant l'hypothèse  $H_1$  par  $H_0$ , la probabilité de fausse alarme sera :

$$\begin{aligned} P_{fa} &= P(s > TZ, H_0) = E_Z \left[ P(s > TZ / Z, H_0) \right] = E_Z \left[ \int_{TZ}^{\infty} f_s(s, H_0) ds \right] \\ &= E_Z \left[ \int_{TZ}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{s}{2\sigma_n^2}\right) ds \right] = E_Z \left[ \exp\left(-\frac{TZ}{2\sigma_n^2}\right) \right] = M_Z \left[ -\frac{T}{2\sigma_n^2} \right] \end{aligned}$$

$$P_{fa} = \left( \frac{1}{1+T} \right)^M \quad 5.57$$

Nous remarquons bien que la probabilité de fausse ne dépend que du facteur  $T$  et du nombre de cellules  $M$ , ces paramètres qui peuvent être fixés pour avoir une probabilité de fausse alarme constante qui est le but principal de la détection adaptative CFAR.

- Simulations et résultats :

La figure 5.22 est la probabilité de détection en fonction du rapport signal à bruit dans le cas de l'utilisation du détecteur CA-CFAR à la sortie de chaque canal, validée par la simulation de Monte Carlo. La performance est améliorée pour des rapports importants du SNR.

La figure 5.23 représente une comparaison entre la probabilité de fausse alarme dans le cas de la détection à seuil fixe et celle dans le cas d'utilisation du CA-CFAR. L'utilisation du détecteur CA-CFAR permet de maintenir un taux de fausses alarmes constant, tandis qu'avec un seuil fixe la probabilité de fausses alarmes est fonction du seuil de détection.

La figure 5.24 montre la performance pour plusieurs valeurs du nombre de cellules  $M$ . Le nombre de cellules influence sur la probabilité de détection, plus le nombre de cellules est important plus est meilleure la probabilité de détection. Nous remarquons toutefois qu'après un certain nombre de cellule très élevé ( $M=128$ ) les performances se voient très proches.

La figure 5.25 montre une comparaison entre la performance dans le cas de la détection à seuil fixe et adaptatif. Le détecteur CA-CFAR n'a pas amélioré la probabilité de détection.

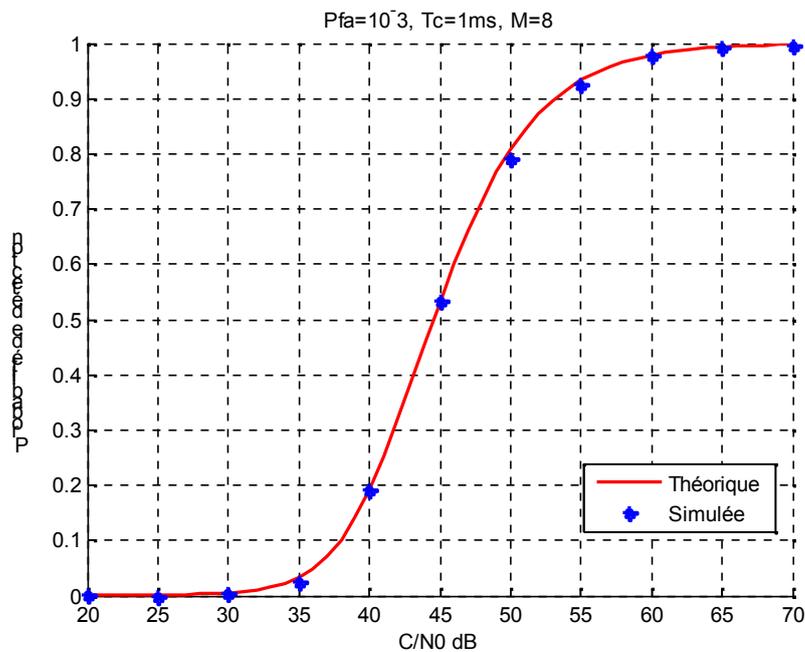


Figure 5.22: Performance pour un canal unique à évanouissement de Rayleigh avec un détecteur CA-CFAR.

