Optimisation de l'infrastructure d'un système de positionnement indoor à base de transmetteurs GNSS

Ikhlas Selmi

▶ **To cite this version:**

Ikhlas Selmi. Optimisation de l'infrastructure d'un système de positionnement indoor à base de transmetteurs GNSS. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. Institut National des Télécommunications, 2013. Français. ⟨NNT : 2013TELE0024⟩. ⟨tel-00919772⟩

HAL Id: tel-00919772

https://theses.hal.science/tel-00919772v1

Submitted on 17 Dec 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

HAL Authorization

THESE DE DOCTORAT CONJOINT
TELECOM SUDPARIS ET L'UNIVERSITE PIERRE ET MARIE CURIE

Spécialité :

Informatique Télécommunications Electronique

Ecole doctorale : Informatique, Télécommunications et Electronique de Paris

Présentée par

Ikhlas SELMI

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE TELECOM SUDPARIS

Optimisation de l'infrastructure d'un système de positionnement indoor à base de transmetteurs GNSS

Soutenue le 21 octobre 2013 devant le jury composé de :

Bertrand MERMINOD	**Professeur**	**Rapporteur**
Thierry CHONAVEL	**Professeur**	**Rapporteur**
Aziz BENLARBI-DELAI	**Professeur**	**Examinateur**
Lionel GARIN	**Ingénieur, Docteur**	**Examinateur**
Anthony MARTINEZ	**Chargé de recherche CNRS**	**Examinateur**
Yaneck GOTTESMAN	**Maître de conférences**	**Encadrant**
Nel SAMAMA	**Professeur**	**Directeur de thèse**

Thèse n°2013TELE0024

Remerciements

Le travail que j'ai réalisé au cours de ma thèse n'aurait certainement pas été possible sans le soutien, les conseils et les encouragements de nombreuses personnes qui ont été impliquées de près ou de loin. C'est pourquoi je tiens à leur exprimer par ces lignes toute ma reconnaissance et ma gratitude et en particulier :

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon Directeur de thèse Pr Nel SAMAMA, TELECOM SudParis, qui m'a soutenue et m'a guidée durant ces trois ans de thèse. Je le remercie pour ses encouragements et ses conseils qui m'ont énormément aidée dans mes travaux. J'ai beaucoup apprécié de travailler sous sa direction dans la bonne humeur et la confiance mutuelle. J'ai énormément appris à ses cotés aussi bien sur le plan humain que professionnel.

Je remercie mon encadrant, Yaneck GOTTESMAN, Maître de conférence, pour ses remarques, ses conseils pertinents et tout le temps qu'il m'a consacrée. Je tiens aussi à lui exprimer ma gratitude pour avoir guider mes premiers pas dans la recherche et la rédaction scientifique.

Je tiens ensuite à remercier les membres du jury de m'avoir fait l'honneur d'accepter de juger ce travail de thèse :

Je suis très reconnaissante envers les deux rapporteurs de ce mémoire, Pr Bertrand MERMINOD, de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL), et Pr Thierry Chonavel, de l'Ecole de TELECOM Bretagne.

Je remercie également Pr Aziz BENLARBI-DELAI, Université Pierre et Marie Curie (UPMC), Dr Lionel GARAIN, Qualcomm et Dr Anthony MARTINEZ, Laboratoire de Photonique et de Nanostructure CNRS (LPN) d'avoir accepté de faire partie de mon jury en leur qualité d'examinateur.

Je tiens à remercier Alexandre VERVISCH-PICOIS, Maitre de conférences à TELECOM SudParis et François DELAVAUT, Enseignant chercheur à TELECOM SudParis pour leurs aides précieuses et leur sympathie.

Je remercie tous les membres du groupe Navigation et plus généralement du département EPH de TELECOM SudParis : Alexandre PATAROT, Alain LEBEGUE, Muriel MULLER, Ghalid Idir ABIB, etc. Je voudrai remercier et en particulier Pr Badr-Eddine BENKALFAT, Directeur du département EPH et sa bienveillante assistante Patricia FIXOT, pour sa gentillesse infinie.

Enfin, ces remerciements ne seraient pas complets sans une pensée pour ma mère qui m'a toujours soutenue, mon père qui m'a montré le chemin, ma sœur et mes frères chers à mon cœur et mon cher époux pour sa patience et son soutien.

A mes parents

A mes frères et sœur

A mon époux

A tous ceux que j'aime…

Résumé

Dans le but de fournir un service GNSS (Global Navigation Satellite System) de localisation continu et disponible partout, les systèmes utilisant des pseudolites et des répéteurs semblent être des solutions pertinentes pour la localisation en indoor. Le système à répélites, inspiré de ces deux méthodes (répéteurs et pseudolites), est aussi proposé pour résoudre cette problématique. Les répélites sont des transmetteurs locaux qui, installés en intérieur, formeront une constellation locale. Ils émettent tous un signal GNSS unique mais déphasé par un délai spécifique à chacun d'eux. Ces délais sont nécessaires pour distinguer les différents signaux reçus au niveau du récepteur.

Les travaux de cette thèses sont réalisés dans le cadre du système à répélites et dans l'objectif d'améliorer son architecture et de réduire ses interférences inter-système. En effet, l'architecture du système (un peu encombrante) et les interférences éventuelles avec les signaux satellitaires reçus par un récepteur placé à l'extérieur font partie des inconvénients de ce système. On cherche donc à traiter ces deux difficultés de façon à minimiser leurs effets.

Dans une première partie, on étudie les différents codes GNSS existants dans la littérature ainsi que les techniques de modulation employées. Ceci nous mène à proposer des codes ayant un niveau d'interférence équivalent à la référence GPS (obtenue entre deux codes GPS) pour les bandes L1 de GPS et G1 de Glonass. Dans une seconde étape, on développe la modulation IMBOC (Indoor Modified Binary Offset Carrier) pour générer de nouveaux codes caractérisés par des niveaux d'interférence réduits (comparés à la référence GPS). Parmi ces codes il y a deux catégories : ceux qui sont adaptés aux systèmes à répélites (émettant un code unique) et ceux qui sont adaptés aux systèmes pseudolites. Une étude théorique et des simulations des niveaux d'interférences pour les codes émis dans la bande GPS et Glonass sont réalisées pour déterminer les gains en termes de niveaux de bruit. Ce gain (par rapport à la référence GPS) en puissance d'interférence s'élève à 16 dB pour Glonass et 20 dB pour GPS. Pour valider les performances de ces codes, on génère les signaux IMBOC et on observe les interférences réelles qu'ils induisent sur un récepteur GPS recevant un signal satellitaire.

Dans la deuxième partie, on utilise la fibre optique pour transmettre le signal du générateur jusqu'aux répélites et pour créer les délais initiaux par propagation du signal dans des bobines de fibre. Ainsi on remplace les câbles coaxiaux et les montages électroniques (de déphasage) par des bobines de fibres plus légères, facile à installer et à faible perte de puissance. Il reste

cependant à évaluer avec une précision centimétrique les délais réels induits sur chaque signal dans le but de garantir une précision de localisation inférieure au mètre. Cette précision semble en effet représenter un bon compromis entre complexité globale du système de localisation et réponse à un ensemble suffisant de besoins des utilisateurs potentiels. On développe alors une technique d'estimation des délais basée sur la mesure de déphasage (entre deux signaux sinusoïdaux) et une analyse statistique des séries de mesures.

Pour finir, on présente quelques résultats de localisation obtenus avec notre système à répélites déployé dans un environnement indoor typique.

Mots clés : GNSS, indoor, pseudolites, répéteurs, répélites, théorie des codes, code de Gold, séquence maximale, modulation BPSK, BOC, BCS, corrélation, interférence, radio sur fibre, mesure de délais, résolution d'ambiguïté, régression linéaire.

Summary

In order to make the GNSS positioning service continuous and available when going from an outdoor to an indoor environment, pseudolite and repeater based systems have been developed. A new system called repealite is a combination of both pseudolites and repeaters. It is based on transmitting a single signal through a set of transmitters (thus creating the local constellation). In order to avoid interference between the repealite signals and to distinguish between them at the receiver's end, each signal is shifted with a specific delay.

The research carried out in this PhD aims at optimizing two aspects of the repealite based system. Firstly, we need to mitigate the effect of the interference caused on the satellite signals received outdoors. So we decided to design new codes characterized by low interference levels with outdoor signals. Secondly, we worked on the infrastructure part in order to simplify it and to make it easier to install: this is mainly achieved through the use of optical fibers

In the first part, we study the codes and the modulation techniques currently used in the GNSS systems. Then, we propose a few codes having an interference level equivalent to that of the GPS (obtained when computing two GPS codes). These new codes are compatible with the GPS L1 or the Glonass G1 bands. In a second step, we focus on the modulation techniques and create the so-called IMBOC (Indoor Modified Binary Offset Carrier) that aims at minimizing the interference levels with outdoor signals. With this modulation, we propose new IMBOC codes capable of much lower interference levels than the GPS reference. In order to evaluate the performance of the proposed codes, we carried out a theoretical study, simulations and experimental tests. The interference gain reached about 20 dB on the GPS band and 16 dB on the Glonass one. The proposed codes are divided into two categories: those reserved to the repealite system (using a single code) and families of codes suited to pseudolite–based systems. Finally, we generated the IMBOC signals modulated by the new codes and tested the real interference induced on an outdoor receiver tracking the satellite signals.

In the second part, we use optical fibers in order to replace the coaxial cables used to transmit signals from the GNSS-like signal generator to the repealites. In addition, the initial delay needed for each repealite is added by propagating the signals through rolls of fibers. Indeed, optical fiber offers advantages such as lightness, flexibility and low power loss that make it

suitable to simplify the infrastructure of the system. In order to evaluate the real delays of these various fibers, we develop an estimating method based on phase shift measurements (between two sinusoidal signals) and statistical analysis of the series of measurements. This method should have uncertainties lower than one centimeter in order to insure a sub-meter precision (in absolute positioning with the repealite positioning system). In order to validate this method, we compare it to a GNSS based calibration approach.

Finally, we carry out a few positioning tests with the repealite positioning system deployed in a typical indoor environment. These tests deal with absolute and relative positioning and give an idea about the system's performance.

Key words : GNSS, indoor, pseudolites, repeaters, repealites, code theory, Gold code, maximal sequence, BPSK modulation, BOC modulation, BCS modulation, correlation, interference, radio over fiber (RoF), delay measurement, ambiguity resolution, linear regression.

Table des matières

REMERCIEMENTS **2**

RÉSUMÉ **4**

SUMMARY **6**

LISTES DES FIGURES **12**

LISTES DES TABLEAUX **16**

DÉFINITIONS ET ACRONYMES **18**

INTRODUCTION **19**

I. CONTEXTE SCIENTIFIQUE 19

1. Les pseudolites *21*

2. Les répéteurs *22*

3. Les répélites *23*

4. Les Inconvénients des systèmes à Transmetteurs GNSS *25*

II. OBJECTIF DE LA THÈSE 26

III. CONTRIBUTION SCIENTIFIQUE 27

IV. ORGANISATION DU MANUSCRIT 28

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES CODES UTILISÉS DANS LES SYSTÈMES GNSS ACTUELS **34**

I. CODES GNSS DE PREMIÈRE GÉNÉRATION : GPS ET GLONASS 34

1. Notion de relation de récurrence *35*

2. Génération des séquences maximales (m-sequences) dans GF(2) *36*

3. Les codes de Gold *42*

II. CODES GNSS DEUXIÈME GÉNÉRATION : GALILEO ET BEIDOU 43

1. Codes de Weil *44*

2. Codes aléatoires - "Random Memory" codes *44*

3. Les techniques de modulation : BPSK et BOC *46*

4. Les Modulations "Binary Coded Spreading Symbol" (BCS) et "Composite BCS" (CBCS) *48*

CHAPITRE II : EXEMPLES DE NOUVEAUX CODES AVEC NIVEAU D'INTERFÉRENCE STANDARD (ÉGAL À LA RÉFÉRENCE GPS) **51**

I. EXEMPLES DE CODES AVEC FAIBLES VALEURS D'INTERFÉRENCES. 51
II. EXEMPLE DE CODE À FAIBLE DÉBIT POUR LA SMICL 55
III. NOUVEAU CODE POUR LA DTT 56
IV. CONCLUSION 56

CHAPITRE III : NOUVEAUX CODES À FAIBLE NIVEAU D'INTERFÉRENCE (INFÉRIEUR À LA RÉFÉRENCE GPS) 57

I. INDOOR « MODIFIED » BOC (IMBOC) 57
II. EXEMPLES DE NOUVEAUX CODES (DANS LA BANDE L1 GPS ET GLONASS) 62
1. Cas de la bande Glonass G1 64
2. Cas de la bande GPS L1 71
III. ETUDE DE L'OCCUPATION SPECTRALE DES NOUVEAUX CODES MODULÉS EN IMBOC. 74
IV. SIMULATION D'UN CAS RÉEL DU DÉPLOIEMENT DU SYSTÈME AVEC DES NOUVEAUX CODES DANS UN BÂTIMENT DU TYPE DE LA CITÉ DES SCIENCES 79
1. Interférence des signaux répélites avec les signaux des satellites GPS (sur L1) 84
2. Interférences des signaux répélites avec le signal Glonass des satellites (sur L1) ... 87
3. Interférences entre les signaux répélites en indoor 89

CHAPITRE IV : GÉNÉRATION DES SIGNAUX IMBOC ET TESTS PRATIQUES DES PERFORMANCES 92

I. GÉNÉRATION DES SIGNAUX GNSS (IMBOC) 92
II. ALGORITHME D'ACQUISITION DES SIGNAUX GNSS GÉNÉRÉS SANS MESSAGE DE NAVIGATION 93
III. PERFORMANCES DES SIGNAUX IMBOC GÉNÉRÉS PAR LE RHODE&SCHWARZ (R&S) 94
IV. INFLUENCE DES SIGNAUX IMBOC GÉNÉRÉS SUR L'ACQUISITION DES SIGNAUX SATELLITAIRES 98
V. CONCLUSION 101
VI. CONCLUSION SUR LES NOUVEAUX CODES IMBOC 102

PARTIE 2 : L'INFRASTRUCTURE DU SYSTÈME DE POSITIONNEMENT « RÉPÉLITES » À BASE DE FIBRE OPTIQUE 103

PROBLÉMATIQUE DE MESURE DES DÉLAIS 104

CHAPITRE V : LIAISON OPTIQUE 106

I. LA FIBRE OPTIQUE 106

II. SYNOPTIQUE DE LA LIAISON OPTIQUE DANS UNE TRANSMISSION RADIO-SUR-FIBRE. 107
1. Emetteur ou modulateur *108*
2. Le photodétecteur *113*

CHAPITRE VI : APPROCHE DE MESURE DES DÉLAIS : PROCÉDURE SUIVIE ET ÉVALUATION DE L'ERREUR DE MESURE 116

I. MONTAGE DU SYSTÈME À BASE DE RÉPÉLITES AVEC LA TECHNIQUE DE RF 116
II. ÉTAT DE L'ART DES TECHNIQUES DE MESURE DE LONGUEUR DE FIBRE 118
1. Optical Time Domain Reflectometry (OTDR) *119*
2. Optical Frequency Domain Reflectometry (OFDR) *120*
3. Mesure de déphasage *122*
III. MÉTHODE D'ÉVALUATION DE L'ERREUR DE MESURE DE LA LONGUEUR DE LA FIBRE 126
1. Technique de mesure de la longueur de la fibre *127*
2. Procédure expérimentale *127*
IV. VALIDATION DE L'APPROCHE PROPOSÉE 128
1. Etape 1 : Évaluation des incertitudes de mesures *128*
2. Etape 2 : Vérification de la linéarité de la loi d'addition *131*
V. CONCLUSION 133

CHAPITRE VII : ETAPE DE CALIBRATION : MESURES DES DÉLAIS ET ÉVALUATION DE LA PRÉCISION 134

I. PROCÉDURE SUIVIE POUR RÉSOUDRE L'AMBIGÜITÉ DE MESURE DE LONGUEUR DE FIBRE ET DÉTERMINATION DE LA VALEUR RÉELLE ET DE L'INCERTITUDE DE MESURE 135
II. LES ÉTAPES EXPÉRIMENTALES DE LA MESURE DES DÉLAIS POUR LA CALIBRATION DU SYSTÈME 143
III. PROCÉDURES EXPÉRIMENTALES DE RÉSOLUTION D'AMBIGÜITÉ POUR LA MESURE DES DÉLAIS 145

CHAPITRE VIII : ETAPE DE CALIBRATION : MESURES EXPÉRIMENTALES 147

I. RÉSULTATS DE LA RÉSOLUTION D'AMBIGUÏTÉ 147
II. RÉSULTATS DE L'ESTIMATION DE LA VALEUR RÉELLE DES DÉLAIS ET DE LEURS INCERTITUDES 149

CHAPITRE IX : LES RÉSULTATS GNSS DE CALIBRATION DES DÉLAIS ET DES TESTS DE LOCALISATION INDOOR. 152

I. CALIBRATION PAR L'APPROCHE GNSS 152
1. Principe de la méthode de calibration. *152*
2. Validation de la méthode *155*
3. Résultats de la calibration *156*
II. COMPARAISON DES RÉSULTATS DE CALIBRATION À CEUX DE L'APPROCHE GNSS 156
III. RÉSULTATS DES TESTS DE POSITIONNEMENT DU SYSTÈME RÉPÉLITES À BASE DE FIBRE OPTIQUE 157
1. Système de positionnement à répélites déployé en indoor. *157*
2. Résultats des tests de positionnement en indoor *160*
3. Conclusion *163*
IV. CONCLUSION SUR LA MISE EN ŒUVRE DU SYSTÈME À RÉPÉLITES À BASE DE FIBRE OPTIQUE 163
CONCLUSION ET PERSPECTIVES 165
RÉFÉRENCES 167

Listes des figures

Figure 0-1 : schéma du système de localisation à base de Répélites 24
Figure 0-2 : distribution des fonctions d'autocorrélation dans le cas d'une émission décalée 24
Figure 0-3 : effet d'un trajet indirect sur la fonction d'autocorrélation. 25
Figure 0-4 : le fonctionnement de la DTT avec deux émetteurs 33
Figure I-1 : génération de la séquence Glonass 37
Figure I-2 : le pic d'autocorrélation de la séquence de Glonass 38
Figure I-3 : génération des codes aléatoires à base de codes de Weil 46
Figure I-4 : Modulation BPSK 47
Figure I-5 : Modulation BOC 48
Figure I-6 : spectre des signaux Galileo, GPS, Glonass et Compass dans la bande L1 48
Figure I-7 : schéma de la modulation BCS([1,-1, 1,-1, 1,-1,1], $\boldsymbol{fc}$) 49
Figure II-1 : Fonction d'intercorrélation entre la séquence de Glonass et celle décimée à d= 2^1+1 52
Figure II-2 : Fonction d'intercorrélation entre la séquence de Glonass et la séquence décimée à d= 2^3+1 53
Figure II-3 : Comparaison de la fonction d'intercorrélation entre les deux séquences maximales G1 et G2 et celle entre G1 et le code à 31 chips. 54
Figure II-4 : Fonction d'intercorrélation pour le scénario du code plus long en intérieur 55
Figure III-1 : exemple de corrélation entre deux codes partiellement modulés en BOC 57
Figure III-2 : exemple de modulation IMBOC avec p= 3 58
Figure III-3 : fonction d'autocorrélation de la séquence maximale de Glonass modulée en BOC et IMBOC avec p=2 65
Figure III-4 : fonction d'autocorrélation de la séquence maximale de Glonass modulée en BOC et IMBOC avec p=3 65
Figure III-5 : fonction d'intercorrélation de la séquence maximale de Glonass et celle modulée en BOC et IMBOC avec p=2 67
Figure III-6 : fonction d'intercorrélation de la séquence maximale de Glonass et celle modulée en BOC et IMBOC avec p=3 67
Figure III-7 : les valeurs maximales et minimales de la fonction d'intercorrélation entre la séquence de Glonass et sa réplique modulée en IMBOC pour $\boldsymbol{p \in 1\,25}$ 68
Figure III-8 : les valeurs maximales et minimales de la fonction d'intercorrélation entre la séquence de Glonass et sa réplique modulée en BOC pour $\boldsymbol{p \in 1\,25}$ 68

Figure III-9 : fonction d'intercorrélation de la séquence maximale générée par décimation et modulée en BOC et IMBOC pour p égal à 6 avec la séquence de Glonass 70
Figure III-10 : fonction d'intercorrélation de la séquence maximale générée par décimation et modulée en BOC et IMBOC pour p égale à 7 avec la séquence de Glonass 71
Figure III-11 : fonction d'intercorrélation entre la version BOC et IMBOC (p=11) de la séquence maximale G1 les codes GPS. 72
Figure III-12 : fonction d'intercorrélation entre la version BOC et IMBOC (p=10) de la séquence maximale G1 les codes GPS. 73
Figure III-13 : les valeurs maximales et minimales des fonctions d'intercorrélation des modulations BOC et IMBOC pour la bande GPS 73
Figure III-14 : les spectres des signaux GPS et Galileo de la bande L1 avec le nouveau signal IMBOC pour $\boldsymbol{p = 7}$ 75
Figure III-15 : les spectres des signaux GPS et Galileo de la bande L1 avec le nouveau signal IMBOC pour $\boldsymbol{p = 9}$ 75
Figure III-16 : les spectres des signaux GPS et Galileo de la bande L1 avec le nouveau signal IMBOC pour $\boldsymbol{p = 11}$. 76
Figure III-17 : les spectres (en dBm) des signaux dans la bande L1 avec le signal IMBOC à $\boldsymbol{p = 7}$ 77
Figure III-18 : exemple du déploiement du système de positionnement à base de répélites dans le bâtiment de la Cité des Sciences 80
Figure III-19 : vu de coté du système à base de répélites déployé dans le bâtiment de la Cité des Sciences 80
Figure III-20 : la distribution spatiale des positions de test dans le bâtiment de la Cité des Sciences 81
Figure III-21 : fonction d'autocorrélation du PRN1 reçu à la position de test PT1 quand le PRN 33 / le code IMBOC (p=11) est émis par les répélites en indoor 85
Figure III-22 : fonction d'autocorrélation du PRN1 reçu à la position de test PT4 quand le PRN 33 / le code IMBOC (p=11) est émis par les répélites en indoor 85
Figure III-23 : fonction d'autocorrélation du signal M GPS reçu à la position de test PT4 quand le PRN 33 ou le code IMBOC (p=11) sont émis par les répélites en indoor 87
Figure III-24 : fonction d'autocorrélation du signal Glonass reçu à la position de test PT1 quand la seconde m-séquence ou sa version modulée en IMBOC (p=7) est émise par les répélites en indoor 88

Figure III-25: fonction d'autocorrélation du signal Glonass reçu à la position de test PT4 quand la seconde m-séquence ou sa version modulée en IMBOC (p=7) est émise par les répélites en indoor 88
Figure III-26 : les fonctions d'autocorrélation des 10 répélites tracées pour les points de test indoor du PT9 au PT12. 90
Figure IV-1: générateur Rhode&Schwarz 93
Figure IV-2 : montage d'acquisition parallèle 94
Figure IV-3 : Fonction d'autocorrélation du signal IMBC à p=3 95
Figure IV-4 : Fonctions d'autocorrélation des signaux IMBC à p=3, 5, 7 et 11. 95
Figure IV-5 : Fonction d'intercorrélation des signaux GPS PRN1 et PRN2. 96
Figure IV-6 : Fonctions d'intercorrélation du signal GPS PRN2 avec les signaux IMBOC à p=3, 5, 7 et 11. 97
Figure IV-7 : auto-corrélation du PRN 2 dans le cas où le récepteur reçoit en parallèle le PRN33 émis par le répélite à -50 dBm 99
Figure IV-8 : auto-corrélation du PRN 2 dans le cas où le récepteur reçoit en parallèle le PRN33 ou le code IMBOC avec p égal à 7 à un rapport de puissance égale à 30dB. 99
Figure IV-9 : auto-corrélation du PRN 2 dans le cas où le récepteur reçoit en parallèle le PRN33 ou le code IMBOC avec p égal à 7 à un rapport de puissance égale à 40 dB. 100
Figure IV-10 : auto-corrélation du PRN 2 dans le cas où le récepteur reçoit en parallèle le PRN33 ou le code IMBOC avec p égal à 7 à un rapport de puissance égale à 50dB. 101
Figure V-1 : *Schéma de la fibre monomode.* 106
Figure V-2 : *dispersion chromatique sur la fibre monomode* 107
Figure V-3 : montage de transmission sur fibre optique 108
Figure V-4 : la modulation directe 109
Figure V-5 : *exemples de pulses « chirpés » positivement (pulses a et b) ou négativement (pulse c)* 110
Figure V-6 : montage de la modulation externe 111
Figure V-7 : *Schéma d'un interféromètre de Mach-Zehnder* 112
Figure VI-1 : schéma de l'architecture du système à base de répélites 117
Figure VI-2 : fonction d'autocorrélation des répélites tracée par le récepteur indoor 117
Figure VI-3 : montage expérimental de l'OTDR 120
Figure VI-4 : schéma du montage de l'OFDR 121
Figure VI-5 : déphasage entre deux sinusoïdes 122
Figure VI-7 : la méthode « self mixing interferometry » 124