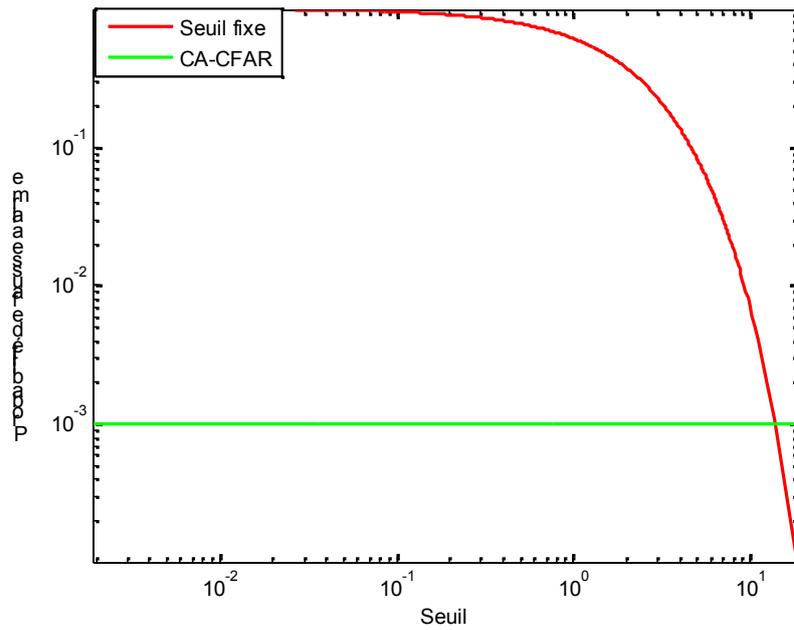


Figure 5.23 : Comparaison entre la probabilité de fausses alarmes dans la détection à seuil fixe et dans le CFAR.

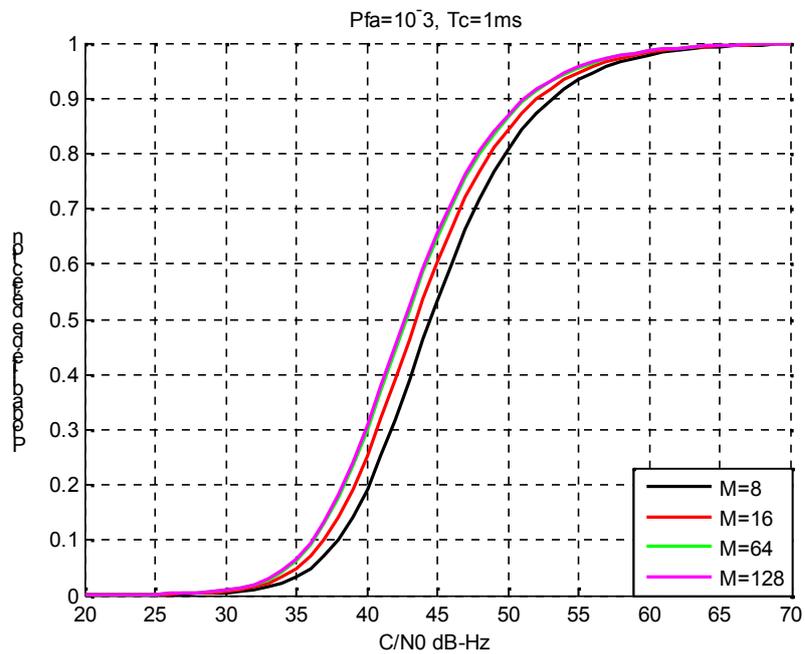


Figure 5.24 : Influence du nombre de cellules sur la performance du CA-CFAR.