Figure VI-8 : schéma de principe de la procédure expérimentale 128
Figure VI-9 : les mesures de la fibre 1 de longueur 1.5 m 129
Figure VI-10 : les mesures de longueur de la fibre 2 à 200 m 129
Figure VI-11 : l'écart type estimé pour les fibres de longueurs 1 m, 1.5 m et 2.5 m 130
Figure VI-12 : les mesures de la somme des longueurs des fibres 1 et 2 et celle de leur concaténation 132
Figure VI-13 : erreur calculée pour le test de linéarité des mesures 133
Figure VII-1 : les boites de modulation et démodulation optique 134
Figure VII-2 : notion d'ambiguïté dans la mesure de déphasage 136
Figure VII-3 : résolution de l'ambigüité entière 138
Figure VII-4 : Longueurs totales mesurées de la fibre en fonction de l'ambiguïté k et de la fréquence horloge 140
Figure VII-5 : les longueurs calculées pour le 2ème délai en fonction des fréquences et des valeurs d'ambiguïté. 146
Figure VIII-1: Figure de la résolution d'ambiguïté pour le délai S_0-S_1 148
Figure VIII-2 : Figure de la résolution d'ambiguïté pour le délai S_0-S_2 149
Figure VIII-3 : Figure de la résolution d'ambiguïté pour le délai S_0-S_3 149
Figure VIII-4 : Tracé de la droite de régression linéaire pour le délai S_0-S_1 150
Figure VIII-5 : Tracé de la droite de régression linéaire pour le délai S_0-S_2 150
Figure VIII-6 : Tracé de la droite de régression linéaire pour le délai S_0-S_3 151
Figure IX-1 : Corrélation à la réception d'un signal émis par un système répélite 152
Figure IX-2 : Montage de calibration du système. 153
Figure IX-3 : processus de calibration 154
Figure IX-4 : calibration avec GSS6567 155
Figure IX-5 : photos de l'espace de test et d'un répélite 158
Figure IX-6 : référentiel local 158
Figure IX-7 : montage du système de localisation 159
Figure IX-8 : robot téléguidé portant le récepteur GNSS et l'antenne réceptrice 161
Figure IX-9 : test de trajectoire linéaire 162
Figure IX-10 : test de trajectoire circulaire 163

Listes des tableaux

Tableau I-1 : l'histogramme de la fonction d'intercorrélation C(τ) entre une séquence S et celle déduite par décimation par un facteur $\boldsymbol{d = 2^e + 1}$ 39
Tableau I-2 : les valeurs de C(τ) associées à β=0 pour chacun des trois cas possibles 40
Tableau I-3 l'histogramme de la fonction d'intercorrélation C(τ) entre une séquence S et celle déduite par décimation par un facteur $d=2^e+1$ vérifiant pgcd (d,n) =1 et m-g est paire. 41
Tableau I-4 : tableau des valeurs d'interrcorrélationn entre deux codes GPS 42
Tableau I-5 : Les types de codes utilisés dans GPS et Galileo. 43
Tableau II-1 : L'exemple du cas m=9 correspondant à la séquence maximale de Glonass 51
Tableau II-2 : valeur d'intercorrélation et fréquence d'apparition pour e ϵ {1, 2, 4, 5, 7, 8} .. 52
Tableau II-3 : valeur d'intercorrélation et fréquence d'apparition pour e ϵ {3,6} 52
Tableau III-1 : les valeurs maximales et minimales des fonctions d'intercorrélation des modulations BOC et IMBOC dans le cas de la bande GPS en fonction du paramètre p. 73
Tableau III-2 : les rapports signal sur bruit maximaux pour le code M de GPS et le code Galileo BOC (15,2.5) 78
Tableau III-3 : les coordonnés (en mètres) des répélites 80
Tableau III-4 : les coordonnées des positions de test 82
Tableau III-5 : les distances (en mètres) entre les différents répélites et les positions de test . 83
Tableau III-6 : les niveaux de bruit (en dB) mesurés sur la fonction d'autocorrélation du PRN1 causé par les interférences avec le PRN 33 et le code IMBOC dans les différentes positions de test 86
Tableau III-7 : les niveaux de bruit (en dB) mesurés sur la fonction d'autocorrélation de la séquence Glonass causé par les interférences avec la seconde m-séquence ou sa version modulée en IMBOC (p=7) dans les différentes positions de test 89
Tableau IV-1 : Niveaux des puissances des signaux du satellite reçu et du répélite émis. 98
Tableau VII-1 : les délais choisis 116
Tableau VII-2 : l'écart type estimé pour la fibre 1 à 1.5 m. 130
Tableau VII-3 : l'écart type estimé pour la fibre 2 à 200 m. 130
Tableau VIII-1 : valeurs de longueurs calculées pour le délai S_0-S_2 146
Tableau IX-1 : les valeurs estimées des trois délais et leurs incertitudes 151
Tableau X-1 : les résultats de calibration pour la phase de validation 155
Tableau X-2 : les résultats de calibration du système à répélites 156
Tableau X-3 : Comparaison des résultats de calibration des deux approches. 157

Tableau XII-1 : coordonnées des répélites 159
Tableau XII-2 : coordonnées des points limites 161

Définitions et Acronymes

BCS	Binary Coded Symbol
BOC	Binary Offset Carrier
BPSK	Binary Phase Shift Key
CBCS	Composite BCS
CBOC	Composite BOC
CDMA	Code Division Multiple Access (multiplexage par le code)
DTT	Double Transmition Technique
FDMA	Frequency Division Multiple Access
Glonass	GlObal'naya Navigatsionnaya Sputnikovaya Sistema (Russe)
GNSS	Global Navigation Satellite System
GPS	Global Positioning System
IMBOC	Indoor Modified BOC
PRN	Pseudo-Random Noise
RF	Radio Frequency
RFID	Radio Frequency IDentification
RoF	Radio over Fiber
SMICL	Short Multipath Insensitive Code Loop
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UWB	Ultra Wide Band
WLAN	Wirless Local Area Network

Introduction

I. Contexte scientifique

Les systèmes de localisation GNSS (Global Navigation Satellite Systems) tels que GPS (Global Positioning System), Glonass[1], Beidou[2] et Galileo[3] ont beaucoup évolué au cours de ces dernières années. Cependant, de nombreuses problématiques relevées au sujet de ce type de techniques restent non résolues. Parmi celles-ci, la localisation en « indoor » qui constitue une limitation frappante des systèmes actuels. En effet les signaux émis par les satellites des différentes constellations sont captés à très faible puissance à l'intérieur des bâtiments ou dans les sous-sols. Ceci rend l'acquisition des signaux et le calcul de la position en question difficiles, imprécis et quelques fois erronés. D'autre part, le besoin de définir sa position en temps réel et dans tous les types d'environnements se renforce avec l'expansion de l'utilisation des systèmes de positionnement dans les téléphones mobiles (smartphone), l'automobile, les transports en commun. Il est donc nécessaire de trouver une solution pour la localisation en intérieur dans le but de garantir la continuité de la fonction de localisation de l'extérieur vers l'intérieur.

Depuis quelques années, les systèmes de localisation en « indoor » se sont multipliés et les travaux de recherche concernant cette thématique attirent de plus en plus la communauté scientifique de plusieurs domaines. Ainsi une multitude de solutions se basant sur différentes techniques ont été proposées. Il y a parmi celles-ci celles qui utilisent les signaux GNSS et d'autres qui ont mis en œuvre des approches se basant sur :

- Les réseaux de capteurs (infrarouge, ultrason, capteur de son, capteur de champs magnétique) *(Samama 2008; Haverinen & Kemppainen 2009; Bird & Arden 2011).*
- Les réseaux locaux sans fil (WLAN, RFID et Radar) *(Hui Liu et al. 2007; Bouet & dos Santos 2008).*
- Les réseaux mobiles de télécommunications (GSM, UMTS) *(Samama 2008).*
- Les systèmes additionnels, de type capteurs inertiels (accéléromètres, odomètres, magnétomètres) *(Hui Liu et al. 2007; Mautz 2009)* et systèmes hybrides (capteurs inertiels intégrés aux systèmes GNSS).

[1] Système de positionnement Russe
[2] Système de positionnement Chinois appelé aussi « Compass »
[3] Système de positionnement Européen

- Les systèmes UWB (Ultra Wide Band) *(Gigl et al. 2007; Cemin Zhang et al. 2006; Fujii et al. 2007).*
- Les systèmes optiques (basés sur les traitements d'image) *(Mautz & Tilch 2011)*.
- Les approches de type SLAM (Simultaneous Localization and Mapping) (Mourikis and Roumeliotis 2004).

Ces diverses approches proposent un très large éventail de solutions techniques et de performances, parfois de très bon niveau. Cependant, cette diversité cache un manque de clarté dans les spécifications du besoin de départ, laissant ainsi l'imagination des « techniciens » en première ligne. Pour notre part, nous allons nous fonder sur un point de départ que nous pensons solide : la disponibilité, déjà très importante et en constante progression, d'un récepteur GNSS dans les divers terminaux communicants (actuels et à venir). Ainsi, le type de solutions sur lesquelles nous allons travailler repose sur l'utilisation de signaux de type GNSS, c'est-à-dire qu'un récepteur GNSS actuel est en mesure de traiter sans changement de hardware.

Dans les solutions basées sur les signaux GNSS, il y a deux catégories : celles dites sans infrastructure comme par exemple l'Assisted-GNSS (A-GPS) *(Dedes & Dempster 2005)* ou encore les HSGNSS (pour « High Sensitivity GNSS ») *(Samama 2008)* et celles qui nécessitent le déploiement d'une infrastructure locale. Pour la première catégorie, les améliorations en termes de capacité à fournir une position dans des environnements auparavant non couverts par les satellites sont réelles. Cependant, la précision obtenue est dégradée par rapport à l'extérieur, alors qu'il faudrait l'améliorer légèrement et le temps nécessaire à l'obtention d'une position est parfois de plusieurs secondes. Dans le but de développer les performances de ces systèmes, plusieurs études ont été menées *(Schon & Bielenberg 2008).*Reste maintenant à citer l'ensemble des techniques où se situe le contexte de ce travail, à savoir les approches de localisation GNSS en indoor utilisant une infrastructure locale.

Les deux principales techniques en question sont les pseudolites (pseudo-satellites) et les répéteurs. Une nouvelle idée de système consiste à combiner ces deux techniques pour en faire une autre appelée répélites. Dans cette technique, un seul signal GNSS est émis par tous les transmetteurs. Pour permettre au récepteur de distinguer les signaux, on décale chacun par un délai spécifique.

Le principe commun à toutes ces techniques est de déployer une constellation locale qui permet de rendre accessible le signal GNSS en intérieur. Ce principe répond à la nécessité d'augmenter le niveau des signaux GNSS pour pouvoir l'acquérir en intérieur et promet une amélioration de la précision de localisation.

En contrepartie, on est confronté à plusieurs problématiques. Les plus importantes sont les suivantes :

- Le besoin d'améliorer la précision du positionnement par rapport à celui en extérieur puisque en intérieur les dimensions de l'environnement étudié sont réduites.
- Le problème des trajets indirects qui est amplifié par rapport au cas du GNSS à l'extérieur. Dans le cas de la localisation en indoor, les trajets multiples accumulés peuvent être du même ordre de grandeur que celui du trajet direct. Ainsi le signal reçu est fortement déformé et l'erreur induite sur la distance mesurée est plus élevée.
- L'effet de l'éblouissement (ou le problème du Near-Far) dû à la différence entre les puissances des signaux reçus au niveau du récepteur. La puissance reçue peut être très élevée quand on est très proche de l'un des émetteurs de signaux. Dans ce cas le récepteur a du mal à acquérir les autres signaux dont la puissance est masquée par celles des plus proches des émetteurs.
- La synchronisation des émetteurs qui devrait être analogue à celle des satellites des constellations GNSS.

Dans la suite on présentera chacune de ces techniques, leurs avantages et leurs inconvénients par rapport à ces problématiques.

1. Les pseudolites

Un pseudolite *(Vervisch-Picois 2010)* est un émetteur terrestre transmettant des signaux ayant la même structure que les signaux envoyés par satellites, d'où la contraction du terme « pseudo-satellites ». Le principe de l'utilisation des pseudolites pour la localisation en indoor est de déployer une constellation locale composée d'au moins quatre transmetteurs dans un milieu intérieur. Dans un bâtiment par exemple, on fixe ces transmetteurs au plafond, sur les murs ou même sur le toit (à l'extérieur) et le récepteur calcule sa position de la même façon qu'un récepteur GNSS *(D.Kaplan & J. Hegarty 2006)*. Il reçoit donc les signaux des différents pseudolites, calcule le retard résultant du trajet parcouru par ces signaux et en déduit la pseudodistance le séparant de chaque émetteur. On parle de pseudodistance car

celle-ci inclut, en plus de la distance en question, le biais d'horloge représentant la désynchronisation entre le récepteur et les émetteurs. Lorsque le récepteur a acquis un nombre suffisant de signaux il calcule sa position en 2D ou 3D de la même façon qu'un récepteur GNSS classique.

La nécessité de synchroniser les pseudolites constitue l'étape la plus coûteuse et la plus complexe de cette approche. En contrepartie, en émettant en continu les signaux on peut suivre l'évolution de la porteuse pour faire des mesures de phase qui améliorent la résistance aux trajets indirects et permettent une meilleure précision.

Plusieurs équipes à travers le monde travaillent sur la localisation avec les pseudolites. On peut citer les travaux des Coréens de l'université de Séoul *(Kee et al. 2001)*, l'Institut de Technologies avancées de Localisation par Satellites au Japon *(Petrovski et al. 2003)* et le group « Locata » de l'université de Nouvelles Galles du Sud en Australie *(Barnes et al. 2006; Barnes et al. 2003).*

Les dernières publications *(Rizos et al. 2010)* du SNAP group affirment qu'ils ont abouti à une solution commercialisable d'un système de localisation indoor basé sur les pseudolites avec une précision inférieure au mètre. Celui-ci utilise une constellation de pseudolites intelligents qui s'auto-synchronisent entre eux. L'idée est que chacun de ces pseudolites installés sur le toit du bâtiment émette un signal pulsé de façon cyclique. Ce signal contient un code C/A semblable à celui du GPS. L'émission du signal sous forme de pulse cyclique permet de réduire l'effet du Near-Far.

2. Les répéteurs

La localisation à base de répéteurs ressemble à celui à base de pseudolites dans la mesure où il est toujours question de déployer une constellation d'émetteurs en intérieur et d'utiliser la même approche de calcul pour obtenir la position en 2D ou 3D. L'idée de cette méthode est de récupérer les signaux GNSS par une antenne placée à l'extérieur (sur le toit par exemple), de les amplifier puis les retransmettre en intérieur par différents répéteurs. En plus de ça, il est nécessaire de répartir les émissions de ces transmetteurs de façon séquentielle : chacune des antennes intérieures retransmet le signal reçu durant une période limitée dans un cycle répétitif reparti sur toutes les antennes. Dans le cas contraire (c'est à dire tous les transmetteurs émettent en même temps et de façon continue), on crée artificiellement des trajets multiples et le récepteur n'est plus capable de calculer la bonne position.

Pour évaluer la valeur de la pseudodistance correspondant à la propagation entre le transmetteur intérieur et le récepteur, ce dernier suit l'évolution de la variation de la pseudodistance de chaque satellite (dont le code se trouve dans le signal retransmis). La différence de phase induite sur cette pseudodistance entre deux émissions consécutives de deux transmetteurs différents est mesurée à chaque transition. Cette mesure correspond à la différence entre les distances séparant le récepteur des deux transmetteurs en question. Une fois que le récepteur a pu mesurer un nombre suffisant de ces transitions, il est capable de calculer sa position. Les deux inconvénients majeurs des répéteurs sont la nécessité de déployer un câblage entre l'antenne extérieure et les transmetteurs intérieurs et l'impossibilité de mener des mesures de phase de porteuse pour le calcul des pseudodistances. En contrepartie, on n'a plus besoin de synchroniser les répéteurs puisqu'ils sont reliés tous au même boitier responsable de l'amplification et de la distribution du signal. De plus, le problème de l'éblouissement ne se pose plus puisque à tout instant, il n'y a qu'un seul émetteur qui fonctionne.

Cette approche a été développée dans de nombreux travaux au sein du groupe Navigation de Telecom SudParis (TSP) *(Caratori et al., 2004; Fluerasu & Samama, 2011; Vervich-Picois et al., 2006)* et aussi par un autre groupe de recherche basé en Corée, à l'université de Konkuk *(Jee et al. 2005)* .

3. Les répélites

L'objectif de cette approche est de pouvoir faire une mesure de phase de la porteuse en continu avec un signal répété. Il est donc nécessaire que tous les transmetteurs émettent le signal de façon continue. On est donc amené à transmettre le même signal par tous les émetteurs simultanément. Afin d'éviter qu'au niveau du récepteur les signaux provenant des différentes antennes n'interfèrent les uns avec les autres, le signal originel est retardé différemment sur chacune des antennes avant l'émission. On aboutit à un système utilisant des émissions décalées d'un même signal. Ces décalages introduits sur le signal en question doivent être rigoureusement choisis de façon à éviter toute interférence ou déformation (par les pics secondaires) des signaux reçus au niveau du récepteur. Le signal émis dans ce cas peut être celui d'un seul satellite. Durant les tests, on utilisera un générateur de signaux GNSS à la place de l'antenne externe.

La Figure 0-1 représente le schéma du système à base de répélites avec les différents décalages introduits sur chacune des antennes Δ_{12}, Δ_{23}, Δ_{34}.

Dans la Figure 0-2, on représente la forme des fonctions d'autocorrélation résultant d'un tel système à émissions décalées utilisant le signal du code PRN1 du GPS.

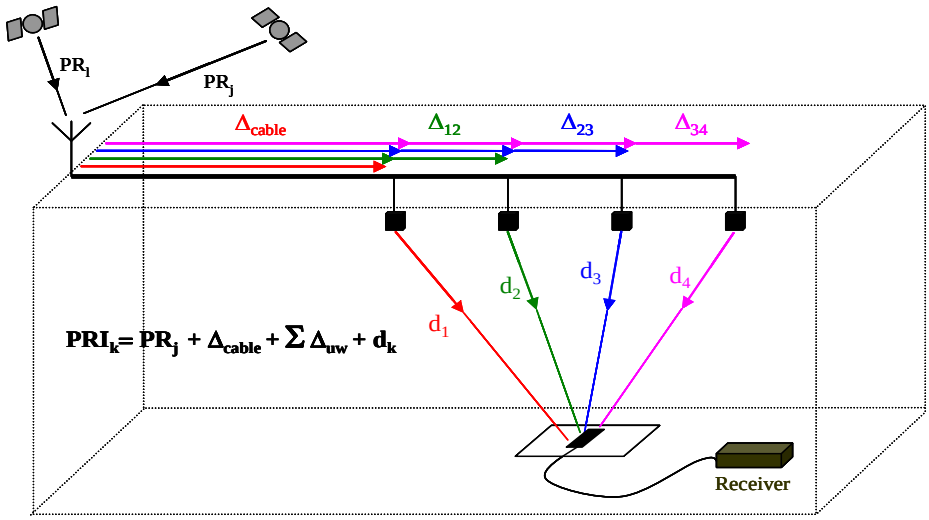


Figure 0-1 : schéma du système de localisation à base de Répélites

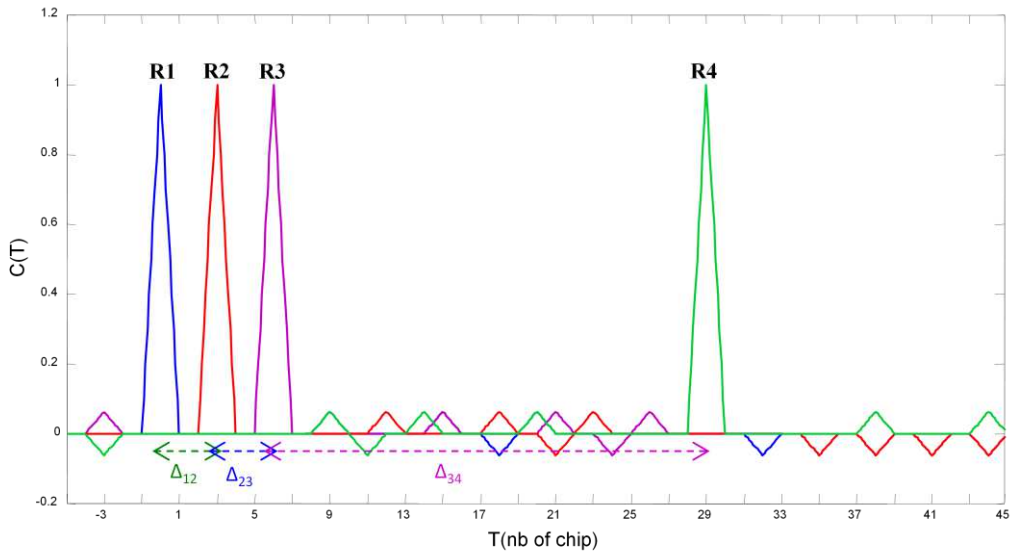


Figure 0-2 : distribution des fonctions d'autocorrélation dans le cas d'une émission décalée

Les recherches effectuées dans le cadre de ces travaux concernent en particulier l'architecture du système et la forme du code émis par ces transmetteurs. L'idée ici est de proposer de nouveaux codes susceptibles d'améliorer les performances du système en réduisant les interférences avec les autres systèmes GNSS.

Dans une seconde partie, nous cherchons à alléger la structure du système en remplaçant les câbles coaxiaux par de la fibre optique qui sera à la fois le support de transmission et la ligne

à retard (pour créer les différents délais). Il est alors nécessaire de pouvoir définir avec précision les délais induits sur chaque signal au moyen de la fibre dans le but de faire un premier calibrage du système.

4. Les Inconvénients des systèmes à Transmetteurs GNSS

Quand on étudie les systèmes à transmetteurs GNSS pour la localisation indoor, on est confronté à trois inconvénients majeurs. Il s'agit des multi-trajets, de l'effet de l'éblouissement et de la désynchronisation entre les émetteurs. Il est nécessaire de prendre en considération ces problèmes pour comprendre les difficultés du localisation indoor. Dans le cas du système à répélites, le problème de désynchronisation ne se pose pas étant donné la connexion filaire entre les antennes et le générateur de signaux. Par conséquent dans notre système seuls les problèmes des trajets indirects et de l'éblouissement sont présents. Ces deux inconvénients sont décrits dans les paragraphes suivants.

a. Effet des multi-trajets

Les trajets indirects sont une limitation forte et présente dans les trois systèmes à transmetteurs GNSS. Ce phénomène résulte de la réflexion du signal direct par un obstacle ou de sa diffraction. Les signaux réfléchis ou diffractés atteignent le récepteur GNSS avec un retard supplémentaire comparé au trajet direct. Puisque la mesure de pseudodistance entre l'antenne émettrice et le récepteur est basée sur la mesure de temps de propagation, les trajets indirects sont source d'erreur de positionnement. En effet, ces multi-trajets se superposent au trajet direct lors du calcul de la fonction de corrélation. Il en résulte une déformation du pic d'autocorrélation telle que celles représentées dans la Figure 0-3. Ainsi la mesure de pseudodistance est erronée. L'ampleur de cette erreur dépend de la puissance, de la phase et du délai supplémentaire du trajet indirect.

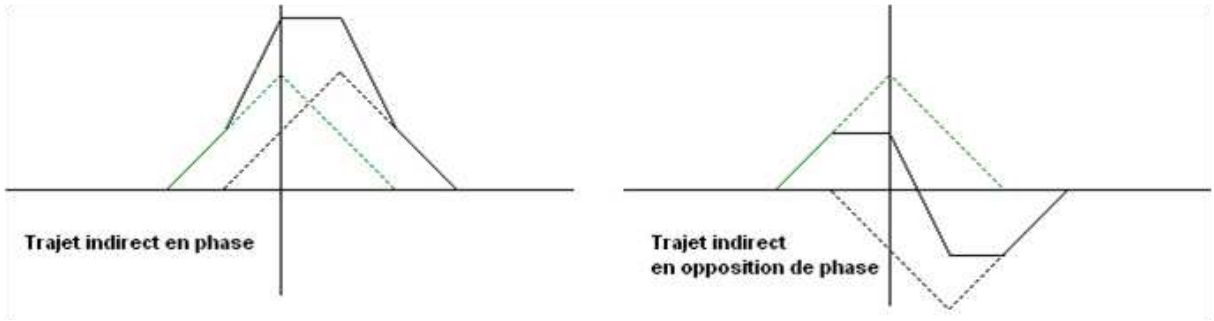


Figure 0-3 : effet d'un trajet indirect sur la fonction d'autocorrélation.

L'effet des trajets indirects apparaît aussi à l'extérieur mais il est beaucoup plus gênant et important en indoor. En effet, en intérieur, il y a plus d'obstacles réflecteurs et l'espace de

propagation des signaux est réduit. Par conséquent, les trajets indirects sont plus nombreux, de puissances plus élevées, et de courts délais supplémentaires (étant donné les courtes distances de propagation). Leur effet sur la mesure de pseudodistance est ainsi encore plus conséquent.

b. Effet de l'éblouissement

Le phénomène d'éblouissement, nommé aussi "Near-Far", est observé en particulier dans les systèmes CDMA. Dans certain cas, quand l'écart en puissance entre deux signaux, émis à la même fréquence, est très grand, le signal le plus faible est noyé dans le bruit. Donc, le récepteur GNSS ne détecte plus que le signal fort en puissance tandis que les pics d'autocorrélation du signal à faible puissance sont perçus comme un signal parasite.

Un tel phénomène a pour cause l'écart important en puissance (supérieur à 20dB) entre deux signaux du même système. Ceci peut résulter de trois situations liées à la différence d'atténuation des deux signaux. En premier lieu, si le récepteur GNSS est très proche de l'un des émetteurs, le signal de cet émetteur est beaucoup moins atténué par la propagation en espace libre que les autres. Cette situation est très fréquente en indoor et elle est la cause principale de ce phénomène d'éblouissement. En deuxième lieu, la présence d'obstacle dans l'environnement peut atténuer notablement le signal qui le traverse (comparé aux autres). Dans ce cas, il y a un risque d'éblouissement de ce signal par les autres au niveau du récepteur. En dernier lieu, la superposition des trajets multiples (constructive ou destructive) peut creuser l'écart en puissance et donc induire le phénomène d'éblouissement.

II. Objectif de la thèse

Ce travail de thèse a un objectif principal qui se résume à l'optimisation d'un système de localisation à base de transmetteurs locaux pour les environnements difficiles (où les signaux GNSS sont difficiles à détecter). Deux points essentiels seront traités : la génération de nouveaux codes caractérisés par un faible niveau d'interférence avec les signaux satellitaire. Et la simplification de l'infrastructure du système au moyen de la fibre optique Pour le premier point, l'objectif est de proposer de nouveaux codes pour l'indoor capables de réduire le niveau d'interférence avec les signaux GNSS émis à l'extérieur. Ces codes devront aussi satisfaire d'autres conditions liées à leurs propriétés d'autocorrélation. Ces conditions seront détaillées par la suite. Le second point concerne l'utilisation de la fibre optique pour alléger le montage du système. De plus la fibre sera aussi employée dans la création des déphasages nécessaires au fonctionnement du système.

Chacun de ces points sera traité dans deux parties distinctes. Chaque partie commence par un état de l'art décrivant les études menées dans la littérature à propos du sujet traité. Dans la première partie, on s'intéresse aux codes GNSS déjà utilisés. La deuxième partie débute par une étude des techniques de transmission des signaux radio sur fibre. Les études théoriques développées autour de ces deux points nous mènent aux évaluations expérimentales réalisées, dont l'objectif est de tester les solutions proposées. Durant ces travaux, des simulations (d'interférence entre codes), des séries de mesures (de délais) et des tests de localisation ont été menés pour atteindre les objectifs fixés. Des analyses et des comparaisons (avec les références choisies) des résultats obtenus nous permettent de conclure sur ces travaux.

III. Contribution scientifique

Les principales contributions scientifiques apportées au cours de cette thèse sont :

- La mise en œuvre du système de localisation à répélites avec un montage (transmission des signaux avec les décalages temporels) basé sur la fibre optique. Ceci nous a permis d'alléger et de simplifier l'architecture du système.
- Le développement d'une méthode de calibration du système à répélites. L'objectif de cette méthode est de fournir une mesure précise (incertitude inférieure au centimètre) des délais ajoutés aux signaux des répélites. Cette donnée est nécessaire pour assurer une précision de localisation inférieure au mètre.
- L'étude des codes GNSS dans l'objectif de proposer les codes optimaux pour l'indoor. Ces codes devraient garantir le plus bas niveau d'interférence avec les signaux satellitaires reçus à l'extérieur.
- La création de nouveaux codes IMBOC (Indoor Modified BOC) caractérisés par un niveau réduit d'interférence avec les signaux satellitaires. Ces codes sont optimaux en ce qui concerne la réduction du seuil d'intercorrélation avec les signaux GNSS outdoor et la netteté de la fonction d'autocorrélation.
- La simulation du déploiement du système à répélites dans un environnement indoor typique utilisant les nouveaux codes et l'évaluation de leurs performances en termes d'interférence inter-système et intra-système.
- La génération des signaux RF modulés en IMBOC et l'évaluation des interférences réels induites sur un récepteur placé à l'extérieur.
- Le déploiement du système à répélites à base de fibre optique dans un environnement indoor et la réalisation des premiers tests de localisation (absolus et relatifs).

IV. Organisation du manuscrit

Le présent document est organisé en deux parties séparées plus une introduction. La première partie concerne l'optimisation des codes pour les systèmes de localisation indoor. Elle est organisée en quatre chapitres :

Le premier chapitre décrit l'état de l'art des codes existants dans la littérature des GNSS. Ces codes sont séparés en deux générations. La première génération concerne les codes de Gold GPS et la séquence maximale de Glonass. Dans la deuxième génération apparaissent les codes de Weil et les codes aléatoires. Etant donné que les propriétés de ces codes dépendent aussi des types de modulations utilisées, l'état de l'art comprend une étude de ces modulations. Il s'agit de la BPSK (Binary Phase Shift keying), de la BOC (Binary Offset Carrier) et de la BCSS (Binary Codes Spreading Symbol).

Le deuxième chapitre propose des nouveaux codes dont les propriétés d'interférence sont équivalentes à celles des codes GPS. Le choix de ces codes est fait selon des critères liés aux propriétés d'autocorrélation, notamment la durée du chip et l'absence de pic secondaire.

Le troisième chapitre définit des familles de nouveaux codes dont le niveau d'interférence avec ceux des satellites est inférieur au niveau GPS. Une étude théorique des intercorrélations et des simulations des niveaux d'interférence permet de prouver les améliorations apportées par ces codes.

Le quatrième chapitre concerne la génération des nouveaux signaux modulés par les codes présentés au troisième chapitre. Ces signaux nous permettent de faire des tests d'interférence sur des récepteurs GNSS standards.

Quant à la deuxième partie, elle est organisée en cinq chapitres :

Le cinquième chapitre décrit la liaison optique permettant de transmettre le signal GNSS sur la fibre optique. Les différentes techniques de modulation et démodulation Electronique/Optique sont présentées.

Le sixième chapitre concerne les techniques de mesure des délais introduits avec la propagation dans la fibre et les montages utilisés. On choisit à la fin de ce chapitre la méthode la plus adaptée (simple et facile à intégrer) à notre système.

Le septième chapitre présente les étapes de calibration des délais optiques et les méthodes d'estimation de la valeur réelle du délai et de son incertitude. Dans ce chapitre, on s'intéresse

à la théorie de l'analyse statistique pour évaluer les délais du système à répélites et leurs incertitudes.

Le huitième chapitre expose les résultats des mesures des délais et de leurs incertitudes pour notre système à répélites.

Le neuvième chapitre décrit une méthode fondée sur des mesures de calibration GNSS des délais et compare ces résultats à ceux obtenus par la méthode « optique » des chapitres précédents. Ensuite, on présente les premiers résultats de calcul de position du système à répélites pour des points fixes (positionnement absolu) et pour des déplacements du récepteur (positionnement relatif).

Dans la conclusion de ce document, on résume les travaux réalisés dans les deux parties et on suggère quelques perspectives pour de futures recherches.

Partie I : Codes optimaux pour le système de positionnement à base de répélites

Durant les travaux et les tests expérimentaux précédemment réalisés par le groupe Navigation de Telecom SudParis, le signal transmis par les émetteurs du système de positionnement porte l'un des 36 codes GPS. Dans le cadre des plus récentes réglementations concernant les niveaux de puissance d'émission autorisés en intérieur sur les bandes de fréquences allouées aux systèmes GNSS actuels, on est limité à un certain seuil de puissance (de l'ordre de -50dBm). Celles-ci ont pour objectif d'éviter toutes interférences possibles avec les systèmes GNSS fonctionnant à l'extérieur. Ces réglementations limitent notre niveau d'émission et par conséquent, les performances attendues de notre système en termes de précision et de couverture. On cherche alors un moyen de réduire le niveau de puissance des interférences possibles entre les signaux GNSS émis à l'extérieur et celui émis par le système de localisation en indoor. On est donc amené à étudier les interférences entre les codes portés par les signaux GNSS actuels et celui qui sera utilisé par notre système. L'objectif de cette étude est de proposer de nouveaux codes dont le niveau d'interférence avec ceux émis à l'extérieur est au pire des cas égal à celui entre deux codes GPS (parmi les 36 codes). Le seuil d'interférence entre deux codes GPS parmi les 36 codes sera en effet considéré comme étant la référence à laquelle on compare les propriétés d'intercorrélation des nouveaux codes.

Il faut aussi prendre en considération les autres aspects du système dont par exemple les performances des techniques utilisées pour solutionner le problème de l'éblouissement et réduire l'effet des multitrajets. En effet des travaux précédents réalisés au sein du groupe Navigation ont étudié ces deux problématiques pour aboutir à deux méthodes : la SMICL (Short Multipath Insensitive Code Loop) *(Jardak & Samama 2010*) et la DTT (Double Transmission Technique) *(Vervisch-Picois & Samama 2011)* capables de réduire l'effet des trajets indirects et de l'éblouissement respectivement. L'idée est donc de proposer de nouveaux codes tout en veillant à ce que les performances de ces techniques ne soient pas détériorées.

La SMICL est conçue dans le but d'éliminer l'effet des trajets indirects courts (d'une longueur inférieure à 0.5 chip), qui sont majoritaires en indoor, sur le calcul de position. En effet quand le signal reçu est perturbé par la présence des multitrajets, la fonction d'autocorrélation du code est déformée ce qui induit une erreur dans la mesure du décalage (dans le code) et par conséquent une position calculée non précise. La SMICL propose un nouveau discriminateur[4] (Early-Late) qui a pour caractéristique principale d'être insensible aux trajets indirects de

[4] Le discriminateur Early-Late est la différence entre la fonction d'auto-corrélation retardée d'un chip (Late) et celle en avance d'un chip (early).

longueur inférieure à 0.5 chip. Ainsi pour une gamme de multitrajets de longueur inférieure à 0.5 chip, les résultats de simulation de la SMICL montrent une forte amélioration des précisions obtenues. Par contre la SMICL n'est pas capable d'éliminer l'effet des trajets indirects de longueur supérieure à 0.5 chip. Ainsi s'il existe dans notre environnement des trajets réfléchis de longueur supérieure au seuil de 0.5 chip, on retrouve leur impact sur le calcul de la position du récepteur. Dans le but de rendre plus performante la SMICL et de profiter au maximum de ses avantages, l'idée initiale est de proposer un code dont la durée chip est plus élevée (de sorte que 0.5 chip représente une longueur plus grande de trajet indirect). Dans ce cas, des trajets indirects plus longs peuvent être pris en compte par le discriminateur de la SMICL, ce qui permettra d'améliorer la précision du positionnement.

La DTT consiste à émettre deux signaux décalés d'un retard φ, en phase pour le cas du premier émetteur et en opposition de phase pour le deuxième comme le montre la Figure 0-4. Le retard φ correspond à un demi-code dans un système à base de pseudolites. Quand on corrèle les signaux reçus par le récepteur venant de chacun des émetteurs à une première réplique du code non décalée puis à une deuxième décalée de φ, on retrouve les formes des fonctions d'autocorrélation représentées sur la Figure 0-4. Si le récepteur veut suivre les émissions du premier émetteur, il suffit de faire la somme des deux fonctions d'aurocorrélation obtenues pour éliminer le deuxième signal et renforcer le pic du premier. Ainsi on supprime les termes de corrélations croisées de l'autre émetteur sans affecter le signal de celui que l'on cherche à suivre. Cette méthode peut fonctionner avec plus que deux émetteurs si la forme de la fonction d'autocorrélation de code utilisée ne présente pas de pics secondaires susceptibles de perturber le pic principal du deuxième signal. Il est donc préférable d'avoir un code dont la fonction d'autocorrélation n'a que deux valeurs possibles (comme par exemple une séquence maximale) : celle du pic et celle en dehors de celui-ci toujours constante.

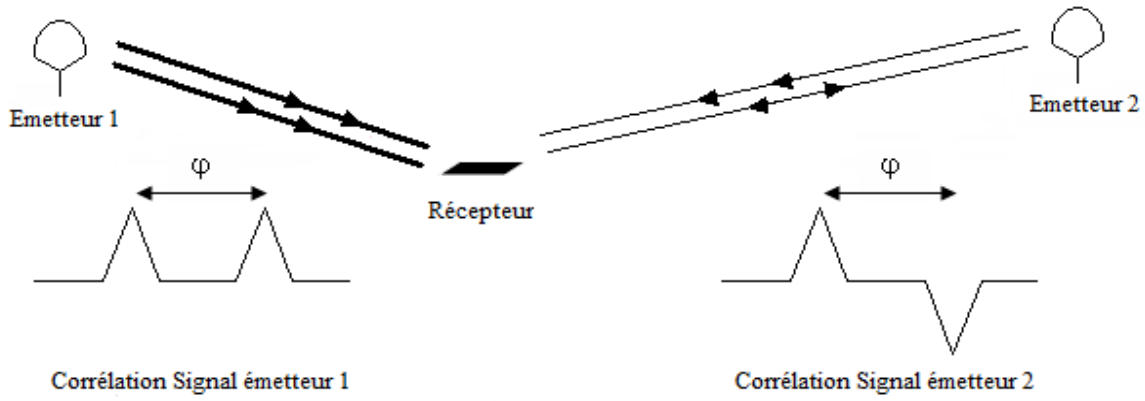


Figure 0-4 : le fonctionnement de la DTT avec deux émetteurs

En résumé, il est question dans cette partie de proposer des nouveaux codes permettant de satisfaire principalement les trois points suivants :

- Réduire des interférences avec les systèmes GNSS en outdoor (et aussi en indoor).
- Augmenter la durée du chip pour profiter des avantages de la SMICL
- Avoir une fonction d'autocorrélation à deux valeurs permettant d'étendre l'utilisation de la DTT à plus que deux émetteurs.

Dans la suite, on commence par étudier les codes utilisés dans les systèmes GNSS actuels pour la localisation à l'extérieur dans le but d'évaluer leurs performances selon les points précédemment exposés et proposer des exemples de codes susceptibles de mieux convenir à notre système.

Chapitre I : Etat de l'art des codes utilisés dans les systèmes GNSS actuels

Dans ce chapitre, on s'intéresse aux composantes du signal GNSS à savoir le code binaire modulant et la technique de modulation. On cherche alors les types de modulation et les différents codes cités dans la littérature et utilisés par GPS et Galileo. Dans la suite, on décrit les méthodes de génération des codes et leurs caractéristiques de corrélation. Ensuite, on décrit les différentes techniques de modulation BPSK, BOC, BCS…et leurs caractéristiques. Ce travail permettra de choisir la technique de modulation et le code pour notre système de localisation en indoor.

I. Codes GNSS de première génération : GPS et Glonass

Dans un système de localisation indoor, basé sur les transmetteurs GNSS, on a besoin d'émettre un signal portant un code numérique dont on se servira pour le calcul du délai de propagation. Ce délai (déduit à partir du décalage du code reçu par le récepteur) permet de calculer la distance parcourue par le signal jusqu'au récepteur GPS et ainsi sa position. Dans le cas du système GPS (Global Positionning System), il y a 36 codes différents dont 32 associés aux 32 satellites de la constellation et 4 associés aux réémetteurs terrestres. Dans d'autres systèmes comme Glonass, un seul code est utilisé pour tous les satellites. Cependant, pour éviter les interférences entre les signaux des différents satellites, ils émettent chacun à une fréquence porteuse différente. Dans le cas de notre système de localisation indoor à base de transmetteurs GNSS, on a besoin d'émettre un seul signal portant le même code et à une seule fréquence. On ajoute alors, en installant ce système, une autre source de signal GNSS. Celle-ci est tenue de respecter les réglementations de la retransmission de signaux dans les bandes de fréquences associées aux systèmes GNSS. Ces lois limitent le niveau de puissance émis par les antennes pour éviter tout risque de perturbations des systèmes GNSS (GPS, Glonass, Galileo…) fonctionnant dans l'environnement extérieur.

La solution, qui nous vient tout de suite à l'esprit dans ce cas, consiste à réserver un canal Glonass (associé à une fréquence d'émission) pour la localisation en intérieur. En effet, dans ce cas le signal émis en intérieur utilise le code de Glonass (à 511 bits) à une fréquence autre que celle des 24 satellites Glonass. Ainsi, on évite l'interférence entre le signal local (du positionnement en intérieur) avec les autres signaux GNSS. Cette solution offre un niveau d'interférence avec les autres signaux Glonass (dans les canaux adjacent) de l'ordre de 48 dB (selon l'ICD Glonass). En outre, il est possible de réutiliser l'un des canaux Glonass déjà

utilisé lorsque le signal qui lui est associé n'est pas détecté dans notre position. Dans ce cas le canal est disponible à notre point de test. Cette technique est employée aussi par le système Glonass dans le but de réduire la bande spectrale allouée. Etant donné que cette solution demande à réserver une ressource spectrale, ce qui n'est pas facile à réaliser, on cherche donc à développer d'autres propositions.

La deuxième possibilité est d'émettre un signal sur un canal (Glonass, GPS ou Galiléo) déjà utilisé par la constellation des satellites. Dans ce cas le code qui sera émis en indoor peut interférer avec ceux qui sont dans la même bande de fréquence. Ce qu'il nous faut alors est un code dont le signal associé satisfait les conditions d'interférence et les nécessités du système précédemment présentées. Ainsi une étude des codes existants et utilisés par les systèmes GNSS s'impose. On s'intéresse alors aux codes de Gold et plus spécialement aux 32 émis par les satellites de la constellation GPS. La génération de ces codes se base sur la notion de séquence maximale (utilisée dans Glonass) qui suscitera notre intérêt dans un premier temps. Ensuite on en déduit la structure des codes de Gold. Ainsi dans la suite il est question d'étudier la possibilité d'utiliser les codes GPS émis sur la bande L1 et celui de Glonass.

Pour présenter l'origine de ces séquences maximales, il faut commencer par introduire la notion de relation de récurrence.

1. Notion de relation de récurrence

Une suite (ou séquence) S d'éléments $\{S_1, S_2, \ldots, S_n\}$ dans le groupe de Galois (Galois Field) GF(q)[5] satisfait une relation de récurrence linéaire d'ordre m sur GF(q) si et seulement si pour $t \geq 1$ $S_t = a_1 S_{t-1} + a_2 S_{t-2} + \ldots\ldots + a_m S_{t-m}$ *[G.Proakis, John, 2008; McEliece, 1987]*).

Où S_t est le bit numéro t de la séquence S

S_0	S_1	S_2	……	S_t	……	S_{n-1}	S_n

Avec $\{a_1, a_2 \ldots a_m\}$ les éléments du groupe de Galois GF(q). A cette relation on associe le polynôme de degré m $f(x)= x^m - a_1 x^{m-1} - a_2 x^{m-2} - \ldots\ldots - a_m$ appelé polynôme caractéristique de la relation de récurrence.

[5] GF(q) est un groupe fini d'éléments. Il contient un nombre d'éléments égal à q.

2. Génération des séquences maximales (m-sequences) dans GF(2)[6]

Les séquences maximales (maximum-length shift register sequences) forment une famille de codes cycliques (2^m-1, m). Elles sont générées par un registre à décalage de m étages et ont pour longueur (ou période) n = 2^m-1 bits de valeurs 0 ou 1.

Ces séquences de code obéissent à une relation de récurrence linéaire d'ordre m s'écrivant sous la forme suivante :

$S_t = a_1 S_{t-1} + a_2 S_{t-2} + \ldots\ldots + a_m S_{t-m}$ pour t≥1

Et $\{a_1, a_2, \ldots, a_m\}$ sont les éléments du groupe fini de Galois GF(2) représentés par {0,1}.

Si le polynôme f(x) associé à cette relation de récurrence est primitif[7] (dans ce cas il suffit qu'il soit irréductible car a_m=1), alors la séquence générée par le registre à décalage est maximale de période 2^m-1.

Etant irréductible, f(x) n'admet pas de racine sur GF(2), mais on suppose qu'il a des racines ailleurs et on note α l'une d'elle. Dans ce cas, les $(2^m - 1)$ éléments de $GF(2^m)$ sont les puissances de α ; $\{\alpha^0, \alpha^1 \ldots \alpha^{2^m-2}\}$ et 0. L'élément α est appelé élément générateur de GF(2^m). Il doit être primitif, c'est à dire d'ordre 2^m -1[8].

Toute séquence maximale S qui satisfait une telle relation de récurrence peut être définie d'une façon unique par $S_t = Tr(\theta\alpha^t)$[9] pour t≥0 où $\theta \in GF(2^m)$ unique.

On peut démontrer que toutes les séquences maximales ainsi définies sont équivalentes, à un décalage (cyclique) près. On dit aussi qu'elles appartiennent à la même classe d'équivalence définie par la relation de décalage cyclique. C'est-à-dire qu'à partir d'une séquence S définie pour un $\theta \in GF(2^m)$, on peut déduire les autres séquences (associées au même polynôme caractéristique f(x)) avec un décalage de i bits, 1≤i≤2^m-2. La famille des séquences maximales de longueur n=2^m-1, n'appartenant pas à une même classe d'équivalence, est générée par une

[6] GF(2) est le groupe de Galois de 2 éléments {0,1}

[7] Un polynôme est dit primitif s'il est irréductible et son coefficient de plus haut degré est égale à 1.

[8] Un élément α du groupe de Galois $GF(2^m)$ est dit primitif ou d'ordre 2^m -1 si et seulement si le plus petit entier k vérifiant α^k =1 est égal à 2^m -1

[9] Tr est la trace définie sur le groupe fini GF(2^m) par $Tr(x)= \sum_{i=0}^{m-1} x^{2^i}$

procédure de décimation de la séquence S par un facteur d<n. Ceci est réalisé en commençant par un bit initial S_i et en prenant comme bit suivant le $d^{ème}$ élément S_{i+d}. Dans ce cas la séquence R déduite par décimation de S s'écrit comme suit : $R_t = S_{td+i}$ pour $t \geq 0$. Pour que cette séquence R soit maximale de longueur n, il suffit que d soit premier avec $n = 2^m-1$ (pgcd (n, d)=1). Dans le cas où d est une puissance de 2, on retrouve la même séquence initiale S décalée. Sinon (quand n et d ne sont pas premiers entre eux), on récupère une séquence de période inférieure à n.

Pour illustrer ce qu'on vient de présenter à propos des séquences maximales, on prend l'exemple suivant : pour m=9, $n = 2^m-1 = 511$ et $f(x) = 1+x^4+x^9$ associé à la relation de récurrence $S_t=S_{t-5}+S_{t-9}$ qui est générée par le registre à décalage présenté dans la Figure I-1. Cette séquence correspond à celle utilisée par le système Glonass. Les propriétés de cette séquence seront détaillées par la suite.

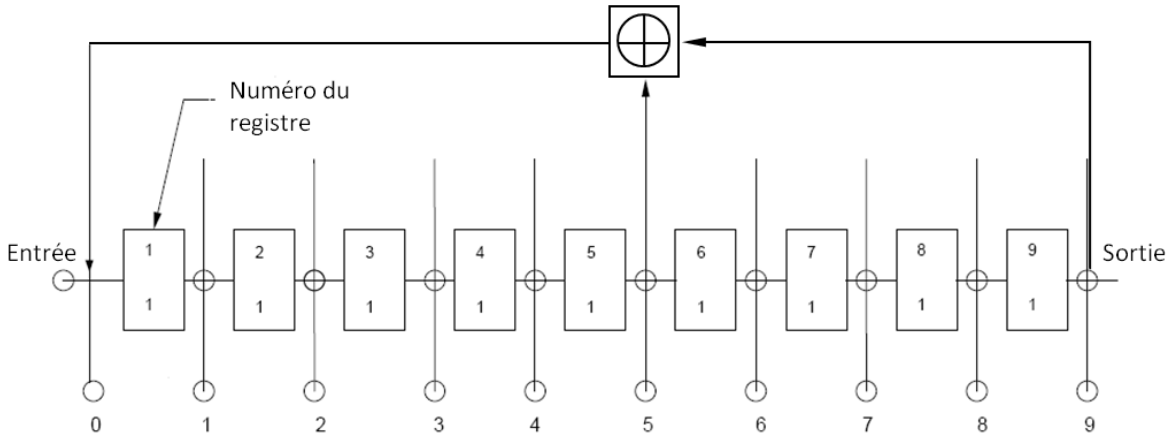


Figure I-1 : génération de la séquence Glonass

Au total, on compte un nombre de séquences maximales (non équivalentes à un décalage près) égal à $\varphi(2^m-1)/m$, φ étant la fonction d'Euler[10]. Ce nombre correspond au nombre de polynômes (caractéristiques associés aux séquences maximales) premiers de degré m.

Ces séquences ont toutes une fonction d'autocorrélation $c(\tau)$ à deux valeurs :

$$c(\tau) = \sum_{i=1}^{n} s_i s_{i+\tau} = \begin{cases} n & si\ \tau = 0 \\ -1 & si\ \tau \neq 0 \end{cases}$$

Où τ est le retard introduit entre la séquence S et sa réplique.

[10] Appelée aussi fonction indicatrice d'Euler. Φ(n) est égale au nombre d'entiers premiers avec n.

La figure ci-dessous représente la forme de cette fonction d'autocorrélation.

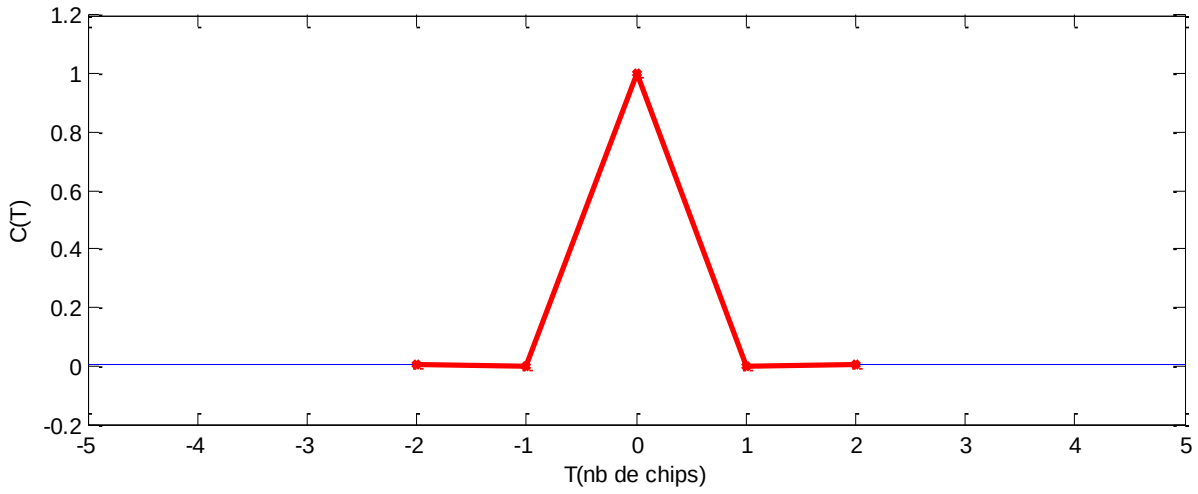


Figure I-2 : le pic d'autocorrélation de la séquence de Glonass

Dans la suite on prend d le facteur de décimation sous la forme 2^e+1. Ce choix a été fait par les théoriciens (spécialistes des codes comme Gold) dans le but de simplifier les calculs des valeurs de corrélation et d'aboutir aux expressions qu'on présente ici. La fonction d'intercorrélation entre une séquence S maximale et celle obtenue par décimation de S avec un facteur égal à d s'écrit sous la forme suivante :

$$C(\tau) = \sum_{i=0}^{n-1} S_{i-\tau} R_i \quad avec\ S_i = Tr(\alpha^i)\ et\ R_i = Tr(\alpha^{di})$$

Pour calculer la fonction d'intercorrélation, on transforme les valeurs des bits 0 et 1 en -1 et 1 respectivement. Ceci nous permet d'écrire la fonction d'intercorrélation sous une forme plus simple :

$$C(\tau) = \sum_{i=0}^{n-1} (-1)^{Tr(\alpha^{i-\tau} + \alpha^{di})}$$

On note par la suite $\beta=\alpha^{-\tau}$ et $x = \alpha^i$ avec i allant de 0 à n-1. Dans ce cas x parcourt tous les éléments non nuls de $GF(2^m)$ et $C(\tau)$ s'écrit comme suite :

$$C(\tau) = \sum_{x \neq 0} (-1)^{Tr(\beta x + x^d)}$$

Les expressions des valeurs d'intercorrélation possibles et leurs fréquences de répétition associées sont présentées dans le tableau ci-dessous. Celles-ci sont données en fonction de

$s = \left\lfloor \frac{r}{2} \right\rfloor$ (partie entière de r/2), où r est le rang de la forme quadratique11 associé à H(x) = $Tr(\beta x + x^d)$.