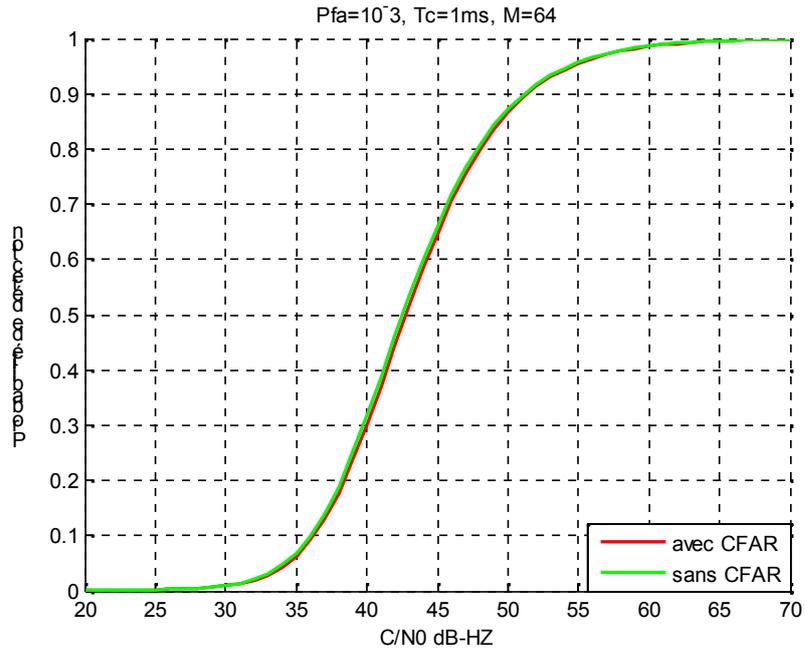


Figure 5.25 : Comparaison entre la performance du canal avec et sans le CA-CFAR.

5.3.2. Acquisition adaptative du signal AltBoc E5 avec un centre de fusion CFAR:

Pour améliorer la performance du détecteur et surtout d’exploiter l’avantage de la présence du canal pilote et données, nous proposons l’utilisation d’un centre de fusion entre les deux détecteurs CFAR utilisé précédemment à la sortie de chaque canal.

Dans l’architecture considérée, chaque détecteur délivre une décision qui sera transmise au centre de fusion où la décision finale sera prise suivant les règles AND et OR.

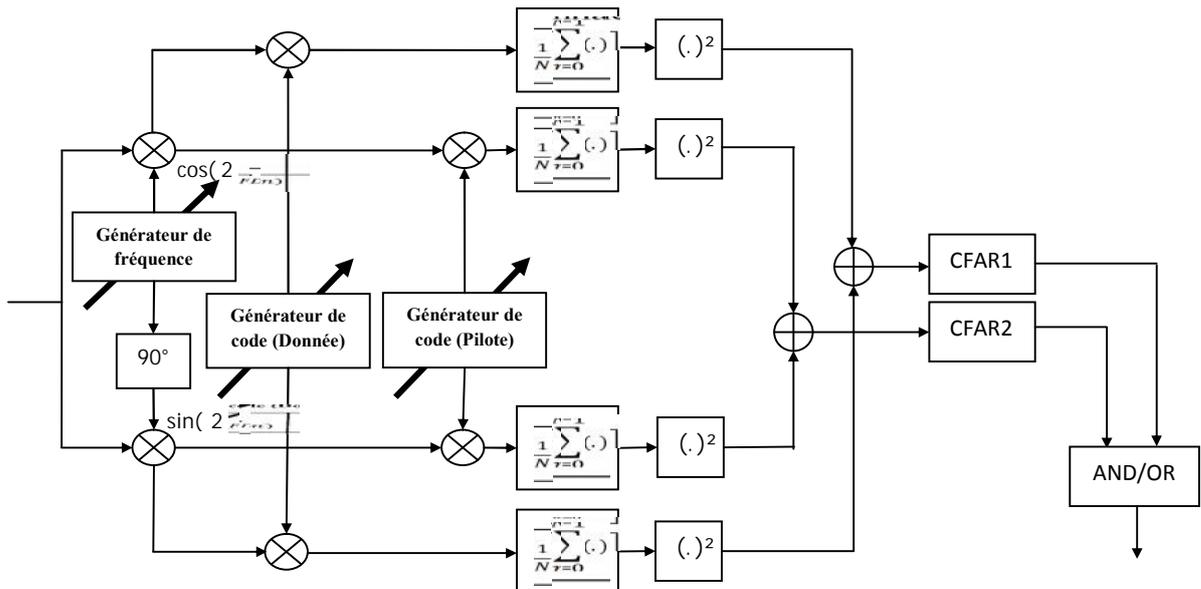


Figure 5.26 : Acquisition du signal AltBoc E5 avec un centre de fusion CFAR.