Tableau I-1 : l'histogramme de la fonction d'intercorrélation C(τ) entre une séquence S et celle déduite par décimation par un facteur $d = 2^e + 1$.

C(τ) : fonction d'intercorrélation entre S et R pour un décalage τ.	F : fréquence d'apparition dans la fonction d'intercorrélation
-1	$2^m - 2^{2s}$
$2^{m-s} - 1$	$2^{2s-1} + 2^{s-1}$
$-2^{m-s} - 1$	$2^{2s-1} - 2^{s-1}$

Pour trouver les valeurs exactes de C(τ), il suffit alors de calculer la valeur de r. Il a été montré *(McEliece 1987)* que celle-ci s'exprime, en fonction du pgcd (m, e) noté ici h et du pgcd (m, 2e) noté g, comme suite :

$$r = \begin{cases} m - g & si\ g = 2h \\ m - g + 1 & si\ g = h \end{cases}$$

Si on calcule la somme totale des fréquences de répétition associées aux trois valeurs de corrélation possibles, on obtient un nombre total de valeur égal à 2^m. Par conséquent le nombre d'éléments dans la fonction de corrélation C (τ) serait de n+1 valeurs. Mais ceci est impossible puisque toutes les séquences maximales sont de longueur n. Il y a donc n valeurs possibles de τ associées au même nombre d'éléments dans C (τ). On cherche alors à rectifier ce compte en vérifiant les cas particuliers et leurs conséquences. Il y a, en effet, un dernier détail à prendre en compte pour que ces calculs soient parfaitement corrects. C'est celui du cas où β=0, puisque $\beta=\alpha^{-\tau}$ n'est jamais nul pour toutes les valeurs de τ ϵ [0, n-1]. On cherche donc la valeur de C(τ) qui correspond à β=0 et on la retire de le Tableau I-2. Dans le tableau suivant, on présente les trois valeurs possibles de C(τ) selon les valeurs de g et h.

[11] Une forme quadratique est un polynôme homogène de degré deux avec un nombre quelconque de variables telles que par exemple $Q=x_1x_2+ x_3x_4+\ldots+ x_{m-1}x_m$ et dans ce cas on appelle m son rang.

Tableau I-2 : les valeurs de C(τ) associées à β=0 pour chacun des trois cas possibles

C(τ) associé à β=0	Si et seulement si
-1	g=h
$2^{\frac{m+g}{2}-1}-1$	g=2h et $\frac{m}{g}$ est impaire
$-2^{\frac{m+g}{2}-1}-1$	g=2h et $\frac{m}{g}$ est paire

Ainsi, pour rectifier le Tableau I-2, il suffit de soustraire 1 à la fréquence d'apparition de la valeur de C(τ) correspondant au cas étudié (parmi ceux mentionnés dans le tableau). Par exemple, quand h=g la fréquence F associée à c(τ)=-1 devient F=$2^m - 2^{2s} - 1$ au lieu de F=$2^m - 2^{2s}$.

L'objectif de ce travail est de pouvoir associer à un nombre n= 2^m-1, toute la famille des séquences maximales ayant cette même longueur n. On s'intéresse alors uniquement au cas où le facteur de décimation d est premier avec n.

On étudie par la suite le cas de deux séquences de code qui font partie de la même famille des séquences maximales de période n= 2^m-1. Dans ce cas, la deuxième séquence est décimée à partir de la première avec le facteur d = 2^e+1, e ϵ [1, m] premier avec n = 2^m-1 (i.e. les cas où pgcd (n, d)=1). Quand on cherche à calculer la valeur du pgcd (n,d), on trouve deux cas possibles :

- Si g=h pgcd (n, d) =1
- Si g=2h pgcd (n, d) = $2^{pgcd(e,m)}$ +1

Puisqu'on s'intéresse au premier cas où n et d sont premiers entre eux, on a donc l'égalité g=h c'est-à-dire pgcd(e, m) = pgcd(2e,m). Par conséquent r prend comme valeur m-g+1 et si on assume que m-g est paire (condition supplémentaire pour calculer s dans ce cas), on déduit s= $\frac{m-g}{2}$. Dans ces conditions on obtient le Tableau I-3 présentant les valeurs prises par la fonction d'intercorrélation entre deux séquences maximales dont l'une est obtenue par décimation de l'autre à un facteur d =2^e+1 premier avec n.

Tableau I-3 l'histogramme de la fonction d'intercorrélation C(τ) entre une séquence S et celle déduite par décimation par un facteur d=2^e+1 vérifiant pgcd (d,n) =1 et m-g est paire.

C(τ) : fonction d'intercorrélation entre S et R pour un décalage τ.	F : fréquence d'apparition dans la fonction d'intercorrélation
-1	$2^m - 2^{m-g} - 1$
$-1 + 2^{\frac{m+g}{2}}$	$2^{m-g-1} + 2^{\frac{m-g}{2}-1}$
$-1 - 2^{\frac{m+g}{2}}$	$2^{m-g-1} - 2^{\frac{m-g}{2}-1}$

Ainsi, on arrive à extraire de la famille de séquences maximales des paires de séquences (telle que la deuxième est obtenue par décimation de la première avec un facteur d premier avec n) dont la fonction d'intercorrélation a trois valeurs possibles. Dans les premiers articles publiés dans ce contexte, le résultat démontré se limite à une majoration de la fonction d'intercorélation c(τ) pour le cas où g=1. En effet, dans les articles *(Gold 1968)* et *(Gold 1967)*, Gold démontre que dans la famille des séquences maximales de longueur n, il existe des paires de séquences (S et R tel que R est déduite par décimation de facteur d premier avec n et d=2^e +1 tel que e premier avec m) dont la fonction d'intercorrélation, en valeur absolue, est inférieure à t(m) exprimée comme suit selon la valeur de m.

$$t(m) = \begin{cases} 2^{\frac{m+2}{2}} + 1 & si\ m\ est\ paire \\ 2^{\frac{m+1}{2}} + 1 & si\ m\ est\ impaire \end{cases}.$$

Ceci permet de limiter les interférences entre les signaux émis par deux utilisateurs de ces paires de séquences. En effet, si on cherche à poursuivre le pic d'autocorrélation de l'un des deux signaux, la perturbation induite par le deuxième sur le premier est mesurée par les pics d'intercorrélation. Puisque que la valeur maximale de ces pics est limitée par t(m) qui est inférieure à la valeur du pic d'autocorrélation (égale à n=2^m-1), on peut observer le premier signal sans être gêné par le deuxième.

Cependant dans le cas général, on aurait besoin de gérer les interférences entre un nombre d'utilisateurs supérieur à deux. Il nous faut donc une famille de séquences dont toutes les paires ont une fonction d'intercorrélation de faible valeur (limitée par t(m) comme dans le cas précédent). Gold montre dans l'article *(Gold 1967)* qu'une telle famille peut être obtenue en

combinant la paire de séquences précédemment sélectionnées pour construire la famille des séquences de Gold.

3. Les codes de Gold

On choisit une séquence maximale S (associée à un polynôme caractéristique f(x)) et on en déduit une deuxième R par décimation d'un facteur $d = 2^e+1$ (d premier avec $n=2^m-1$) où $0<e<m$. Ensuite on construit les n séquences de code de Gold par une somme modulo 2 entre la séquence S et une séquence R_i $0\leq i\leq n-1$ obtenue par un décalage de i bits de R.

Les n+2 codes ainsi obtenus avec en plus les deux séquences maximales S et R ont pour période n. De plus, pour chaque paire de séquences dans cette famille, la fonction d'intercorrélation prend les mêmes trois valeurs calculées précédemment pour les séquences maximales S et R.

Pour illustrer cette théorie, on cite la famille des 36 codes de GPS qui font partie d'une famille de codes de Gold générés par la combinaison des deux séquences maximales G1 et G2 de 1023 chips. Ces séquences sont générées par des registres à décalage de 10 étages. Chacune est caractérisée par un polynôme primitif de degré m=10 :

G1: $P_1(x) = 1+x^3+x^{10}$

G2: $P_2(x) = 1+x^2+x^3+x^6+x^8+x^9+x^{10}$

La séquence G2 peut être aussi obtenue à partir de G1 par une décimation d'un facteur $d=17=2^4+1$(e=4). Ceci nous permet d'en déduire le tableau des valeurs d'intercorrélation entre ces deux séquences et par conséquent entre deux codes de Gold de la famille générée par ces séquences. Ces valeurs sont alors celles qu'on observe entre deux codes GPS.

Tableau I-4 : tableau des valeurs d'interrcorrélationn entre deux codes GPS

c(τ)	f	c(τ) normalisée c(τ)/1023
-1	767	-0.00097
63	136	0.06158
-65	120	-0.06353

Il y a une catégorie de code qui est similaire à celle des codes de Gold : c'est les codes Kasami *(Liu & Komo 1992)*. Cette famille de code est générée à partir de séquence maximale de longueur $2^m - 1$ ou m est un entier pair. A partir de cette séquence on déduit une deuxième séquence maximale par décimation de la première avec un facteur d égal à $2^{m/2} - 1$. La deuxième séquence est de longueur $2^{m/2} + 1$. En combinant ces deux séquences, on génère une famille de $2^{m/2} - 1$ codes. Ces codes avec la première séquence maximale forment une famille de code dont le maximum d'intercorrélation est évalué à $2^{m/2} + 1$.

Une telle famille de code Kasami est utilisée par les satellites Glonass-K dans la bande L3 *(Langley 2011)*.

II. Codes GNSS deuxième génération : Galileo et Beidou

Dans la littérature, plusieurs types de codes pseudoaléatoires existent tels que les séquences Weil, Legendre, Bent… les codes Galileo et Beidou sont générés à partir de séquences maximales ou de codes de Weil. Des traitements standards tels que la concaténation de deux séquences ou la suppression de certains bits sont appliqués à ces codes pour en créer de nouveaux. Ce type de traitements est appliqué par un algorithme spécifique appelé algorithme génétique. Étant donnée la complexité de la procédure de génération, on a besoin de sauvegarder ces codes dans des cases mémoires pour les restituer plus tard. On les appelle donc les « Memory codes ».

Dans ce paragraphe, on s'intéresse aux cas des codes utilisés par les systèmes GNSS Galileo et la nouvelle génération de GPS. Dans le tableau ci-dessous, on liste les codes utilisés par les signaux dans les systèmes GPS et Galileo. En plus des séquences maximales et des codes, les codes de Weil et les Random codes sont aussi cités. Dans la suite on détaille la procédure de génération et les avantages de cette deuxième génération de codes.

Tableau I-5 : Les types de codes utilisés dans GPS et Galileo.

Codes civils	Galileo	GPS
E1/L1	Random codes	Code de Gold et de Weil
L2	-	Séquences maximales
E5/L5	Séquences maximales	Séquences maximales
E6	Random codes	-

1. Codes de Weil

La génération des codes de Weil est basée sur les séquences de Legendre. Celles-ci sont basées sur le principe du résidu quadratique d'un entier premier. Pour un entier premier L et un entier positif a ($a < L$), on dit que a est résidu quadratique de L si l'équation $x^2\ mod\ L = a$ a une solution x. La fonction $f(a) = a^{\frac{L-1}{2}} mod L$ permet de déterminer si a est un résidu quadratique de L ou pas. En effet a est résidu quadratique de L quand $f(a)$ prend la valeur 1. Dans le cas contraire, elle prend la valeur -1. On forme ainsi la séquence Legendre de longueur L par la séquence de deux valeurs 1 et -1 définie comme suite :

$$[f(0)\ f(1) \dots\ f(L-1)]$$

Ces séquences sont caractérisées par une fonction d'autocorrélation à deux ou trois valeurs. Ces valeurs sont définies selon les règles suivantes

si $L = 3\ mod\ 4$ la fonction d'autocorrélation $\theta_a(i)$ prend les deux valeurs suivantes

$$\theta_a(i) = \begin{cases} L & si\ i = 0 \\ -1 & sinon \end{cases}.$$

si $L = 1\ mod\ 4$ la fonction d'autocorrélation $\theta_a(i)$ prend les trois valeurs suivantes

$$\theta_a(i) = \begin{cases} L\ si\ i = 0 \\ -3\ si\ a\ est\ résidu\ quadratique\ de\ L \\ 1\ sinon \end{cases}$$

2. Codes aléatoires - "Random Memory" codes

Dans tous les exemples précédemment présentés, la longueur des codes est définie par un entier premier (code de Weil) ou la formule $2^m - 1$ (séquences maximales et codes de Gold). Le principe des codes aléatoires est de pouvoir générer une famille de codes ayant une longueur L choisie arbitrairement. En créant cette famille de codes, il est nécessaire de veiller à ce que les fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation soient satisfaisantes. En effet, il faut que le pic principal d'autocorrélation soit assez net. De plus, les pics secondaires de la fonction d'autocorrélation et aussi les pics d'intercorrélation (avec les autres codes) doivent être au plus bas. Pour évaluer les performances du code généré, un critère nommé la limite de Welch θ_{welch} (Welch Bound) est appliqué à une famille de codes. Elle est définie en fonction de la longueur des codes n et de leur nombre total M (dans la famille) par l'expression suivante :

$$\theta_{welch} = n\sqrt{\frac{M-1}{Mn-1}}$$

Une famille de code respecte la limite de Welch quand l'amplitude des pics secondaires de la fonction d'autocorrélation et d'intercorrélation ne dépassent pas cette valeur limite θ_{welch}. Ce critère est employé souvent lorsqu'on utilise l'algorithme génétique. Pour la famille de code de Gold de GPS à 1023 codes, la limite de Welch est de 31,9688 (équivalente à 0.0313 en fonction de corrélation normalisée). Le critère de Welch est au dessus du maximum d'interférence de cette famille de codes (évalué à 0.066 en fonction de corrélation normalisée). Ce critère est donc n'est pas pris en compte lors de la création de cette famille de codes.

Pour générer ce type de codes il est possible d'utiliser l'algorithme génétique qui permet de comparer les performances des codes (en termes de fonctions de corrélation) et d'éliminer ceux qui sont les moins performants. Le principe de cet algorithme est de modifier au hasard un nombre de chips d'un code initial et de tester par la suite ses performances. Si le nouveau code présente de meilleurs résultats pour nos critères de corrélation, alors il remplace l'ancien code. Dans le cas contraire, on élimine le code créé et on refait des nouvelles modifications de chips[12].

Pour illustrer le cas des codes aléatoires, on présente, dans ce paragraphe, l'exemple des codes Beidou. La famille des codes Beidou est créée à partir d'une famille de codes de Gold de longueur égale à 2047 chips générée par un registre à décalage de 11 étages. Pour déduire les codes Beidou à 2046 chips, on retire un chip des codes de Gold. Le choix du chip à supprimer dépend des performances du code résultant en termes de niveau d'intercorrélation (avec les autres codes de la même famille) et de netteté de la fonction d'autocorrélation.

Dans le cas de la nouvelle génération des codes GPS, plusieurs codes de différentes longueurs ont été développés. Le principe de la génération de ces codes est basé sur la concaténation d'un code de Weil avec une séquence numérique. On prend par exemple le cas des codes à 10230 chips qui sont générés par l'insertion de 7 chips dans la séquence de Weil de 10223 chips. La Figure I-3 décrit les étapes suivies pour générer ces codes. Les critères de tests pour chaque nouveau code sont liés aux amplitudes des lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation et d'intercorrélation.

[12] Un bit de code qui est immuable.

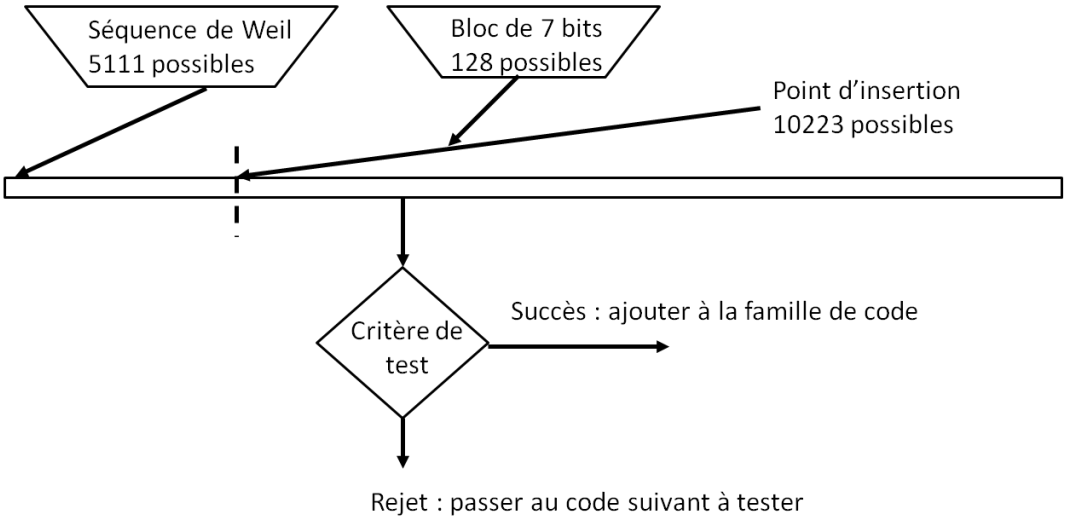


Figure I-3 : génération des codes aléatoires à base de codes de Weil

Dans le système Européen Galileo, on cite l'exemple du code à 4029 chips émis sur E1 et E6 comme exemple de code aléatoire (Wallner et al. 2007; Hein, Avila-Rodliguz, and Wallner 2006). Celui-ci est généré en utilisant l'algorithme génétique et il est sauvegardé en mémoire interne.

3. Les techniques de modulation : BPSK et BOC

Dans une modulation BPSK (Binary Phase-Shift Keying) la porteuse est modulée en phase par un code numérique. Deux états séparés par un déphasage π ($+\frac{\pi}{2}$ et$-\frac{\pi}{2}$ par exemple) sont associés chacun à une valeur de chip 1 ou 0 respectivement. La Figure I-4 présente un exemple de la modulation d'une porteuse RF par un code numérique.

La modulation BOC (Binary Offset Carrier) est utilisée pour moduler les codes de deuxième génération de GPS et de Galileo. Elle est basée sur le principe de sous modulation du code primaire (code d'origine) par un signal carré nommé sous-porteuse. La fréquence de cette sous-porteuse est un multiple (entier ou pas) de la fréquence du code. Ces fréquences (de code et de sous-porteuse) sont définies par les paramètres de la modulation BOC et la fréquence de référence f_0 (1,023 MHz). En effet une modulation BOC(k, h) se traduit par une fréquence de sous-porteuse f_s égale à $k * f_0$ et débit de code f_c égale à $h * f_0$. Les paramètres k et h sont les coefficients de sous modulation et de débit de code respectivement. Dans la littérature, on se sert aussi du paramètre p égal à $\frac{2*f_s}{f_c} = \frac{2*k}{h}$ pour étudier la modulation BOC. L'entier p représente le nombre de périodes (composées d'un front montant et un front descendant) de sous porteuse dans un demi-chip de code. Chaque période de la sous-porteuse

correspond à 2 chips alternés 1et 0. Ainsi p représente le nombre de chips du code BOC dans un chip du code primaire.

Le signal BOC est généré en modulant en phase la porteuse sinusoïdale à la fréquence centrale (égale à 1,575 GHz dans la bande L1) par le code BOC récupéré après sous modulation. Cette étape est identique à celle de la modulation BPSK. La Figure I-5 décrit les étapes de la modulation BOC.

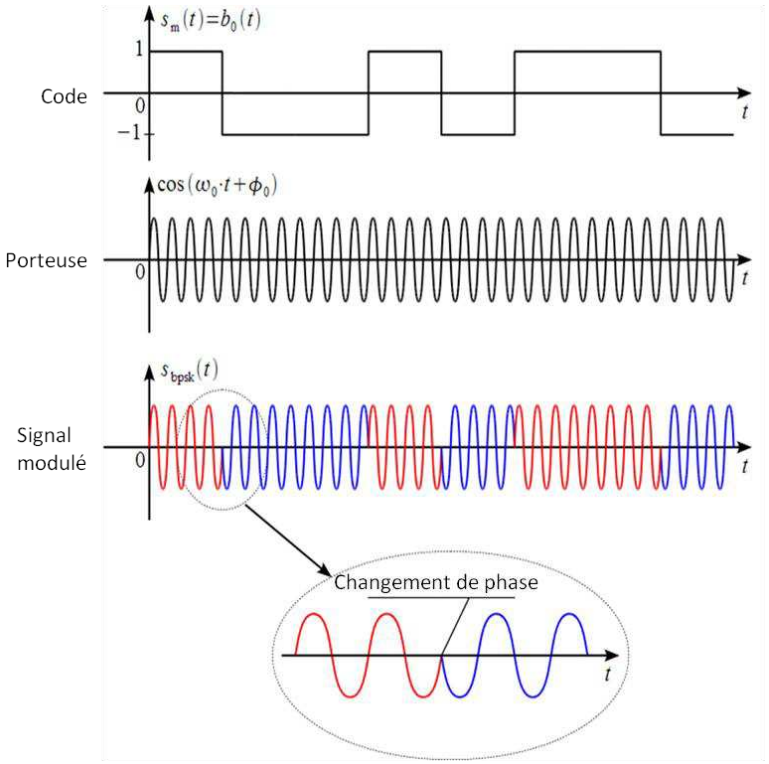


Figure I-4 : Modulation BPSK

La sous modulation du code par une sous porteuse permet de modifier la répartition de l'énergie dans le spectre du signal. En effet contrairement aux modulations numériques typiques (telles que la BPSK, QPSK) dont le spectre est concentré en un seul lobe principal autour de la fréquence centrale, le spectre d'un signal BOC est divisé en deux lobes principaux placés de part et d'autre de cette fréquence. L'intervalle fréquentiel séparant ces deux lobes varie en fonction des paramètres k et h. Dans la bande L1 des signaux GPS quatre différents signaux modulés en BOC apparaissent. Ils appartiennent au système Galileo et à la nouvelle génération des signaux militaires M GPS. La Figure I-6 rassemble les spectres de tous les signaux apparaissant sur L1 (GPS, Galileo, Glonass et Beidou) y compris les signaux modulés en BOC.

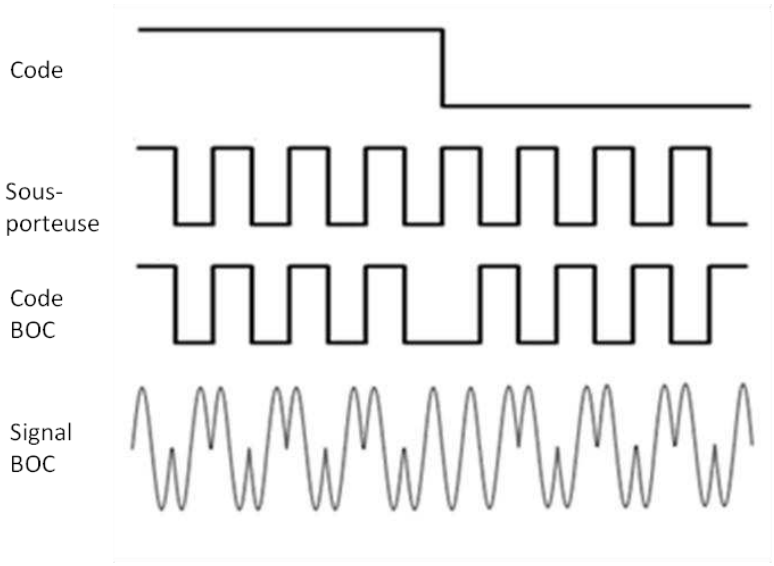


Figure I-5 : Modulation BOC

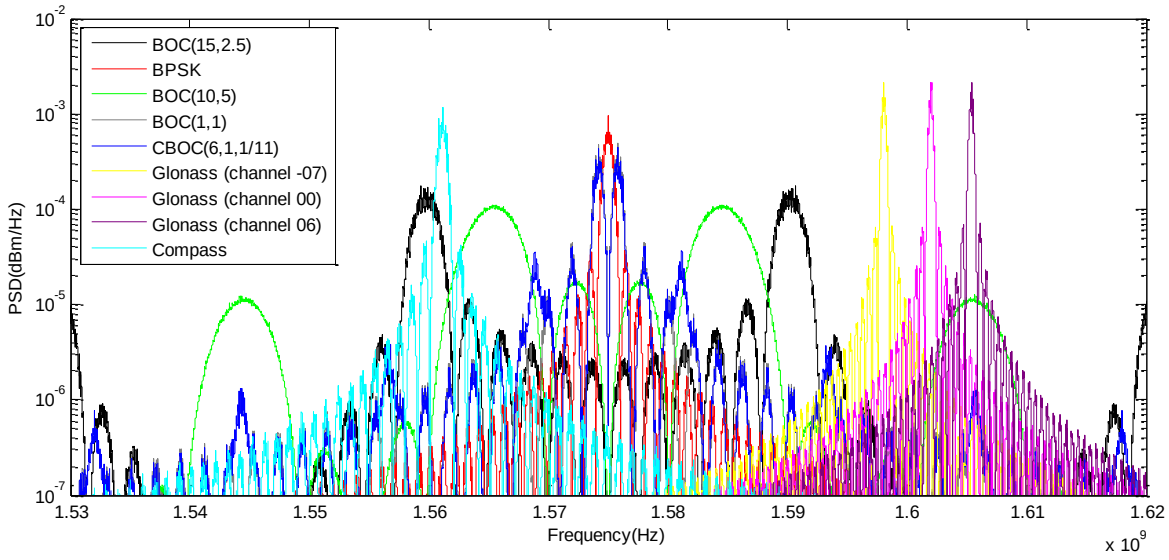


Figure I-6 : spectre des signaux Galileo, GPS, Glonass et Compass dans la bande L1

4. Les Modulations “Binary Coded Spreading Symbol” (BCS) et “Composite BCS” (CBCS)

L’idée de la modulation BCS est que chaque symbole (du code modulé en phase) est divisé en un nombre de segments de durées égales. A chacun de ses segments, on attribue une valeur déterministe qui peut être de forme sinusoïdale ou rectangulaire … Si ces valeurs ne sont pas binaires dans ce cas cette modulation est nommée « Multilevel Coded Spreading Symbols » MCS. Mais quand ces segments nommés aussi sous-chips ne prennent que des valeurs

binaires, dans ce cas il s'agit d'une modulation BCS. Celle-ci est définie par une séquence [s] de sous chips et un débit chip f_c. Pour un code binaire modulé en BCS ([s], f_c), on multiplie chaque chip (en +1 et -1) par les sous chips de la séquence [s].

Cette modulation peut être vu comme une généralisation des modulations BPSK et BOC. En effet la modulation BPSK peut être noté BCS([1], f_c). De même BOC(1,1), par exemple, est équivalente à la modulation BCS ([+1,-1],1). L'entier 1 dans ce cas indique que la fréquence chip est égale à f_0(=1,023 MHz). Dans un cas général, une modulation BOC (k,h) correspond à une modulation BCS([s], f_c) , où [s] est une séquence de p sous chips alternés en +1 et -1. En revanche quand le paramètre p est impair, cette définition de la BCS n'est plus correcte (ref). Dans ce cas, il faut commencer par multiplier les chips code par $(-1)^i$, où i est le rang du chip. Ensuite on utilise la même définition BCS([s], f_c) pour obtenir BOC (k,h) avec p impair.

Dans la Figure I-7, on présente le schéma de la modulation BCS([1,-1, 1,-1, 1,-1,1], f_c) comme exemple de ce type de modulation.

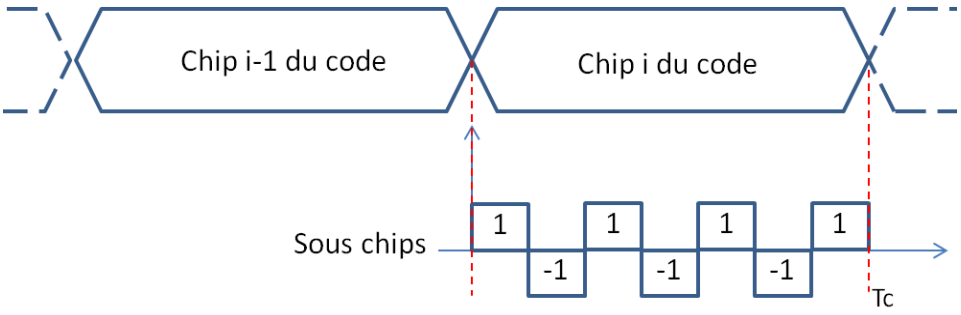


Figure I-7 : schéma de la modulation BCS([1,-1, 1,-1, 1,-1,1], f_c)

Cette modulation a été inventée depuis 2003 (*(Avila-Rodriguez 2008)*) mais elle a été considéré comme une alternative intéressante à la modulation BPSK et BOC récemment. Pour améliorer ses performances et son interopérabilité avec la modulation BOC (1,1), une technique de modulation basée sur la superposition de BCS([s],1) et BOC(1,1) a été proposée. Celle-ci est nommée « Composite Binary Coded Symbols » CBCS *(G.W. Hein et al., 2005)*. Elle est définie à travers l'équation suivante des densités de puissances spectrales des composantes BCS([s],1) et BOC(1,1) :

$$G_{CBCS}(f) = \alpha G_{BOC(1,1)}(f) + \beta G_{BCS([s],1)}(f)$$

Où $G_{CBCS}(f)$, $G_{BOC(1,1)}(f)$, $G_{BCS([s],1)}(f)$ sont les densités spectrales des signaux CBCS, BOC(1,1) et BCS([s],1) respectivement. Les coefficients α et β indiquent le rapport de puissance associé aux codes BOC(1,1) et BCS([s],1) respectivement. Ces coefficients satisfont alors la condition $\alpha + \beta = 1$.

Cette modulation CBCS est souple et peut être facilement convertie en une autre modulation CBCS en modifiant la contribution du signal CBS ou sa fréquence chip. Elle a été proposée par la Commission Européenne (CE) *(G.W. Hein et al., 2005)* dans le but d'offrir une technique de modulation commune pour transmettre les codes Galileo et GPS de la deuxième génération sur la bande L1. Elle permet, par ailleurs, une haute interopérabilité avec la BOC(1,1) et des performances meilleures lors de l'utilisation des récepteurs à large bande.

Chapitre II : Exemples de nouveaux codes avec niveau d'interférence standard (égal à la référence GPS)

Dans ce chapitre, on propose de nouveaux codes qui peuvent améliorer le fonctionnement de notre système selon les points précédemment exposés.

I. Exemples de codes avec faibles valeurs d'interférences.

Toute la famille de codes générés par les deux séquences maximales G1 et G2 ont les mêmes valeurs d'interférence que celles obtenues entre deux codes GPS. Les séquences G1 et G2 font aussi partie de la même famille. Il est donc possible d'utiliser l'un de ces codes pour le positionnement indoor à la place des codes GPS. Ceci ne réduit guère les valeurs des pics d'intercorrélation avec les signaux GNSS mais garantit le même seuil d'interférence.

Si on veut émettre un signal similaire à celui de Glonass (en nombre de chips, débit et fréquence porteuse), il est nécessaire de chercher à mesurer les interférences possibles avec la séquence maximale de Glonass. Selon la théorie des codes, il est possible de créer des séquences maximales par décimation de cette séquence de Glonass avec des propriétés d'intercorrélation intéressantes. On commence alors par regarder tous les cas possibles regroupés dans la Tableau II-1. Puis, on calcule les valeurs d'intercorrélation pour chaque cas.

Tableau II-1 : L'exemple du cas m=9 correspondant à la séquence maximale de Glonass

e	d	pgcd(d,n)	h=pgcd(e,m)	2*e	g=pgcd(2*e,m)	r	s
1	3	1	1	2	1	9	4
2	5	1	1	4	1	9	4
3	9	1	3	6	3	7	3
4	17	1	1	8	1	9	4
5	33	1	1	10	1	9	4
6	65	1	3	12	3	7	3
7	129	1	1	14	1	9	4
8	257	1	1	16	1	9	4

D'après les calculs présentés dans le Tableau II-1, deux cas de fonctions d'intercorrélations sont possibles selon la valeur de s ($= \frac{m-g}{2}, g = pgcd\ (m, 2e)$:

s=4 pour les cas où e ϵ {1, 2, 4, 5, 7, 8} et on obtient alors les valeurs de c(τ) suivantes associées chacune à la valeur de fréquence f. L'allure de la fonction d'intercorrélation est présentée dans la Figure II-1.

Tableau II-2 : valeur d'intercorrélation et fréquence d'apparition pour e ϵ {1, 2, 4, 5, 7, 8}

c(τ)	f	c(τ)/511
-1	255	-0,00195695
31	136	0,06066536
-33	120	-0,06457926

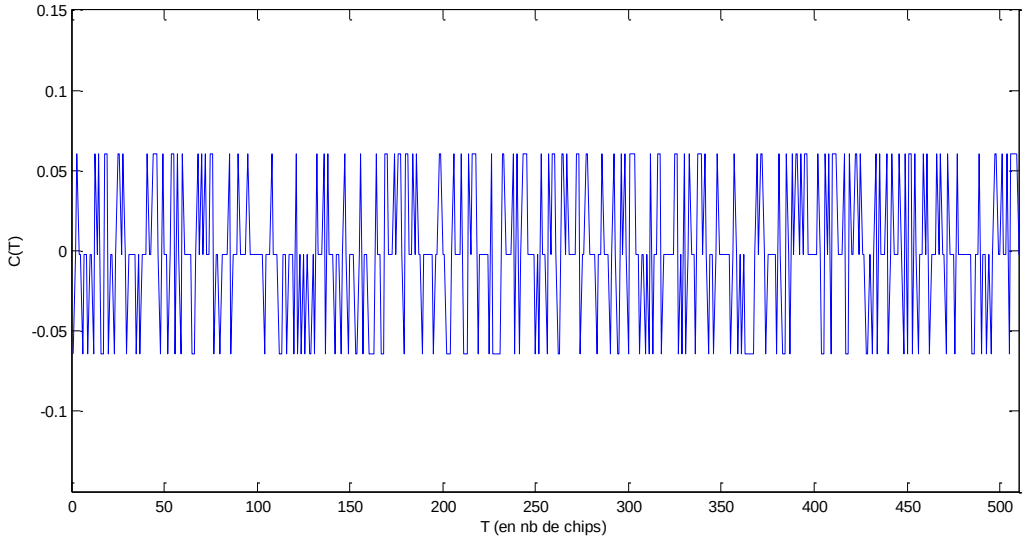


Figure II-1 : Fonction d'intercorrélation entre la séquence de Glonass et celle décimée à d= 2^1+1

s=3 pour les cas où e ϵ {3,6} et on a le tableau suivant des valeurs de c(τ) et la forme des pics d'intercorrélation tracés dans la Figure II-2.

Tableau II-3 : valeur d'intercorrélation et fréquence d'apparition pour e ϵ {3,6}

c(τ)	f	c(τ)/511
-1	447	-0,00195695
63	36	0,12328767
-65	28	-0,12720157

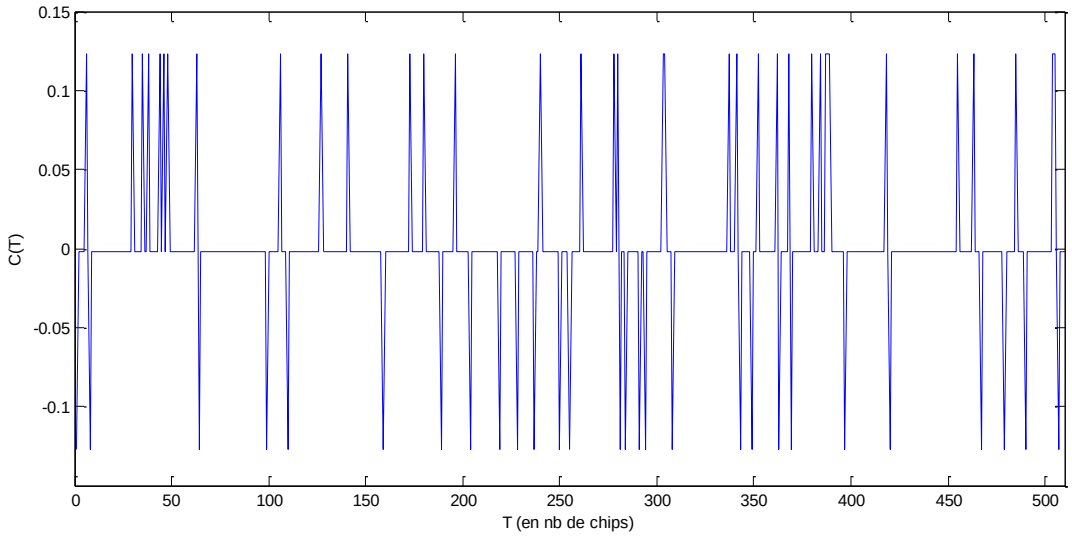


Figure II-2 : Fonction d'intercorrélation entre la séquence de Glonass et la séquence décimée à d= 2^3+1

Quand on compare les fonctions d'intercorrélation, il est clair que la première sous famille correspond plus à nos attentes puisque les valeurs d'intercorrélation sont faibles et presque égales (entre -0.064 et 0.060) à celles du GPS. On en déduit que les séquences maximales générées par décimation de la séquence de Glonass d'un facteur d ∈ {3, 5, 17, 33, 129, 257} respectent le seuil d'interférence et peuvent donc être utilisées pour l'indoor. En réalité les séquences générées par décimation d'un d ∈ {33, 129, 257} font partie de la classe d'équivalence (même valeurs d'intercorrélation avec la séquence Glonass) d'une des séquences générées par d ∈ {3, 5, 17}. On propose alors les trois premières séquences maximales (pour d ∈ {3, 5, 17}) pour l'utilisation des systèmes à base de répélites. Celles-ci sont idéales pour toutes les exigences de notre système puisqu'elles ont une fonction d'autocorrélation à 2 valeurs uniques (m-séquence idéale pour la DTT), un débit plus faible (511chips/ms) pour la SMICL et un seuil d'interférence (avec les signaux GNSS extérieurs) satisfaisant.

Néanmoins tous les codes proposés jusqu'ici ne sont pas susceptibles de réduire les interférences avec les signaux GNSS des systèmes actuels (par rapport au seuil de référence des codes GPS. Une idée suggère *(Avila-Rodriguz et al. 2006)* qu'il est possible de diminuer les interférences quand on corrèle deux codes de longueurs différentes. On va donc vérifier cette hypothèse en testant différents scenarios. Le premier consiste à émettre un code de 31 chips en intérieur avec un débit égal à celui d'un code GPS émis à l'extérieur. Ce nouveau code résulte de la décimation de la séquence maximale G1 (à 1023 chips) par un facteur d= 33. Pour calculer la fonction d'intercorrélation, on considère que le récepteur est installé à

l'extérieur et qu'il acquière 1ms de code ainsi qu'un code GPS avec 33 répliques du nouveau code. Les valeurs d'intercorrélation ainsi calculées correspondent à la perturbation induite sur un récepteur GPS à l'extérieur par un répélite indoor émettant le code à 31 chips. Dans la Figure II-3, on représente le résultat de cette corrélation comparé à la corrélation entre deux codes GPS. Il est clair que dans un tel scénario, on gagne au niveau du seuil d'interférence. On peut aussi remarquer que si on reçoit en intérieur le signal GPS, le pic principal de notre code à 31 chips peut être complètement masqué par les pics d'intercorrélation (puisque leurs valeurs seront multipliées par un facteur 33). Ceci n'est possible que dans le cas ou la puissance du signal GPS reçu en intérieur est proche de celle émise par le répélite. Il est clair qu'en pratique cette situation est peu probable.

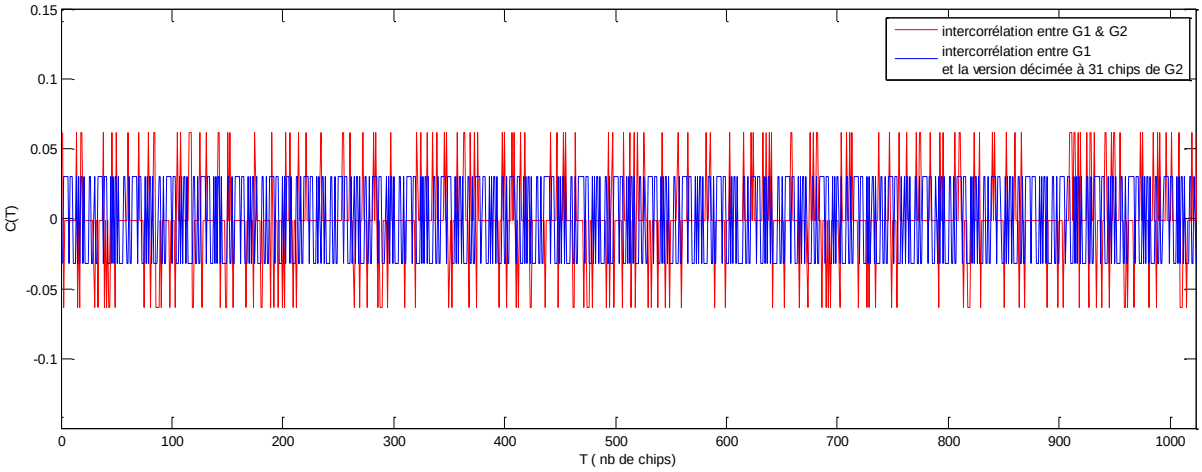


Figure II-3 : Comparaison de la fonction d'intercorrélation entre les deux séquences maximales G1 et G2 et celle entre G1 et le code à 31 chips.

Dans la pratique ce code à 31 chips doit vérifier les mêmes propriétés d'interférence avec les 32 codes GPS émis par les satellites. Hélas les valeurs d'intercorrélation ainsi calculées sont proches de celles obtenues entre deux codes GPS. Et donc aucune amélioration n'est apportée de point de vu intercorrélation. Cependant, ce code représente une solution à une longueur chip plus faible adaptée à la SMICL.

Le deuxième scénario à tester est celui d'un code plus long émis en intérieur avec le même débit chips. L'idée est de générer une séquence maximale à 2^{18}-1 chips et de la corréler avec la séquence à 511 chips obtenue par décimation de la première par un facteur d=513. L'objectif de ce scénario est de simuler l'utilisation d'un code à 2^{18}-1 en indoor sur la bande Glonass. Dans ce cas, il peut interférer avec le code Glonass à 511 Chips. Sauf que la difficulté est de trouver le code plus long dont la décimation donne le code Glonass. On a donc préféré poser le problème à l'envers. La fonction d'intercorrélation calculée pour ce

scénario est celle entre le code à 511 chips avec les bouts de code de même longueur extraits du code à 2^{18}-1 chips. Ces valeurs d'intercorrélation sont le résultat d'une simulation du fonctionnement d'un récepteur Glonass à l'extérieur recevant le code à 2^{18}-1 chips de l'intérieur. Les résultats des valeurs d'intercorrélation dans une telle situation dépassent largement les seuils d'interférence comme le montre la Figure II-4.

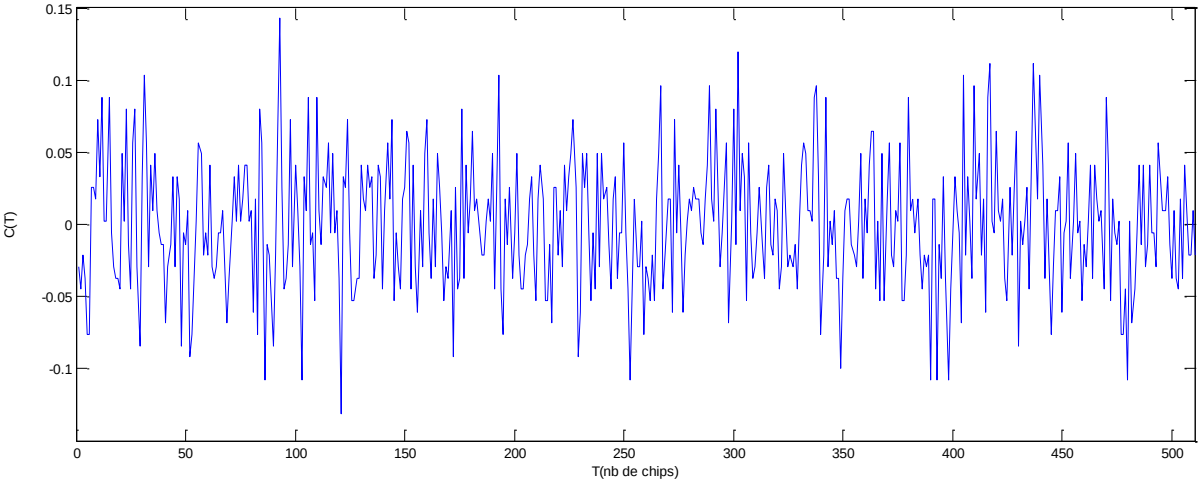


Figure II-4 : Fonction d'intercorrélation pour le scénario du code plus long en intérieur

II. Exemple de code à faible débit pour la SMICL (Short Multipath Insensitive Code Loop)

Pour profiter des points forts de la SMICL, il est préférable de choisir un code avec un faible débit. Dans ce cas le temps chip est plus long. Alors le pourcentage des trajets indirects dont la longueur est inférieure à 0.5 chip parmi ceux qui existent est plus élevé. Par conséquent, la SMICL est plus performante puisque le pourcentage des trajets indirects auxquels elle est sensible (de longueur supérieure à 0.5 chip) devient moins important. En effet quand on utilise l'un des codes GPS à 1.023 chips/seconde, ce ne sont que les trajets indirects de longueur inférieure à 146.5m dont l'effet va être atténué par la SMICL. Alors si on choisit d'émettre un code de type Glonass à un débit de 511chips par milliseconde, la gamme des trajets indirects en question sera plus large. Celle-ci contiendra tous les trajets dont la longueur est inférieure à 293m.

Il est donc possible d'améliorer les performances de la SMICL dans notre système de localisation indoor en émettant sur la bande L1 de Glonass (de 1591.0625 MHz à 1609.3125 MHz) un code à 511 chips. Dans le paragraphe précédent, on a présenté les exemples de codes similaires à celui de Glonass et dont les propriétés d'interférence avec celui-ci sont satisfaisantes.

III. Nouveau code pour la DTT (Double Transmission Technique)

Pour améliorer les performances de la DTT, il nous faut un code dont la fonction d'autocorrélation ne présente pas de pics secondaires qui peuvent perturber le signal de la réplique décalée. Une séquence maximale satisfait parfaitement cette propriété. Il suffit alors de remplacer le code de GPS transmis par les répélites par la séquence maximale G1 ou G2. Ces deux séquences répondent aussi, comme on vient de le voir dans le paragraphe précédent, à la propriété d'interférence recherchée. En effet les valeurs d'intercorrélation de l'une d'entre elles avec l'un des 36 codes GPS sont égales à celles obtenues pour deux codes GPS.

Donc si on choisit d'émettre en indoor un signal sur la bande de fréquence L1 (à une porteuse de 1.57542 GHz), le code idéal pour profiter des avantages de la DTT est celui de la séquence G1 ou G2.

IV. Conclusion

En résumé, il y a d'autres codes tels que les deux séquences maximales G1, G2 et leur famille de codes de Gold (pour la bande GPS) ou les séquences maximales décimées à partir de celle de Glonass qui peuvent être utilisées en indoor à la place d'un code GPS. Tous ces codes permettent de garantir un seuil maximal d'interférence avec les codes GNSS reçus de l'extérieur égal à celui (de référence) entre deux codes GPS. Pour faire baisser ce niveau d'interférence, l'idée d'émettre un code (au même débit) plus long ou plus court en intérieur a été testée par simulation sur Matlab. Les résultats obtenus montrent que ces codes, dont certains permettent effectivement d'avoir un seuil d'interférence plus bas dans certains cas (avec les codes dont ils sont issus par décimation), n'apportent pas d'amélioration en terme d'interférence pour la totalité des codes des satellitaires.

Dans le but de profiter des avantages de la SMICL et de la DTT, on peut utiliser la séquence maximale à 511 chips déduite par décimation de celle de Glonass. Celle-ci répond parfaitement à toutes les exigences de notre système. Cette solution demeure tout de même moins satisfaisante que la réservation d'un canal dédié à l'indoor. En effet, selon l'ICD Glonass, les interférences entre canaux sont limitée à -48dBm tandis que les intercorrélations entre la nouvelle séquence maximale et celle de Glonass émises sur un seul canal s'élève à -24 dB. La solution de cette nouvelle séquence maximale reste moins performante en terme de niveau d'interférence comparée aux interférences avec Glonass.

Chapitre III : Nouveaux codes à faible niveau d'interférence (inférieur à la référence GPS)

I. Indoor « Modified » BOC (IMBOC)

L'idée de cette nouvelle technique de modulation est inspirée de l'article intitulé "How to optimize GNSS signals and codes for indoor positioning" *(Avila-Rodriguez et al. 2006)*. L'objectif du travail réalisé dans ce papier est de réduire les valeurs d'intercorrélation entre codes. L'auteur propose alors d'utiliser la modulation Time-Multiplexed BOC (TMBOC) qui combine deux codes modulés en BOC (1,6) et BOC(1,1). Au cours de l'étude de la modulation TMBOC, on s'aperçoit qu'il est possible d'atteindre des valeurs d'intercorrélation nulles quand on choisit les débits adéquats pour les deux codes en question. L'exemple cité dans cet article est décrit dans la Figure III-1. On observe que la contribution à la fonction de corrélation est égale à zéro dans le cas des chips affichant un rapport entre les deux débits de codes égal à 6. Il est donc possible d'atteindre des valeurs de corrélation nulles si le rapport entre les fréquences des codes est supérieur à 1. On verra par la suite que ceci n'est réalisable que dans le cas particulier où le rapport entre les fréquences codes est pair.