- Centre de fusion avec la règle AND :

Nous démontrons facilement que les probabilités de détection et de fausse alarme sont données par :

$$P_D = \prod_{i=1}^2 P_{di} = P_{d1} P_{d2} = \left( \frac{1 + \frac{1}{2} E[\alpha^2] \frac{C}{N_0}}{1 + \frac{1}{2} E[\alpha^2] \frac{C}{N_0} + T} \right)^{2M} \quad 5.58$$

$$P_{fa} = \prod_{i=1}^2 P_{fai} = P_{fa1} P_{fa2} = \left( \frac{1}{1+T} \right)^{2M} \quad 5.59$$

- Centre de fusion avec la règle OR :

Les probabilités de détection et de fausses alarmes sont données par :

$$\begin{aligned} P_D &= 1 - (1 - P_{d1})(1 - P_{d2}) = 1 - (1 - P_{d1})^2 \\ &= 1 - \left( 1 - \frac{1 + \frac{1}{2} E[\alpha^2] \frac{C}{N_0}}{1 + \frac{1}{2} E[\alpha^2] \frac{C}{N_0} + T} \right)^{2M} \end{aligned} \quad 5.60$$

$$\begin{aligned} P_{fa} &= 1 - (1 - P_{fa1})(1 - P_{fa2}) = 1 - (1 - P_{fa1})^2 \\ &= 1 - \left( 1 - \frac{1}{1+T} \right)^{2M} \end{aligned} \quad 5.61$$

- Simulations et résultats :

Les figures 5.27 et 5.28 montrent la performance de l'étage d'acquisition non cohérente, obtenu en combinant les deux canaux pilote et données avec un centre de fusion utilisant respectivement les règles AND et OR, validées par la simulation de Monte Carlo.

La figure 5.29 est une comparaison entre les performances en utilisant les deux règles AND et OR. La règle OR était la meilleure.

La figure 5.30 montre une comparaison totale entre la performance sans utilisation du CA-CFAR, ainsi que les performances à seuil adaptatif sans et avec centre de fusion suivant les deux règles AND et OR.

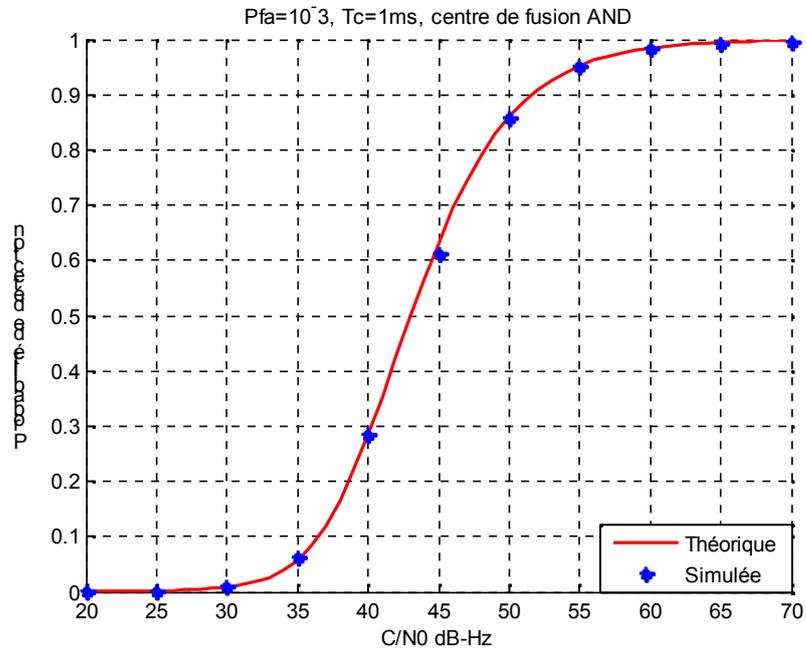


Figure 5.27 : Performance de l'étage d'acquisition en utilisant un centre de fusion AND.