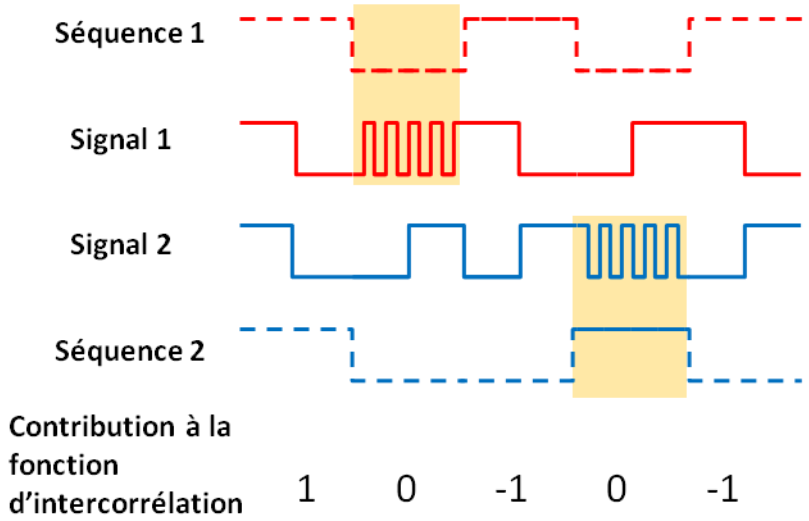


Figure III-1 : exemple de corrélation entre deux codes partiellement modulés en BOC

La nouvelle modulation nommée Indoor Modified BOC (IMBOC) est basée sur ce principe : chaque chip du code primaire est sous modulé séparément par le motif de la sous porteuse. Ainsi la sous modulation du code primaire se fait à travers un signal carré non continu composé d'une succession du même motif. Ce motif unique est réinitialisé à chaque nouveau chip pour former la sous-porteuse carrée. La fréquence f_s de sous porteuse est égale à la fréquence du motif qui la compose. Le paramètre p (comme dans le cas de la modulation

BOC) représente le nombre de périodes du motif dans un demi-chip du code. Dans le but d'atteindre les plus basses valeurs d'interférence (zéro dans le cas idéal) avec le code d'origine, on choisit une fréquence du code primaire f_c égale à la fréquence de référence f_0 (celle du code d'origine). La fréquence de la sous porteuse f_s est égale à $\frac{p}{2} * f_0$ $(= \frac{p}{2} * f_c)$. La Figure III-2 présente un exemple d'une modulation IMBOC avec p égal à 3. Quand la valeur de p est un entier pair, le signal de sous-porteuse devient continu. Par conséquent la modulation IMBOC est identique à la modulation BOC standard si p est pair. Dans ce cas, elle est équivalente à une modulation BOC $(\frac{p}{2}, 1)$. Mais quand p est impaire, les deux types de modulation sont totalement distincts.

Par ailleurs, la modulation IMBOC est aussi équivalente à la modulation BCS([s],1), où [s] est une séquence de p éléments alternés en +1 et -1. Le paramètre 1 indique la fréquence chip f_c est égale à f_0). Cette définition s'applique à toutes valeurs de p paires ou impaires. Ainsi la IMBOC est un cas particulier de la modulation BCS comme dans le cas de la modulation BOC.

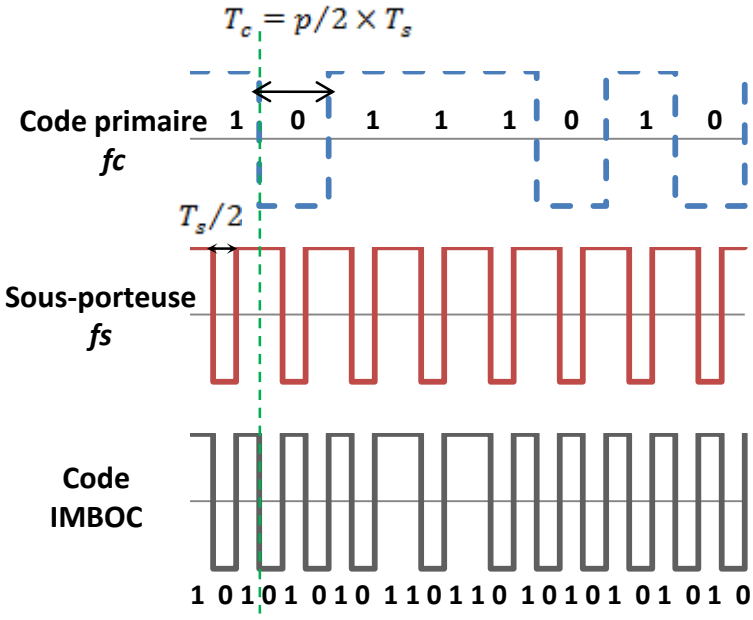


Figure III-2 : exemple de modulation IMBOC avec p= 3

En utilisant cette nouvelle modulation, on propose une famille de nouveaux codes destinée à être utilisée en indoor pour les systèmes de positionnement basés sur les transmetteurs locaux. L'objectif de ces codes est d'offrir un niveau d'interférence plus faible avec les signaux des

systèmes extérieurs (comparé au niveau de référence GPS). Pour créer cette famille de codes, on choisit les paramètres p qui nous permettent d'avoir les niveaux d'interférence les plus bas possibles avec le code d'origine (code primaire). Deux cas possibles de codes primaires sont testés : la séquence maximale (dans le cas de Glonass ou GPS) et les codes de Gold (cas de GPS).

Pour avoir une idée des niveaux d'interférence possibles, on procède à un calcul théorique des expressions de corrélation entre le code IMBOC et le code d'origine. On note X la séquence maximale d'origine de longueur N et de débit f_c. Cette séquence modulée par une sous-porteuse carrée non continue de fréquence $f_s = \frac{p}{2} \times f_c$ donne la séquence IMBOC notée A. Pour chaque nouveau chip de la m-séquence X, on associe p chips dans le code IMBOC (à travers le passage par la sous-porteuse). Ainsi on peut exprimer ces deux séquences X et A comme suit :

$X = \{x_i, i \in [1; N]\}$ où les x_i sont les chips de la séquence maximale d'origine à la fréquence f_c.

$A = \{a_i, i \in [1; N]\}$ où les a_i sont des sous-séquences de p chips du code IMBOC qu'on exprime en fonction des x_i : $a_i = \{a_{i,k} = (-1)^k x_i,\ k \in [1; p]\}$. Cette séquence est émise à un débit chip égal à $2 \times f_s = p \times f_c$.

Pour corréler ces deux codes, on les échantillonne tous les deux à la même fréquence. On choisit pour cette étape d'échantillonner à la plus haute fréquence de codes utilisée dans le but de simplifier les expressions des codes. Ainsi la séquence X est représentée par $N \times p$ chips qui résultent du sur-échantillonnage de la séquence d'origine à la fréquence $p \times f_c$. L'expression de X échantillonnée ($X_{éch}$) devient alors :

$X_{éch} = \left\{ x_{éch_k} = x_{\lfloor \frac{k}{p} \rfloor}, k \in [1; N \times p] \right\}$ où $\left\lfloor \frac{k}{p} \right\rfloor$ est la partie entière du quotient $\frac{k}{p}$.

La séquence du code IMBOC $A_{éch}$ représentée par ses sous-séquences a_i (qui sont déjà échantillonnées à la plus haute fréquence $2 \times f_s = p \times f_c$) peut être exprimée dans son intégralité comme suit :

$$A_{éch} = A = \{\, a_k = (-1)^{k\ modulo\ p} * x_{éch_k}, k \in [1;\ N * p]\}$$

$$\text{D'où } A_{éch} = \{\, a_k = (-1)^{k\ modulo\ p} * x_{\lfloor \frac{k}{p} \rfloor}, k \in [1;\ N * p]\}$$

La fonction "modulo p" permet de réinitialiser le motif de sous porteuse à chaque nouveau chip du code d'origine. Pour évaluer les valeurs d'interférences entre la séquence d'origine et le code IMBOC, on cherche à exprimer la fonction d'intercorrélation C_{AX} entre les deux codes A et X. Pour un délai τ, la corrélation entre ces deux séquences s'exprime comme suit :

$$C_{AX}(\tau) = \frac{1}{pN}\sum_{k=1}^{pN} a_k * x_{k-\tau} = \sum_{k=1}^{pN} (-1)^{k\ modulo\ p} * x_{\left\lfloor \frac{k}{p} \right\rfloor} * x_{\left\lfloor \frac{k-\tau}{p} \right\rfloor}$$

Pour simplifier cette expression, on utilise la méthode de changement de variable en remplaçant le paramètre k par k' tel que $k = k' \times p + p', p' \in [0; p-1]$ et $k' \in [1; N]$. On obtient ainsi l'expression suivante :

$$C_{AX}(\tau) = \frac{1}{pN}\sum_{p'=0}^{p-1}\sum_{k'=1}^{N} (-1)^{p'} * x_{k'} * x_{\left\lfloor k' + \frac{p'-\tau}{p} \right\rfloor}$$

$$C_{AX}(\tau) = \frac{1}{p}\sum_{p'=0}^{p-1} (-1)^{p'} * \frac{1}{N}\sum_{k'=1}^{N} x_{k'} * x_{k' + \left\lfloor \frac{p'-\tau}{p} \right\rfloor}$$

$$C_{AX}(\tau) = \frac{1}{p}\sum_{p'=0}^{p-1} (-1)^{p'} * C_{XX}\left(\left\lfloor \frac{p' - \tau}{p} \right\rfloor\right) \qquad (1)$$

Où $C_{XX}\left(\left\lfloor \frac{p'-\tau}{p} \right\rfloor\right)$ est la fonction d'autocorrélation de la séquence maximale d'origine X. Celle-ci prend deux valeurs possibles qui dépendent de la valeur du délai τ entre la séquence X et sa réplique :

$$C_{XX}(\tau) = \begin{cases} -\frac{1}{N} & si\ \tau\ modulo\ N \neq 0 \\ 1 & si\ \tau\ modulo\ N = 0 \end{cases}$$

Quand le délai τ entre les séquences X et A appartient à l'intervalle $[-p+1; p-1]$, l'expression $\left\lfloor \frac{p'-\tau}{p} \right\rfloor$ prend zéro au moins une fois (quand p' parcourt l'intervalle $[0; p-1]$). Dans ce cas $C_{XX}\left(\left\lfloor \frac{p'-\tau}{p} \right\rfloor\right)$ peut prendre les deux valeurs possibles 1 et $-\frac{1}{N}$. Si le nombre de fois où $C_{XX}\left(\left\lfloor \frac{p'-\tau}{p} \right\rfloor\right)$ est égale à 1 (quand $p' \in [0; p-1]$) est impair, alors la somme $\left|\sum_{p'=0}^{p-1}(-1)^{p'} * C_{XX}\left(\left\lfloor \frac{p'-\tau}{p} \right\rfloor\right)\right|$ est supérieure à 1. Ainsi, pour τ appartenant à l'intervalle

$[-p+1; p-1]$, la fonction de corrélation $|C_{AX}(\tau)|$ peut prendre des valeurs supérieures ou égales à $\frac{1}{p}$.

Dans le cas où le délai τ prend une valeur hors de l'intervalle $[-p+1; p-1]$, l'expression $\left\lfloor \frac{p'-\tau}{p} \right\rfloor$ est strictement supérieure à zéro. Par conséquent $C_{XX}\left(\left\lfloor \frac{p'-\tau}{p} \right\rfloor\right)$ ne prend que la valeur $-\frac{1}{N}$ de la fonction d'autocorrélation pour tout $p' \in [0; p-1]$. Il y a donc trois valeurs possibles que peut prendre l'intercorrélation $C_{AX}(\tau)$: 0, $-\frac{1}{N\times p}$ et $\frac{1}{N\times p}$. La valeur nulle de $C_{AX}(\tau)$ est possible si p est pair.

On en déduit qu'il y a deux figures d'intercorrélation possibles qui dépendent de la parité du paramètre p. Quand p est pair, la fonction de corrélation C_{AX}est égale à zéro sauf sur les extrémités (au début et à la fin du code numérique) où τ est compris entre $-p+1$ et $p-1$. Si p est impair les pics de C_{AX} sont compris entre $-\frac{1}{N\times p}$ et $\frac{1}{N\times p}$. Ces valeurs déterminées par l'étude théorique seront confirmées par les résultats des simulations des interférences.

Dans la deuxième partie de cette étude théorique, on cherche à exprimer la fonction de corrélation entre un code de Gold Y issue de la séquence maximale X et le code IMBOC. Par analogie au premier cas, on exprime la séquence du code de Gold par l'expression suivante.

$$\text{Y}=\left\{ y_k = y\left\lfloor \frac{k}{p} \right\rfloor , k \in [0, Np] \right\}$$

Et on mène par la suite les mêmes étapes de calcul que dans le cas de la m-séquence :

$$C_{AY}(\tau) = \frac{1}{pN}\sum_{p'=0}^{p-1}\sum_{k'=1}^{N}(-1)^{p'} * x_{k'} * y_{\left\lfloor k'+\frac{p'-\tau}{p}\right\rfloor}$$

$$C_{AY}(\tau) = \frac{1}{p}\sum_{p'=0}^{p-1}(-1)^{p'} * \frac{1}{N}\sum_{k'=1}^{N} x_{k'} * y_{k'+\left\lfloor\frac{p'-\tau}{p}\right\rfloor}$$

$$C_{AY}(\tau) = \frac{1}{p}\sum_{p'=0}^{p-1}(-1)^{p'} * C_{XY}\left(\left\lfloor \frac{p'-\tau}{p} \right\rfloor\right) \qquad (2)$$

$C_{XY}\left(\left\lfloor \frac{p'-\tau}{p} \right\rfloor\right)$ est la fonction d'intercorrélation entre la séquence maximale X et le code de Gold Y. Cette fonction prend trois valeurs possibles qui sont distribuées en fonction du délai

entre les deux codes de façon aléatoire. Les valeurs d'interférences $C_{AX}(\tau)$ qui sont évaluées par une moyenne des valeurs de C_{XY} (pondérées par les coefficients 1 ou -1) ne peuvent pas être déterminées en se basant sur l'équation (2). Néanmoins, cette équation (2) nous permet d'affirmer qu'avec un tel code modulé en IMBOC, il est possible d'atteindre des valeurs d'interférence plus basses. En effet, si on cherche à évaluer le maximum de C_{AX}, on obtient par le raisonnement qui suit qu'il est inférieur au maximum de C_{XY} (qui correspond à la référence GPS)

$$|C_{AY}(\tau)| \leq \frac{1}{p}\sum_{p'=0}^{p-1}\left|(-1)^{p'} * C_{XY}\left(\left\lfloor\frac{p'-\tau}{p}\right\rfloor\right)\right|$$

Donc

$$|C_{AY}(\tau)| \leq \frac{1}{p}\sum_{p'=0}^{p-1}\left|C_{XY}\left(\left\lfloor\frac{p'-\tau}{p}\right\rfloor\right)\right| < \frac{1}{p}\sum_{p'=0}^{p-1}\max\left(C_{XY}\right)$$

D'où

$$|C_{AY}(\tau)| < \max\left(C_{XY}\right)$$

Pour confirmer ces résultats théoriques et évaluer les valeurs exactes d'interférences C_{AX}, on simule les interférences entre un code IMBOC et la séquence maximale ou le code de Gold d'origine. Dans la suite on présente les résultats de ces simulations pour les exemples de codes (modulés en IMBOC) qu'on proposera pour les systèmes de localisation indoor.

II. Exemples de nouveaux codes (dans la bande L1 GPS et Glonass)

Dans ce paragraphe, on propose des codes modulés en IMBOC destinés au système de positionnement indoor. Ces codes peuvent être émis dans la bande de fréquence L1 de GPS ou G1 de Glonass. La bande L1 de GPS a une largeur de 24 MHz autour de la fréquence centrale de 1.57542 GHz. Pour le cas Glonass, le spectre de ses signaux GNSS s'étale sur 8 Mhz de bande à des fréquences d'émission entre 1598.0625 MHz et 1605.375 MHz.

Dans GPS, le signal émis par chacun des satellites est identifié par le code de Gold qui lui est associé. Si le système de localisation en indoor émet sur la bande L1 GPS, il faut que le code (dans le cas du système à base de répélites) qui lui est associé soit caractérisé par une fonction d'intercorrélation à faibles niveaux avec toute la famille de codes de Gold GPS. Ceci est possible à vérifier en simulant l'interférence entre le nouveau signal (modulés en IMBOC) et la famille des codes de GPS. De plus, il est aussi nécessaire de garantir un faible niveau

d'interférence avec la nouvelle génération de signaux GPS et Galileo modulé en BOC. Ce deuxième point sera étudié (dans III) à travers une analyse des spectres des signaux apparaissant sur la bande L1 et de leurs interférences avec les signaux IMBOC proposés.

Dans le système russe Glonass, chaque satellite est identifié par un canal numéro k (où k est un entier qui varie de -7 à 6) dont la fréquence d'émission est calculée par l'expression suivante :

$$f_{Glonass} = 1598.0625 + k * 0.5625 \text{ (ICD 2008 de Glonass)}$$

La meilleure des solutions pour pouvoir émettre sur la bande G1 de Glonass avec un niveau minimal d'interférence est de réserver un canal (libre) à une fréquence précise pour les systèmes de localisation indoor. Selon L'ICD de Glonass, le rapport en puissance du signal du canal d'émission par rapport à celui d'un canal adjacent est supérieur à 48dB. On en déduit que le fait de réserver un canal spécifique à l'indoor permettrait de garantir un niveau d'interférence maximal supérieur à -48 dB par rapport au signal utile. Cette solution ne peut pas être appliquée dans l'immédiat puisqu'elle nécessite l'allocation d'une ressource spectrale auprès des agences GNSS. On cherche alors à proposer de nouveaux codes modulés en IMBOC destinés à être émis sur l'un des canaux Glonass. Il est nécessaire que les niveaux d'interférence entre ces nouveaux codes et la séquence maximale de Glonass soient les plus bas possibles.

Ainsi, les codes optimaux recherchés pour l'indoor doivent satisfaire cette propriété de bas niveau d'interférences avec les signaux des satellites émis sur la même bande de fréquence. Ces interférences sont évaluées par les fonctions d'intercorrélation avec les codes GNSS (GPS et Gold). Par ailleurs, une deuxième propriété concernant la fonction d'autocorrélation est aussi à prendre en compte lors du choix du code optimal. En effet, il est important d'avoir une fonction d'autocorrélation très nette, à deux valeurs dans le cas idéal (c. à d. sans pics secondaires comme dans le cas d'une séquence maximale). Cette condition nous permet d'éviter les interférences intra-système (entre les pics principaux et les pics secondaires des signaux en indoor). Dans le cas du système à base de répélites, si le code émis a une fonction d'autocorrélation à deux valeurs, on peut alors placer un nombre plus élevé de répélites en toute liberté. Ainsi le nombre de répélitees et les délais introduits entre les signaux sont choisis sans aucunes contraintes d'interférence intra-système (entre les signaux des répélites).

On en conclut que lors du choix du code optimal, on doit prendre en considération deux propriétés principales d'autocorrélation et d'intercorrélation avec les signaux des satellites émis sur la même bande fréquentielle.

1. Cas de la bande Glonass G1

Le code Glonass est une séquence maximale de 511 chips générée par un registre à décalage de 9 étages. L'intercorrélation entre cette séquence et les nouveaux codes proposés pour le système de localisation indoor doit être réduite au maximum. Le seuil de comparaison de ces valeurs d'intercorrélation est fixé à la référence GPS qui correspond à la valeur maximale de la fonction de corrélation entre deux codes de Gold de GPS. Ce seuil est de l'ordre de 0.066 en amplitude (équivalent à -24dB) dans le cas d'une fonction de corrélation normalisée (par le nombre total de chips dans les séquences corrélées). Il est aussi possible de considérer le seuil de comparaison égal à la valeur maximale obtenue lors de la corrélation de la séquence de Glonass avec la deuxième séquence générée par décimation (de la première). En utilisant ces deux séquences, on crée une sous-approche CDMA dans le système Glonass équivalente à celle de GPS. Ainsi l'équivalent du seuil GPS serait égal à celui entre ces deux codes qui est de l'ordre de 0.059 (pour une fonction de corrélation normalisée). Etant donné que les deux seuils sont très proches, on préfère fixer un seuil unique de comparaison pour toutes les propositions de codes émis dans la bande GPS et Glonass. On décide alors de prendre le seuil GPS (de 0.06) comme étant la référence de comparaison absolue dans ces deux cas.

Dans la suite, on proposera une famille de codes à utiliser dans la bande G1 de Glonass. Mais avant de décrire cette famille entière de nouveaux codes, on commence par évaluer les performances de la fonction d'autocorrélation et d'intercorrélation (avec la séquence Glonass) des exemples typiques de ces codes. L'objectif de ce travail est de tester quelques exemples types de séquences modulées en BOC et en IMBOC pour déduire par la suite le code optimal (selon les propriétés d'intercorrélation et d'autocorrélation) utilisables dans la bande G1 de Glonass.

La séquence de Glonass au débit chip égal à 0,511Mchip/s est modulée en BOC et IMBOC avec différentes valeurs du paramètre p. On compare alors le résultat de la modulation BOC à celui du nouveau type IMBOC pour p fixe. Dans les Figures III-3 et III-4, on représente les fonctions d'autocorrélation de la séquence maximale de Glonass modulée en BOC et IMBOC pour p égal à 2 et 3 respectivement. On remarque que des pics secondaires (positifs et négatifs) apparaissent juxtaposés au pic principal pour tous les cas des modulations BOC et

IMBOC. Le nombre de ces pics est égal à $2 * (p - 1)$. Ces pics secondaires avec le pic principal s'étalent sur une période équivalente à 2 chips de la fonction d'autocorrélation de la m-séquence de Glonass. Quant aux restes des valeurs d'autocorrélation, ils sont presque nuls (inférieure à $2*10^{-3}$) sauf dans le cas de la modulation BOC avec p impair (Figure III-4). Dans ce cas, des pics secondaires additionnels dont l'amplitude varie de 0.05 à 0.1 se présentent le long de la fonction d'autocorrélation. Selon ces résultas, seul le cas de la séquence de Glonass modulée en BOC avec p impair n'est pas conforme aux propriétés d'autocorrélation recherchées. Les pics secondaires de haute amplitude (quelquefois supérieure au niveau d'interférence de référence de 0,06) apparaissant autour du pic principal nuisent aux performances du code. Ils sont source d'interférence entre les signaux des répélites.

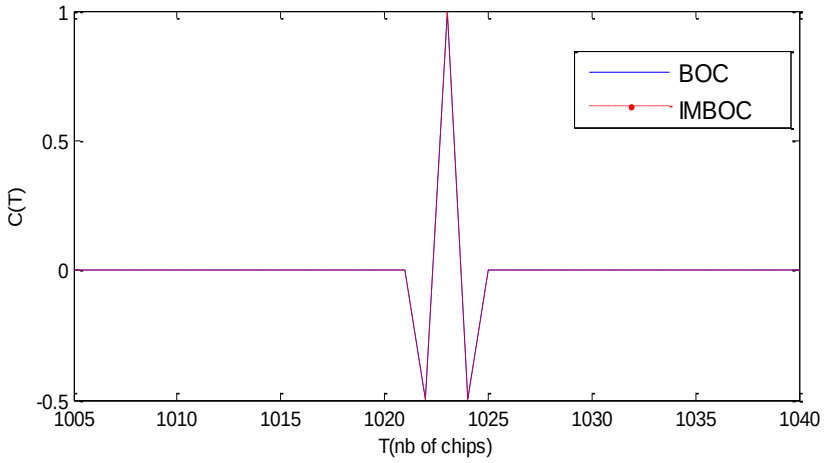


Figure III-3 : fonction d'autocorrélation de la séquence maximale de Glonass modulée en BOC et IMBOC avec p=2

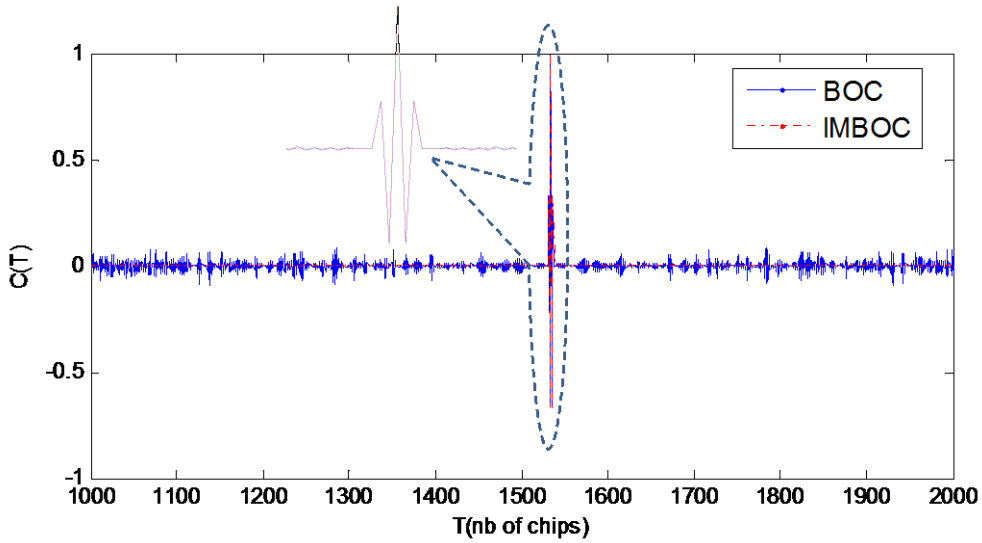


Figure III-4 : fonction d'autocorrélation de la séquence maximale de Glonass modulée en BOC et IMBOC avec p=3

Pour évaluer les interférences possibles de ces codes modulés en BOC et IMBOC avec la séquence de Glonass, on simule leurs fonctions d'intercorrélation qu'on présente dans les Figures III-5 et III-6. Sur ces figures, on observe l'apparition de pics secondaires dont l'amplitude varie d'un cas à un autre. En effet, quand on utilise la modulation IMBOC (comme dans le cas de la Figure III-5), la fonction de corrélation entre ce nouveau code et la séquence de Glonass est quasi-nulle partout sauf sur ses deux extrémités quel que soit le paramètre de modulation p. Si p est pair, la fonction de corrélation est égale à zéro en dehors des pics secondaires et très faible (de l'ordre de 10^{-4}) quand p est impair. Sur le début et à la fin de la fonction d'intercorrélation apparaissent des pics d'amplitudes relativement élevées par rapport à la référence GPS. Leur amplitude est inversement proportionnelle à la valeur de p. Le nombre total de ces pics augmente en fonction de p. Cette constatation se confirme par les simulations de corrélation effectuées pour une plage de valeurs de p variant de 1 jusqu'à 25. La Figure III-7 représente les tracés des valeurs maximales et minimales de ces intercorrélations en fonction de p. Ces simulations permettent ainsi d'appuyer l'analyse des expressions théoriques des fonctions d'intercorrélation établies précédemment. En effet, les pics élevés apparaissant sur les deux extrémités correspondent au cas où le délai τ appartient à l'intervalle$[-p+1; p-1]$. En dehors de ces valeurs de délai τ ($\tau \in \left[-\frac{N}{2}; -p+1\right] \cup [p-1; \frac{N}{2}\right]$, la fonction de corrélation prend zéro si p est pair et $\frac{-1}{N*p}$ si p est impair. Ainsi l'objectif d'une fonction d'intercorrélation idéale, nulle (ou presque-nulle) partout, est contraint par la présence de ces pics secondaires (de hautes amplitudes). L'amplitude de ces pics est inversement proportionnelle au paramètre p. Cette amplitude diminue jusqu'à atteindre un niveau proche de la référence d'interférence (de 0,06) pour des valeurs de p autour de 15. Donc pour atteindre des niveaux d'interférence plus bas que la référence GPS, il faut choisir un paramètre p très élevé. Etant donné que ceci induit un débit chip important et par conséquent une bande spectrale très large, ce type de code n'est pas conforme à nos besoins.