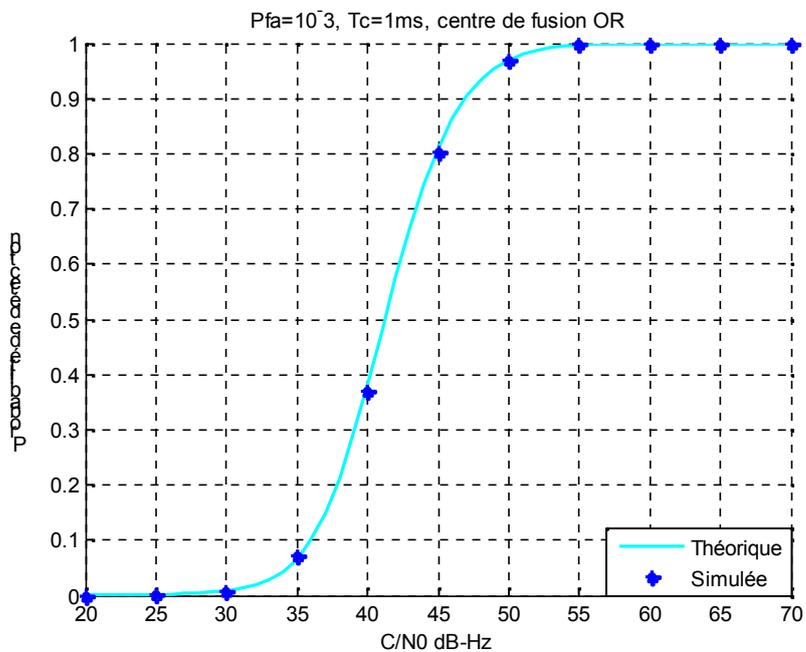


Figure 5.28 : Performance de l'étage d'acquisition en utilisant un centre de fusion OR.

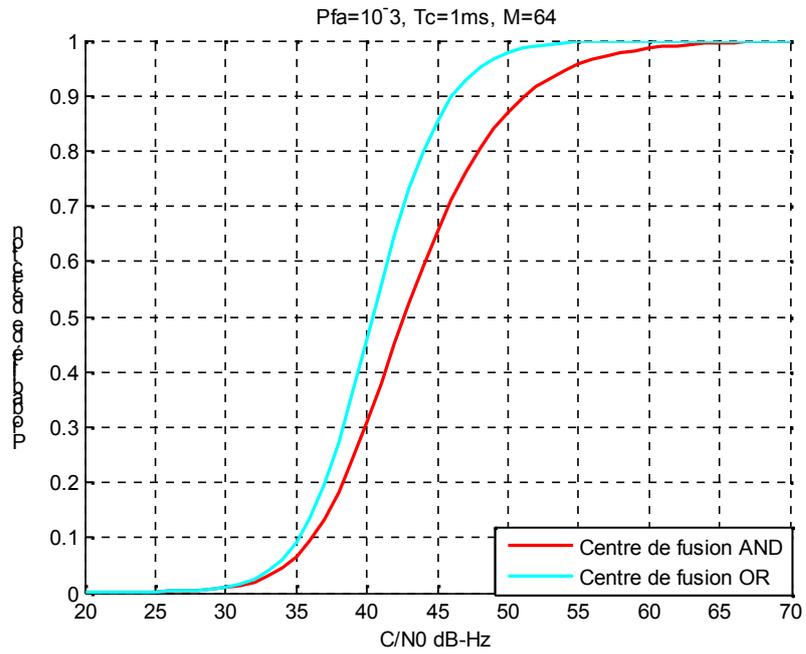


Figure 5.29 : Comparaison entre la performance en utilisant la règle AND et suivant la règle OR.

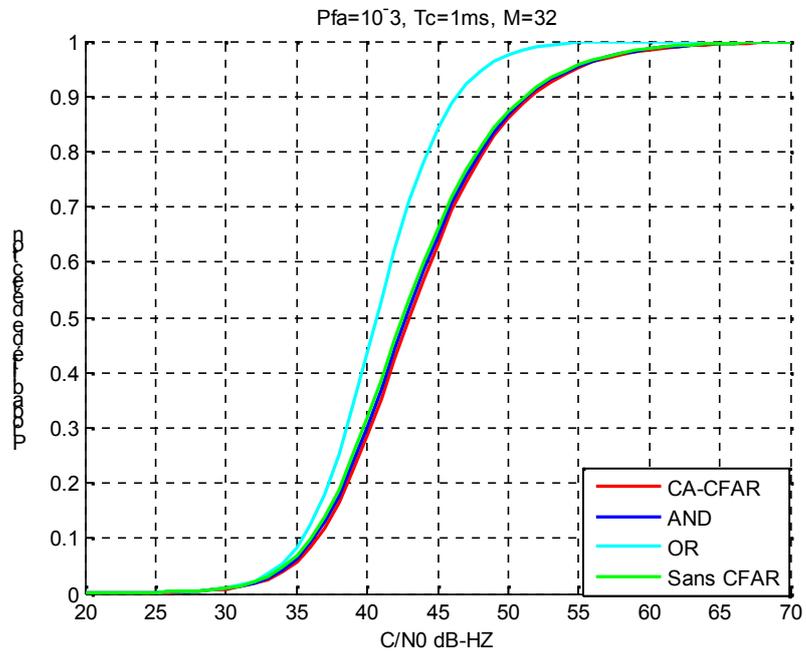


Figure 5.30: Comparaison entre détection à seuil fixe, adaptatif et en utilisant un centre de fusion.

#### 5.4. Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre deux approches de l'acquisition du signal AltBoc E5 du système Galileo, soit, l'acquisition à seuil fixe qui est implémentée dans les récepteurs GNSS actuels et qui sera adoptée pour le futur Galileo, et nous avons proposé d'appliquer le principe de la détection adaptative CFAR afin d'acquérir ce signal tout en maintenant un taux de fausses alarmes constant et en bénéficiant d'autres atouts de la détection adaptative CFAR.

Nous avons présenté et étudié dans un cadre statistique trois méthodes différentes pour l'acquisition du signal AltBoc, ces méthodes dont le principe existait dans la littérature et dans les récepteurs GNSS actuels mais, adoptées aux signaux Galileo qui font partie de la nouvelle famille des signaux GNSS futurs, possédant deux canaux (pilote et données). L'étude statistique nous a permis d'évaluer les performances, de tracer les probabilités de fausses alarmes et de comparer les trois méthodes proposées.

En deuxième lieu, nous avons utilisé un détecteur CA-CFAR à la sortie de chaque canal pour l'acquisition du signal et ce dans le cas d'un canal à évanouissement de Rayleigh. Le détecteur CA-CFAR n'a pas amélioré la probabilité de détection. Nous avons tenté ensuite de prendre avantage de la coexistence des deux canaux pilote et données en les combinant par un centre de fusion CFAR suivant les règles AND et OR. La règle OR était la meilleure.

## CONCLUSION

La particularité des signaux du système de positionnement par satellite Galileo possédant deux canaux pilote et données, 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 AltBoc E5 récemment proposé pour le système Galileo, et ce suivant trois méthodes.

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. 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 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, 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.

Cette philosophie est celle adoptée par les récepteurs GNSS actuels ; l'acquisition à seuil fixe. Cette dernière était pendant des années utilisées dans les récepteurs GNSS. Néanmoins, la nature de la mission d'un système de navigation par satellite, fait que ce dernier est appelé souvent à opérer dans un milieu souvent doté d'interférences . La présence de ces sources d'erreurs affecte la précision de la position estimée et ce, en agissant soit sur l'étage d'acquisition ou de la poursuite.

Nous avons proposé l'utilisation de la détection adaptative CFAR utilisée au part avant dans les radars et qui a commencé à apparaître dans les systèmes CDMA, au niveau de l'étage d'acquisition non cohérente et ce en considérant un canal à évanouissement de Rayleigh. Les probabilités de fausse alarme et de détection ont été développées.