Néanmoins, cette figure de corrélation, composée de pics secondaire étroits et à amplitude élevée et de niveau d'interférence nulle ailleurs, peut avoir d'autres intérêts comme par exemple la détection des trajets indirects. En effet avec une telle figure de corrélation, la détection des trajets indirects, de longueur supérieure à $1/p$ la longueur d'un chip (équivalente à la largeur du pic secondaire), devient possible.

Si on utilise la séquence Glonass modulée en BOC, le cas où p est pair est identique à celui de l'IMBOC (puisque les deux types de modulation sont identiques dans ce cas). Mais le cas où

p est impair est différent : des pics secondaires, bas en amplitude, apparaissent tout au long de la fonction de corrélation. Le niveau maximal de ces pics dépend de l'entier p comme le montre la Figure III-8. Il diminue quand on augmente la valeur de p et il est largement inférieur à la référence GPS (pour tout p).

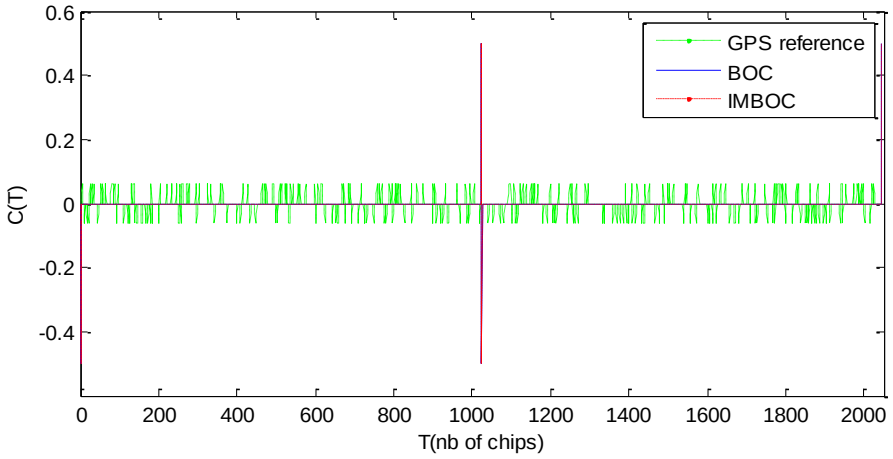


Figure III-5 : fonction d'intercorrélation de la séquence maximale de Glonass et celle modulée en BOC et IMBOC avec p=2

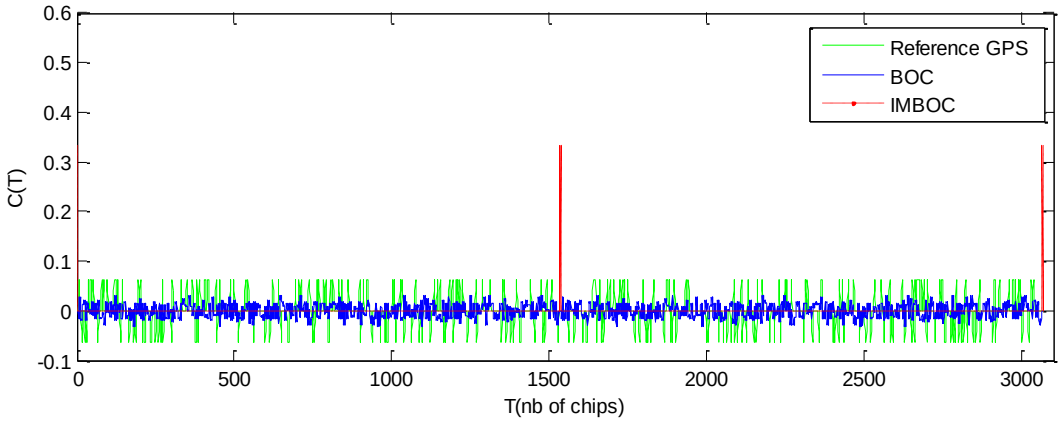


Figure III-6 : fonction d'intercorrélation de la séquence maximale de Glonass et celle modulée en BOC et IMBOC avec p=3

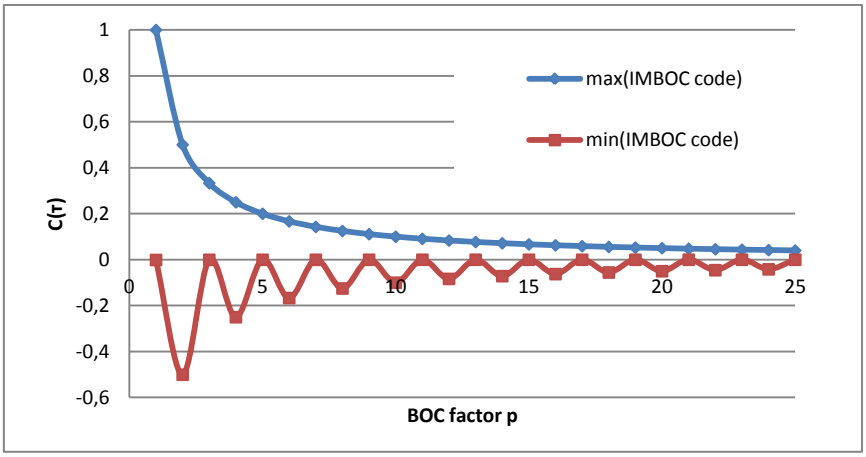


Figure III-7 : les valeurs maximales et minimales de la fonction d'intercorrélation entre la séquence de Glonass et sa réplique modulée en IMBOC pour $p \in [1\ 25]$

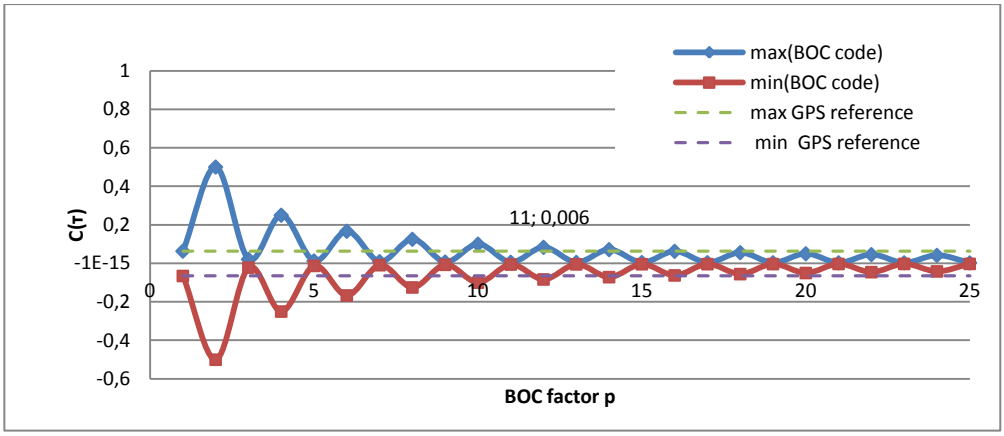


Figure III-8 : les valeurs maximales et minimales de la fonction d'intercorrélation entre la séquence de Glonass et sa réplique modulée en BOC pour $p \in [1\ 25]$

Ainsi, d'après les résultats de ces simulations, on déduit qu'au niveau interférence la séquence Glonass modulée en BOC avec p impair est plus performante. Ses pics secondaires d'intercorrélation sont atténués en comparaison avec à la référence GPS et aux résultats de la IMBOC. D'autre part l'objectif de ces travaux est de proposer des nouveaux codes dont les propriétés d'intercorrélation (avec la séquence Glonass) et aussi d'autocorrélation sont optimales. Ceci n'est pas garanti dans le cas de la modulation BOC avec p impair. En effet la séquence modulée en BOC avec p impair est caractérisée par une fonction d'autocorrélation présentant plusieurs pics secondaires recouvrant les deux cotés du pic principal.

Le cas de la m-séquence de Glonass modulée en IMBOC avec p pair semble alors intéressant dans la mesure où les intercorrélations sont égales à zéro en dehors des pics secondaires.

Dans le but de générer des codes satisfaisant les propriétés (d'auto et intercorrélation), on applique ces techniques de modulation à une autre séquence maximale. Celle-ci est générée par décimation de la séquence de Glonass par un facteur d égal à 3. Le choix du paramètre d et la technique de génération de cette séquence sont détaillés dans le chapitre précédent (II). Cette séquence modulée en BOC et IMBOC donne les mêmes fonctions d'autocorrélation dans les cas où p pair et impair. Quant aux résultats d'intércorrélation de ce nouveau code avec la séquence de Glonass, ils sont représentés dans les Figures III- 9 et III-10. On remarque que dans tous les cas (p pair ou impair) les résultants d'intercorrélation sont inférieurs à la référence GPS. Ceci confirme les résultats des expressions théoriques établies au début du chapitre. Parmi tous les codes testés, le cas optimal est celui de la m-séquence décimée et modulée en IMBOC avec p impaire. En effet dans ce cas les valeurs d'interfrérence estimées sont plus basses que la limite GPS et aussi par rapport aux résultats de la même séquence modulée en BOC. De plus la fonction d'autocorrélation d'un tel code (une séquence maximale modulée en IMBOC avec p impair) a une forme idéale à deux valeurs uniques. On en déduit alors que cette séquence maximale (générée par décimation de la séquence de Glonass) modulée en IMBOC avec p impair est le code optimal à utiliser pour la bande Glonass.

Dans le cas de notre système à base de répélites, ce code unique suffit. Mais dans le cadre de ces travaux, on a cherché à proposer pour chaque bande une famille entière de codes avec des propriétés optimales. On décide alors d'étendre la technique de modulation IMBOC où p est impair à la famille de codes de Gold générés par combinaison des deux séquences maximales : celle de Glonass et celle générée par décimation de celle-ci. Cette famille compte 511 codes de Gold dont les valeurs d'interférence avec la séquence de Glonass sont identiques à celles entre celle-ci et la deuxième séquence maximale. Par ailleurs, l'équation (2) exprime les valeurs d'interférence entre la séquence maximale et un code de Gold (généré par cette même séquence maximale) modulé en BOC (uniquement) en fonction des valeurs d'interférence entre les deux séquences maximales (celle de Glonass et celle générée par décimation de celle-ci). Donc pour tous les 511 codes de Gold de cette famille, la fonction d'intercorrélation avec la séquence de Glonass est invariable et égale à celle obtenue avec la m-séquence générée par décimation. On en déduit alors que les valeurs d'interférence entre la séquence de Glonass et cette nouvelle famille de codes modulés en IMBOC sont identiques à celles calculées précédemment entre les deux m-séquences (celle de Glonass et celle générée par décimation de celle-ci). Si on calcule la limite de Welch pour une telle famille (à 511 codes

ayant une longueur de 511*7), on trouve 0,0167 pour les fonctions de corrélation normalisées. Les amplitudes des pics secondaires d'autocorrélation ainsi que celles de la fonction d'intercorrélation sont inférieures à cette limite. Le critère de Welch est donc respecté par cette nouvelle famille de codes.

Ainsi une telle famille de codes peut être utilisée par les systèmes de positionnement indoor dans la bande de Glonass tout en assurant un niveau d'interférence (avec les signaux à l'extérieur) largement plus faible que celui de la référence GPS. D'après les valeurs de la Figure III-7, on constate que le rapport des amplitudes d'intercorrélation (dans le cas d'un code IMBOC) par rapport à la référence GPS est de l'ordre de $\frac{1}{p}$. Donc le gain en puissance d'interférence pour une telle famille s'exprime par $20 * Log_{10}(p)$.

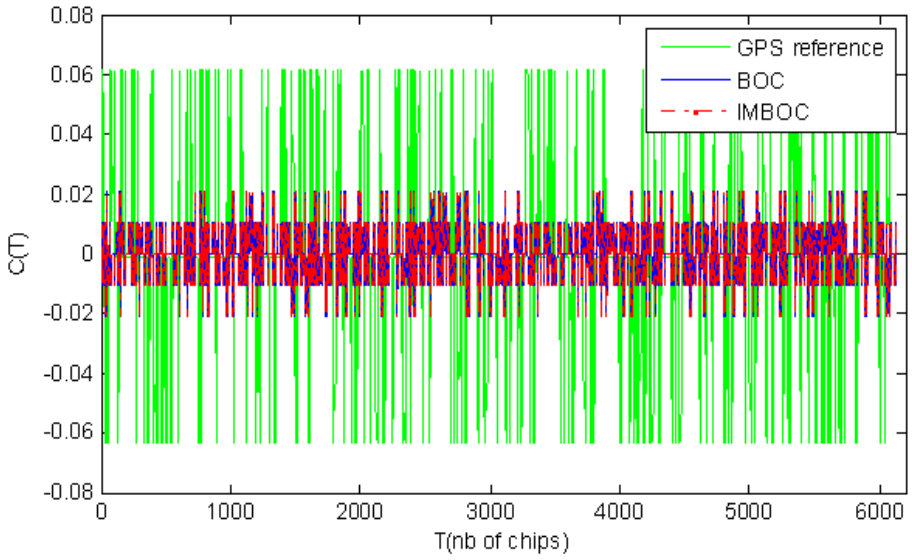


Figure III-9 : fonction d'intercorrélation de la séquence maximale générée par décimation et modulée en BOC et IMBOC pour p égal à 6 avec la séquence de Glonass

Pour choisir le paramètre p de façon optimale pour notre nouvelle famille de codes modulés en IMBOC, il faut respecter la limite de la largeur de bande allouée aux signaux GNSS. En effet, la fréquence du code modulé en IMBOC est égale à $p * f_0$ ce qui correspond à un spectre de signal de largeur équivalente à $2p * f_0$. Etant donné que la largeur de la bande allouée à Glonass est de 8 MHz, la valeur maximale possible de l'entier impaire p est égale à 7. Avec cette valeur maximale le code IMBOC proposé offre un gain en puissance d'interférence égal à 16 dB par rapport à la réference.

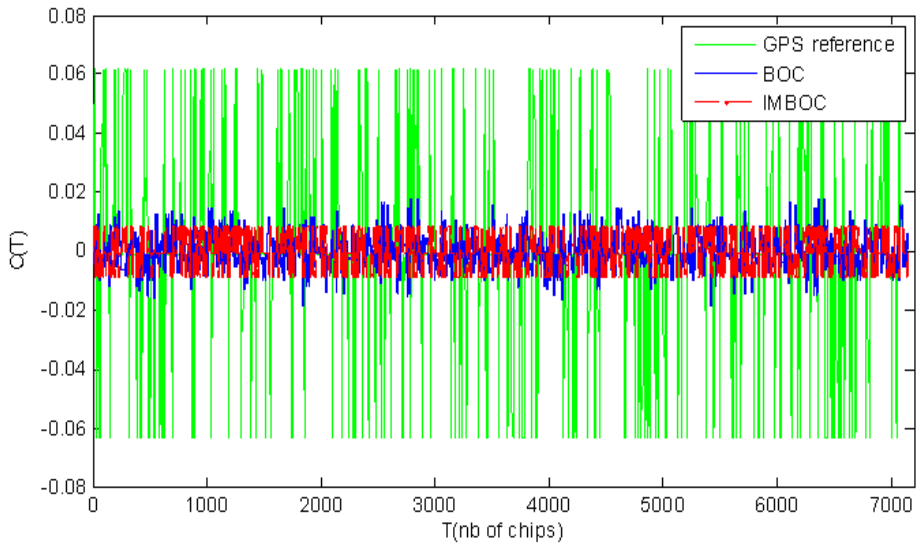


Figure III-10 : fonction d'intercorrélation de la séquence maximale générée par décimation et modulée en BOC et IMBOC pour p égale à 7 avec la séquence de Glonass

2. Cas de la bande GPS L1

Si le signal du système de localisation indoor est émis sur la bande GPS L1, alors il faut garantir un niveau d'interférence minimal avec les 32 codes (de Gold) GPS émis par les satellites. De plus il est aussi nécessaire de vérifier que ces nouveaux codes ne perturbent pas la nouvelle génération de signaux modulés en BOC transmis par GPS et Galileo.

Nos premiers tests ont été réalisés avec une des séquences maximales (G_1 et G_2 chapitre I) générant les codes de Gold qu'on module en BOC et IMBOC. Dans les Figures III-11 et III-12, on présente un exemple des valeurs d'interférence obtenues dans ce cas entre la version modulée en BOC ou IMBOC (avec *p* égal à 11) de la m-séquence (G1 dans ce cas) et l'un des codes de Gold GPS (PRN2 par exemple). On note que les niveaux d'interférence du code IMBOC (G1 modulé en IMBOC) sont plus bas et plus réguliers que ceux du code BOC (G1 modulé en BOC). Selon l'expression de la fonction de corrélation dans l'équation (2) développée au début de chapitre, la fonction d'intercorrélation d'un code de Gold modulé en IMBOC avec la séquence maximale (qui l'a généré) est identique pour tous les codes de Gold de cette même famille. Ainsi ces valeurs d'intercorrélation obtenues entre G1 modulée en IMBOC et le PRN2 sont identiques pour tous les autres codes de Gold GPS. Par conséquent, on conclut qu'avec cette m-séquence G1 modulée en IMBOC, on garantit un niveau d'interférence plus bas (que la référence GPS) avec toute la famille des signaux GPS.

Dans la Figure III-13 et le Tableau III-1, on représente les courbes et les valeurs maximales et minimales des interférences entre la séquence maximale modulée en IMBOC ou en BOC et les codes GPS. Ces courbes évoluent en fonction de la parité et de la valeur du paramètre p. On note qu'avec une modulation IMBOC ayant un paramètre p impair, on obtient les niveaux d'intercorrélation les plus bas. Le choix de la valeur optimale de p dépend là aussi de la largeur de bande allouée aux signaux GNSS sur E1-L1-E2 qui est de 24 MHz. Ainsi la valeur impaire maximale tolérée du paramètre p est égale à 11. Par conséquent, on a un gain en termes de niveaux d'intercorrélation de l'ordre de 20 dB comparé au niveau de référence GPS.

Dans la suite, on cherche à étendre ce cas optimal à plusieurs codes adaptés aux systèmes à pseudolites. En effet, dans le cas d'un système de pseudolites standard, on a besoin d'une famille de codes ayant les mêmes propriétés et des niveaux d'interférences faibles avec les signaux des satellites. L'idée est de proposer une famille entière de codes à basses valeurs d'interférence (avec les signaux des satellites) qui peut être utilisée par tout système à base de transmetteurs locaux.

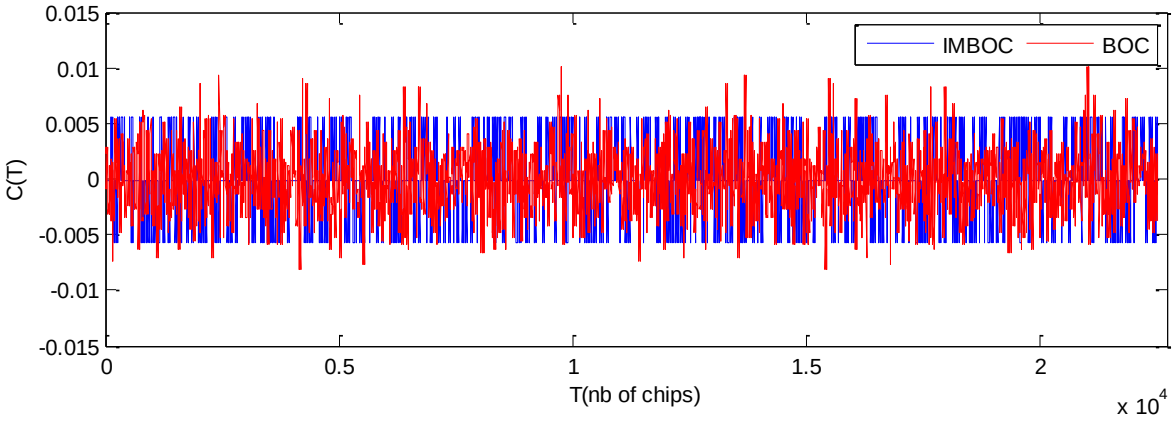


Figure III-11 : fonction d'intercorrélation entre la version BOC et IMBOC (*p*=11) de la séquence maximale G1 les codes GPS.

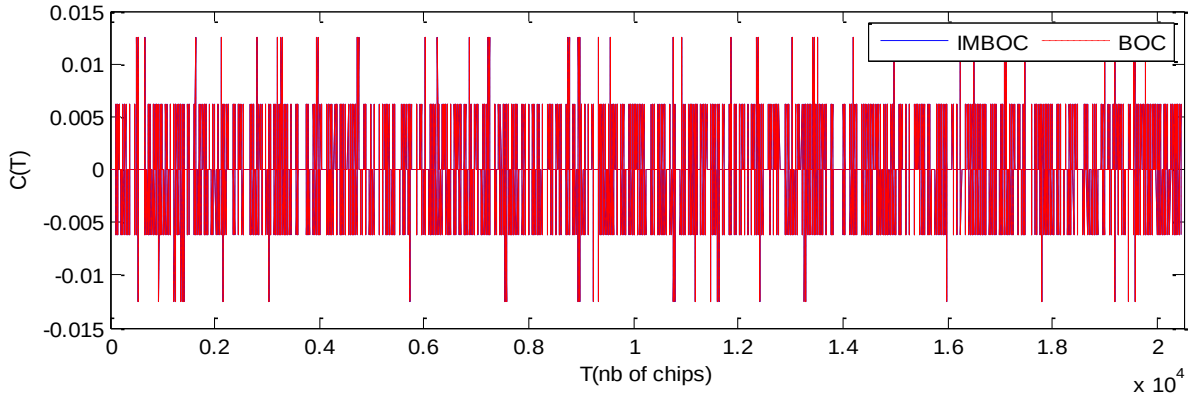


Figure III-12 : fonction d'intercorrélation entre la version BOC et IMBOC (*p*=10) de la séquence maximale G1 les codes GPS.

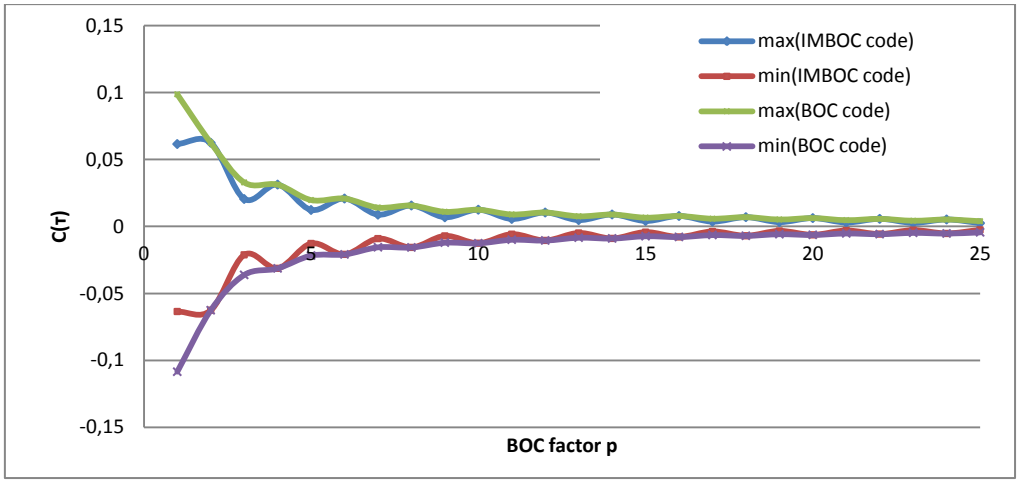


Figure III-13 : les valeurs maximales et minimales des fonctions d'intercorrélation des modulations BOC et IMBOC pour la bande GPS

Tableau III-1 : les valeurs maximales et minimales des fonctions d'intercorrélation des modulations BOC et IMBOC dans le cas de la bande GPS en fonction du paramètre p.

p	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
max(IMBOC) 10^{-3}	62,56	20,53	31,28	12,32	20,85	8,80	15,64	6,84	12,51	5,60	10,43
min(IMBOC) 10^{-3}	-62,56	-21,18	-31,28	-12,71	-20,85	-9,08	-15,64	-7,06	-12,51	-5,78	-10,43
max(BOC) 10^{-3}	62,56	32,91	31,28	19,75	20,85	14,10	15,64	10,97	12,51	8,98	10,43
min(BOC) 10^{-3}	-62,56	-36,17	-31,28	-21,70	-20,85	-15,50	-15,64	-12,06	-12,51	-9,86	-10,43

La génération de cette famille de codes repose sur l'idée de moduler la famille de codes de Gold de GPS par la modulation IMBOC. Ici il est possible de prendre toute la famille des 1023 codes de Gold générée par les séquences maximales G_1 et G_2. Pour éviter les figures de corrélation ayant de hauts pics secondaires sur les extrémités des séquences, on écarte les 32 codes GPS émis par les satellites. L'étape suivante est de passer par la modulation IMBOC (avec p impair) pour créer la famille de 987 codes IMBOC. Les niveaux d'interférence entre

tous ces codes appartenant à cette nouvelle famille et ceux émis par les satellites sont identiques au résultat de la séquence maximale G_2 (Figure III-11) modulée en IMBOC (au même paramètre p). On note aussi que cette famille respecte le critère de Welch évalué à 0,0096 pour p égal à 11.