L'utilisation d'un détecteur CA-CFAR à la sortie de chaque canal considéré à évanouissement de type Rayleigh n'a pas amélioré la performance.

Afin d'exploiter la puissance disponible sur les deux canaux pilote et données, et d'améliorer les performances un centre de fusion CFAR avait été proposé suivant les règles AND et OR . La règle AND n'a encore pas amélioré la probabilité de détection, tandis que la règle OR a amélioré la performance de détection.

L'utilisation de la détection adaptative pour l'acquisition du signal AltBoc E5 a permis d'obtenir un taux de fausses alarmes constant comparé à la détection à seuil fixe, où la probabilité de fausses alarmes était variable en fonction du seuil et surtout augmente en augmentant la probabilité de détection.

Finalement, nous proposons, pour un travail futur d'étudier et d'analyser la possibilité d'utiliser d'autres types de détecteurs CFAR pour l'acquisition du signal AltBoc E5 pour traiter le problème de multi trajets.

## APPENDICE A

### LISTE DES ABREVIATIONS

ADC: Analogic Digital Convertor

ARNS: Aeronautical Radio Navigation Services

BOC: Binary Offset Carrier

CA: Coarse Acquisition

CA-CFAR: Cell Average- Constant False Alarm Rate

CAG: Control Automatique du Gain

CDMA: Code Division Multiple Access

CDMA: Code Division Multiple Access

CFAR: Constant False Alarm Rate

CS: Commercial Service

DLL: Delay Locked Loop

ERIS: External Regional Integrity Service

ESA: European Space Agency

FDMA: Frequency Division Multiple Access

FLL: Frequency Locked Loop

GCC: Galileo Control Center

GNSS: Global Navigation Satellite System

GPS: Global Positioning System

IF: Intermediate Frequency

ITRF: International Terrestrial Reference System

LNA: Low Noise Amplifier

MEO: Medium Earth Orbit

NCO: Numerically Controlled Oscillator

OACI: Organisation de l'Aviation civile

OS: Open Service

PRN: Pseudo Random Noise

PRS: Public Regulated Service

QPSK: Quadrature Phase Shift Keying

RF: Radio Frequency

RHCP: Right Hand Circular Polarization

RNSS: Radio Navigation Satellite Service

SAR: Search And Rescue

SoL: Safety of Life

TDMA: Time Division Multiple Access

UHF: Ultra High Frequency

## APPENDICE B

### SIMULATION DE MONTE CARLO

La simulation de Monte-Carlo est un outil mathématique de plus en plus utilisé dans les problèmes de détection, Elle est utilisée, principalement, quand il est trop complexe et surtout trop onéreux d'avoir une distribution exactes des observations ou lorsque les formules mathématiques des densités de probabilité des variables considérées n'existent pas. La simulation de Monte-Carlo permet dans ces cas de décrire la distribution d'une variable aléatoire et d'en calculer aussi son espérance. Afin de réaliser une approximation, on peut tester un nombre important d'observation issus de la structure de détection proposée afin de valider un modèle proche selon les principes de la loi des grands nombres. Bien évidemment ces démarches sont dorénavant possibles grâce à la puissance de nos ordinateurs.

La simulation de Monte-Carlo, consiste à reproduire de nombreux échantillon de lois connues, pour ce faire, nous constituons des échantillons, nous effectuons nos calculs d'estimateurs (moyenne et écart-types) sur ces échantillons puis nous consolidons les résultats afin d'avoir une moyenne et un écart-type globaux.

Le principe général est la simulation de la distribution du phénomène qu'on veut obtenir. En détection, par exemple, nous simulerons le plus souvent des lois normales centrées réduites de paramètre 0 et 1. Ces lois subiront par la suite des traitements selon l'architecture de détection analysée.

Enfin, nous simulons les paramètres importants de notre phénomène : en détection, pour simuler la probabilité de détection, on compte le nombre de dépassement du seuil et on le divise sur le nombre total d'échantillons.

## APPENDICE C

### 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 centrées mais de variance non normalisée  $\sigma^2$ , 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  $\sigma^2$ , la variable aléatoire  $X = X_1 + X_2 + \dots + X_n$  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 :  $\lambda$  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  $\alpha$ .

La moyenne et la variance cette fois ci seront :

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

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

APPENDICE D  
LA FONCTION 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 :

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

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

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

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

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

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

## REFERENCES

- [1]:Aissaoui.A, “synchronisation adaptative du code PN dans les systèmes de communication DS/SS ”, Université MENTOURI Constantine, Juin 2008.
- [2]:Albert H. Nuttall, “Some Integrals Involving the Q.Function”, Naval Underwater Systems Center, 1972.
- [3]:Barkat.M, “Signal detection and estimation, second edition”, Artech House, 2005.
- [4]:Borio. D, O’driscoll.C, Lachapelle.G, “Composite GNSS Signal Acquisition over Multiple Code Periods”, IEEE transactions on aerospace and electronic systems vol. 46, No. 1, January 2010.
- [5]:Borio.D, “A Statistical Theory for GNSS Signal Acquisition”, Polytechnique de Turin, Mars 2008.
- [6]:Borre.K, Akos.D, Bertelsen.N, Rinder.P and Jensen.S, “A SoftWare- Defined GPS and Galileo Receiver: *A Single Frequency Approach*”, Birkhäuser Boston, 2007.
- [7]:El-Rabbany.A, “Introduction to GPS: *The Global Positioning System*”, Artech House,2002.
- [8]:European Space Agency, “Galileo Open Service, *Signal In Space, Interface Control Document*”, Février 2008.
- [9]:Finn H. M., Johnson R. S., “Adaptive detection mode with threshold control as function of spatially sampled clutter level estimates”, RCA Review, 29, Septembre. 1968.
- [10]:Hansen, V.G. “Constant False Alarm Rate Processing in Search Radars.”Proceedings of the IEE International Radar Conference, 1973.
- [11]:Kaplan.E and Hegarty.C, “Understanding GPS: *Principles and Applicaions, second Edition*”, Artech House, 2006.
- [12]:Mahafza.B, “Radar Systems Analysis and Design Using Matlab”, Chapman &Hall/CRC, 2000.
- [13]:Marvin K.Simon, “Probability Distributions Involving Gaussian Random Variables: *A Handbook for Engineers, Scientists and Mathematicians*”, Springer Edition, 2006.

- [14]:Mendizabal.J, Berenguer.R, Melendez.J, “ GPS and Galileo, *Dual- Front –End receiver design, Fabrication , And test*”,McGraw-Hill, 2009.
- [15] :Messali.Z, “Performances des Détecteurs Distribués CFAR Dans Un Clutter  $\alpha$ -Stable Basés Sur des Méthodes de Prétraitement : La Transformée en Ondelettes et La Compression Non Linéaire”, Université de Constantine.
- [16]:Prasad.R, Ruggieri.M, “Applied Satellite Navigation Using GPS, GALILEO and Augmentation Systems”, Artech House, 2005.
- [17]:R. Michael Buehrer, “Code Division Multiple Access”, Morgan & Claypool, 2006.
- [18]:Rohling, H. "Radar CFAR thresholding in clutter and multiple target situations." IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 19, 4, 1983.
- [19]:T.H. Ta F. Dosis D. Margaria L.L. Presti, “Comparative study on joint data/pilot strategies for high sensitivity Galileo E1 open service signal acquisition”, IET Radar, Sonar and Navigation, Vol. 4, Iss. 6, pp. 764–779, 2010.
- [20]:Tanaka.C, “Closed form expressions for the probability of detection for an envelope detection approximation GO CFAR processor”, Naval Postgraduate School, Monterey California, 1994.
- [21]:Trunk, G.V. “Radar Resolution of Targets using Automatic Detection.” IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 14, 5, 1978.
- [22]:Wei.C, “Multi-frequency GPS and Galileo Kinematic Positioning with partial Ambiguity Fixing”, Department of Geomatics Engineering, 2009.