III. Etude de l'occupation spectrale des nouveaux codes modulés en IMBOC

Les types de modulation BOC et IMBOC offrent une répartition différente de la densité d'énergie spectrale (DSP). En effet, au lieu d'un seul lobe principal, l'énergie des signaux BOC et IMBOC est divisée en deux lobes principaux symétriques par rapport à la fréquence centrale. Cette propriété permet de réduire les interférences avec les autres signaux mais implique aussi une bande spectrale utile plus large. Ainsi, il est important pour nous de bien positionner le spectre du nouveau signal indoor de façon à éviter toutes interférences avec les autres signaux GPS et Galileo modulés en BOC.

La position du spectre du nouveau signal dépend de la fréquence de la sous porteuse f_s et du débit code $f_c(=\frac{f_s}{k})$. Dans notre cas la fréquence du code primaire est fixée à celle du code d'origine à 1,023 MHz. Ainsi, pour déplacer le spectre du nouveau code, il suffit de faire varier la valeur du coefficient de la sous porteuse k et par conséquent celui du paramètre p $(= 2 * k)$. L'objectif de ce paragraphe est de trouver la position spectrale optimale qu'on puisse attribuer aux nouveaux codes. Pour satisfaire les conditions d'interférence, les deux lobes principaux et les lobes secondaires du nouveau code ne doivent pas être perçus comme un bruit à niveau élevé par les lobes principaux des autres signaux existants dans la même bande. En effet on cherche la position du nouveau spectre qui permet d'éviter les recouvrements (source de bruit gênante pour les signaux existants) entre celui-ci et les lobes principaux des signaux GPS et Galileo.

On considère alors le cas de la bande GPS et Galileo E1-L1-E2 portant les signaux modulés en BOC et en BPSK. Puis on simule les signaux émis sur cette bande y compris le nouveau signal modulé en IMBOC en faisant varier les valeurs du paramètre p impair. Parmi les différentes situations, on choisit celles qui présentent les schémas d'interférences les moins contraignants (peu bruyants pour les signaux des satellites) qu'on analysera par la suite. Celles-ci correspondent aux cas où le paramètre p prend les valeurs suivantes : 7, 9 et 11. Les schémas spectraux de ces situations sont représentés dans les trois Figures III-14, III-15 et III-16 respectivement.

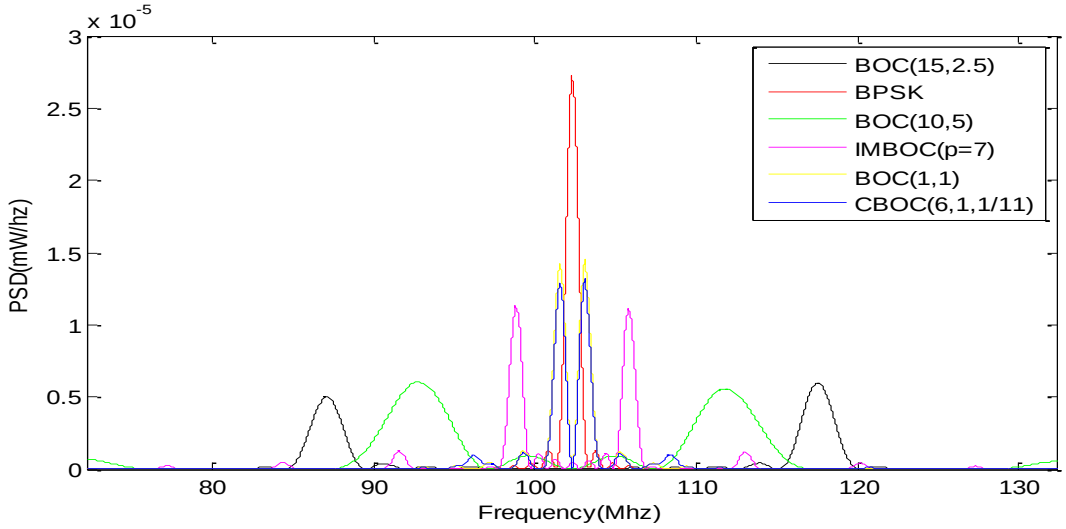


Figure III-14 : les spectres des signaux GPS et Galileo de la bande L1 avec le nouveau signal IMBOC pour $p = 7$.

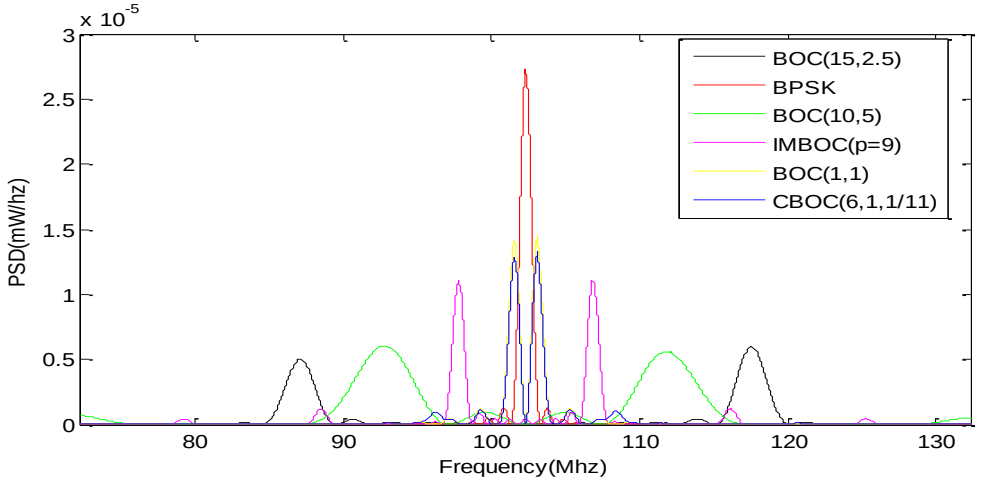


Figure III-15 : les spectres des signaux GPS et Galileo de la bande L1 avec le nouveau signal IMBOC pour $p = 9$.

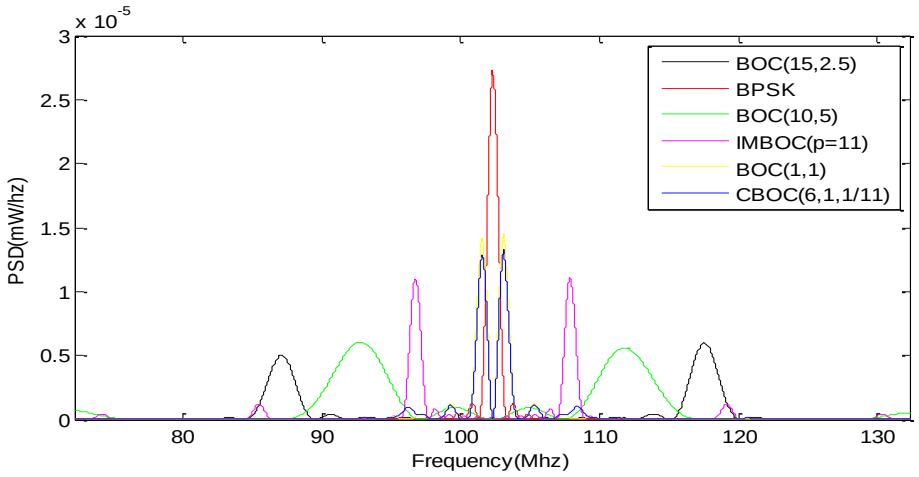


Figure III-16 : les spectres des signaux GPS et Galileo de la bande L1 avec le nouveau signal IMBOC pour $p = 11$.

Pour chacune de ces situations, on cherche à analyser le schéma spectral et les interférences éventuelles (superposition entre spectres) avec le nouveau code. Puis on évalue l'impact de l'insertion de ce nouveau spectre, par comparaison aux cas de recouvrement entre les spectres déjà existants. Dans le premier cas où p est égal à 7, le nouveau signal ne croise aucun lobe principal sauf celui du code militaire GPS (code M GPS) modulé en BOC (10,5). En effet le lobe secondaire du nouveau code (coloré en rose dans Figure III-14) se superpose au lobe principal du code M (coloré en vert). Pour mieux observer ce recouvrement, on affiche les spectres de ces signaux en dBm (sur un axe logarithmique) dans la Figure III-17. Ceci nous permet d'évaluer l'ampleur des interférences causées par le rajout du nouveau signal (avec p=7). Il est clair que le bruit induit par le croisement avec le pic secondaire du code IMBOC est plus élevé que tous ceux des autres signaux. Le rapport en puissance du signal utile (lobe principal) sur bruit (lobes secondaires du IMBOC) est d'environ 3 dB. Cette position semble présenter des risques d'interférence élevés. Mais en observant les superpositions entre les autres signaux, on s'aperçoit que des points d'interférence similaires (et même plus élevés) sont présents dans la bande L1. Les exemples des points de croissement entre le code M et le code Galileo modulé en BOC(15, 2.5) ou le code modulé en CBOC (6,1,1/11) (coloré en bleu) confirment cette observation. On en déduit alors que de tels niveaux d'interférences sont tolérés par le récepteur GNSS. Cette première position spectrale resterait alors envisageable pour le nouveau code.

Quand on prend p égal à 9, les pics secondaires du nouveau code interfèrent avec le lobe principal du signal BOC (15, 2.5) de Galileo et le code M de GPS. Les rapports de puissance entre le signal utile et le niveau de bruit sont autour de 4 dB dans ce cas. Cette situation est

celle qui présente le minimum d'interférence de point de vu rapport de puissance sur bruit et nombre de points de recouvrement. Quant au cas où p prend 11 comme valeur, le lobe principal du nouveau code croise celui du code M GPS et ses pics secondaires se superposent à celui du code Galileo modulé en BOC (15, 2.5). Les niveaux d'interférence causés dans ces deux cas sont tous similaires à celui du premier cas. Ils peuvent donc être tous les trois adoptés par notre système. Le cas où p est égal à 9 demeure le meilleur.

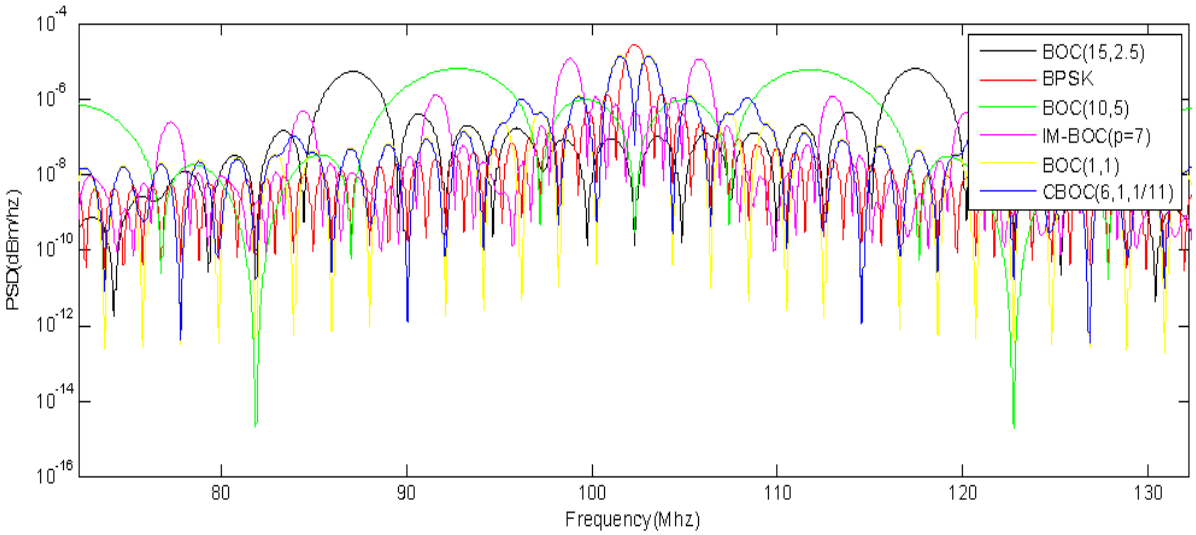


Figure III-17 : les spectres (en dBm) des signaux dans la bande L1 avec le signal IMBOC à $p = 7$

Dans le but de confirmer ces observations spectrales, on procèdera dans le paragraphe suivant à la simulation du cas réel d'émission et réception du nouveau signal (en indoor avec les codes émis par les satellites) pour évaluer les interférences éventuelles avec les signaux GPS et Galileo. Dans la pratique, c'est le rapport signal sur bruit qui permet d'évaluer la robustesse du signal au bruit d'interférence. On considère qu'un signal est noyé dans le bruit à partir du moment où le pic d'autocorrélation est inférieur au double du niveau de bruit. Donc le niveau minimal de rapport signal sur bruit toléré est de 3 dB.

Dans la suite, on simule l'émission simultanée du nouveau signal IMBOC et du signal Galileo BOC(15, 2.5) ou GPS BOC (10,5) en faisant varier les niveaux de puissance. Le récepteur extérieur cherche à recevoir les signaux des satellites (GPS ou Galileo) en étant perturbé par le nouveau signal IMBOC. La règle de 3 dB est celle que le récepteur applique pour décider de la robustesse du signal. L'objectif de cette simulation est d'évaluer la valeur limite du rapport de puissance entre le signal perturbant (IMBOC) et le signal utile à partir de laquelle le récepteur n'est plus capable de détecter et poursuivre le signal en question. Cette valeur

limite du rapport de puissance R_{limite} (S) d'un signal S donné peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$R_{limite}(s) = \{\max(P_{IMBOC} - P_S) \ tel\ que\ 20 * \log(\frac{max(C(S))}{\max(C(S, IMBOC))}) > 3dB\}$$

Où $C(S)$ est la fonction d'autocorrélation du signal S et $C(S, IMBOC)$ est la fonction d'intercorrélation entre le signal S et IMBOC reçu au niveau du récepteur. P_S et P_{IMBOC} sont les puissances attribuées respectivement au signal étudié et au signal IMBOC.

Dans le Tableau III-2, on présente les résultats de ces simulations réalisées pour un code IMBOC avec p impair allant de 7 à 11. Dans ce tableau, on donne les valeurs maximales $R_{limite}(M\ GPS)$, du rapport de puissance du signal IMBOC par rapport à celui du M GPS (BOC(10,5)), tolérées par un récepteur GPS placé à l'extérieur. Dans la colonne suivante, on présente les rapports maximaux de puissance $R_{limite}(BOC\ (15,2{,}5))$ associés au code Galileo BOC (15, 2,5). Dans la dernière colonne, on conclut sur la valeur de rapport de puissance maximal toléré par le signal M GPS ainsi que par celui de Galileo BOC (15, 2,5) (équivalent au minimum entre $R_{limite}(BOC\ (15,2{,}5))$ et $R_{limite}(BOC\ (15,2{,}5))$.

Tableau III-2 : les rapports signal sur bruit maximaux pour le code M de GPS et le code Galileo BOC (15,2.5)

p	Gain en puissance (dB)	Maximum du rapport puissance pour le code M GPS (dB)	Maximum du rapport puissance pour le code Galileo BOC (15,2.5) (dB)	Rapport de puissance globale tolérée (dB)
7	16	30	-	30
9	19	35	35	35
11	20	30	35	30

Le signal GNSS émis par les satellites est reçu par un récepteur placé à l'extérieur à une puissance de -130 dBm. Le niveau maximal d'émission en indoor est de -50 dBm *(ECC REPORT 168 2011)*. La puissance du signal reçu par le récepteur P_{rdBm} après une propagation en espace libre est calculée avec la formule

$$P_{rdBm} = 10 * \log_{10}(P_e G_e G_r (\frac{\lambda}{4\pi R})^2)$$

Où R est la distance parcourue par le signal, $G_e G_r$ est le gain des antennes d'émission et de réception, λ la longueur d'onde du signal radio et P_e la puissance du signal à l'émission égale à -50 dBm.

Lorsqu'on calcule la puissance du signal indoor reçu par le récepteur, on s'aperçoit qu'à partir de quelques mètres (4 mètres), on atteint un niveau de signal de l'ordre de -100 dBm. Ceci correspond à un rapport de puissance entre le signal indoor et le signal Galileo ou GPS reçu de 30 dB. On atteint alors la valeur limite trouvée par simulation au bout de quelques mètres de propagation du signal IMBOC en espace libre. Ainsi si un récepteur GPS ou Galileo est placé à l'extérieur à une distance supérieure à 4 mètres de l'emplacement du répélite, il ne risque pas d'être perturbé par son signal. Cette valeur limite de distance de 4 mètres est très souvent dépassée dans le cas pratique. Par contre un récepteur externe est susceptible de recevoir les signaux de plusieurs répélites. Dans ce cas notre raisonnement n'est plus adapté à cette situation. On cherche alors à approfondir notre étude des effets d'interférence sur les signaux externes à travers une simulation d'une situation réelle du déploiement du système à répélites. Les résultats de ces simulations sont détaillés dans le paragraphe suivant.

IV. Simulation d'un cas réel du déploiement du système avec des nouveaux codes dans un bâtiment du type de la cité des sciences

Dans le but de valider l'efficacité de ces nouveaux codes modulés en IMBOC pour la réduction des interférences avec les signaux GNSS de l'extérieur, on propose de simuler le déploiement du système à base de répélites dans un environnement typique. L'idée est d'évaluer l'effet de l'émission du nouveau signal indoor sur un récepteur GNSS placé à l'extérieur. Celui-ci cherche à recevoir et poursuivre les signaux des satellites (Galileo et GPS) tout en captant aussi les signaux de l'indoor. Pour chacun des deux cas de codes IMBOC proposés (dans les bandes Glonass G1 et GPS L1), on analyse le bruit dans la fonction d'autocorrélation du code suivi. Ce bruit résulte uniquement de l'interférence entre le code du satellite traqué et ceux émis en indoor par tous les répélites.

Pour cette simulation on choisit comme environnement le bâtiment de la cité des sciences à Paris. La représentation qu'on a faite de cet espace intérieur est simple et très basique. Dans les Figures 18 et 19, on présente une vue de dessus et de coté respectivement de notre représentation du bâtiment de la cité des sciences qui fait 270 mètres de longueur et 120

mètres en largeur. Au centre, il y a un espace qui s'étend sur une grande partie de la longueur du bâtiment.

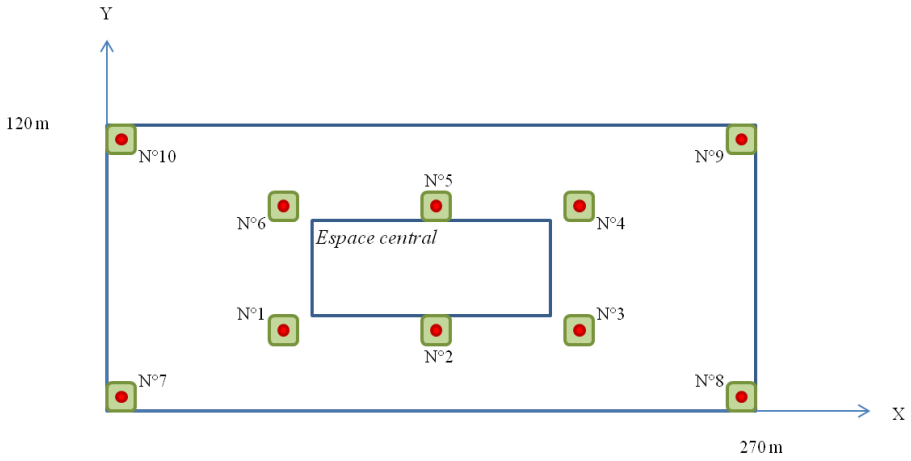


Figure III-18 : exemple du déploiement du système de positionnement à base de répélites dans le bâtiment de la Cité des Sciences

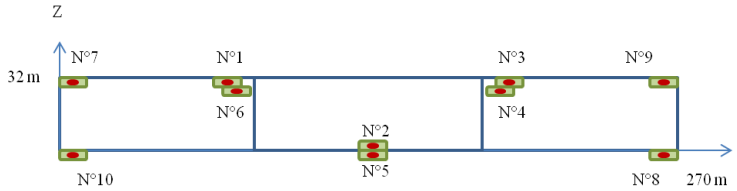


Figure III-19 : vu de coté du système à base de répélites déployé dans le bâtiment de la Cité des Sciences

La répartition des répélites présentés sur ces deux figures correspond à celle adoptée lors des simulations. Certains de ces répélites sont placés à différentes altitudes par rapport au sol pour offrir une meilleure répartition des antennes et par conséquent un coefficient DOP (Dilution of precision) vertical et horizontal satisfaisant. Les coordonnées des différents répélites dans le référentiel local choisi (x,y,z) (Figures III-18 et III-19) sont données dans le Tableau III-3.

Tableau III-3 : les coordonnés (en mètres) des répélites

Les coordonnées des répélites placés dans le couloir central			
Noms des répélites	X	Y	Z
Rep n°1	75	35	30
Rep n°2	135	35	2
Rep n°3	195	35	30
Rep n°4	195	85	28
Rep n°5	135	85	-5
Rep n°6	75	85	28
Les coordonnées des répélites placés en dehors du couloir central			
Nom des répélites	X	Y	Z

Rep n°7	2	2	30
Rep n°8	268	2	-5
Rep n°9	268	118	30
Rep n°10	2	118	-5

Dans la Figure III-20, on place les positions de test à l'intérieur et à l'extérieur du bâtiment. Les positions placées en indoor serviront à évaluer les interférences intra-système : c'est à dire les interférences entre les différents signaux émis par les répélites en indoor. Les positions choisies à l'extérieur sont très proches du bâtiment. Mais elles se trouvent dans l'espace accessible aux piétons aux alentours de la cité des sciences. Ceci correspond à la simulation de la « pire » des situations réelles où un utilisateur se sert de son récepteur GNSS à proximité du bâtiment en recevant le signal IMBOC de l'indoor. L'effet d'atténuation de la puissance du signal indoor par les murs du bâtiment est négligé dans notre simulation.

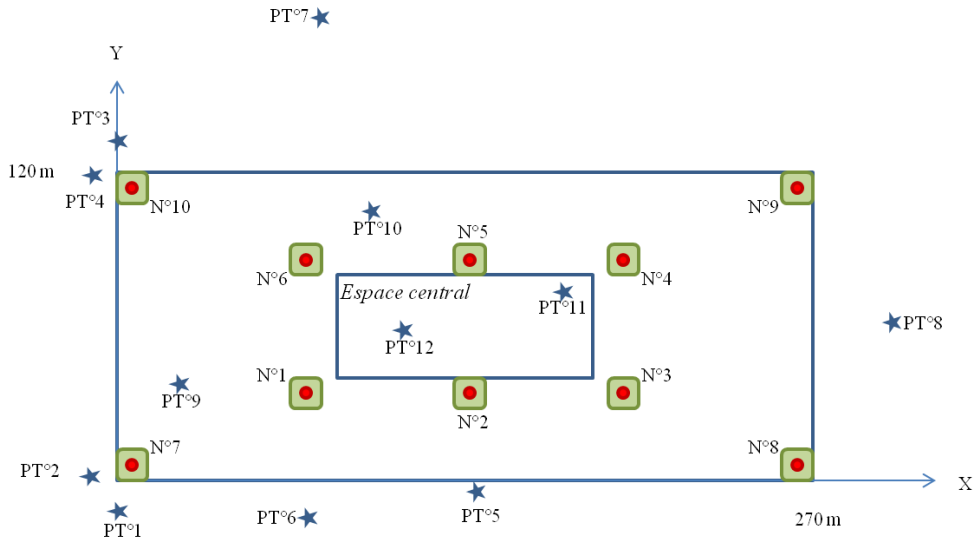


Figure III-20 : la distribution spatiale des positions de test dans le bâtiment de la Cité des Sciences

Les coordonnées des différentes positions de test choisies sont définies dans Tableau III-4. Pour simuler les interférences à l'extérieur, puis à l'intérieur, il nous faut les valeurs de distances entre la position de test choisie et les différents répélites. Celles-ci serviront dans le calcul des puissances des signaux reçus à la position de test selon un simple modèle de propagation d'onde radio en espace libre. En outre, elles sont aussi prises en compte lors du rajout du délai (en nombre de chips), dû à la propagation du signal, dans le code numérique. Ces distances sont calculées dans le Tableau III-5. Ainsi on déduit les puissances des signaux des répélites reçus au niveau du récepteur externe par l'équation suivante :

$$P_{rdBm} = -50 + 20 * \log_{10}\left(\frac{\lambda}{4\pi L}\right) + 10 * \log_{10}\left(G_e G_r\right)$$

Où L est la distance qui sépare le répélite du récepteur placé à la position de test.

On suppose que les deux antennes émettrice et réceptrice sont idéales. On prend donc $G_e G_r$égal à 1. Puisque les signaux GNSS sont reçus sur terre à une puissance de -130 dBm, on déduit alors le rapport R_{dB} en puissance indoor/outdoor par le calcul suivant :

$$R_{dB} = 80 + 20 * \log_{10}\left(\frac{\lambda}{4\pi L}\right)$$

Ainsi lors de la simulation des interférences, chaque signal de répélite est pondéré par un coefficient égal au rapport signal indoor/outdoor qui lui est associé. A l'entrée du récepteur, on a la forme de signal suivante :

$$S_{reçu} = S_{satellite} + \sum_{i=1}^{10} R_{dB_i} * S_{Rep}\left(t + \Delta t_i\right)$$

Où $S_{satelite}$ est le signal émis par le satellite recherché, S_{Rep} le signal transmis par un répélite, $\Delta t_i = \left(\frac{c}{L_i}\right)$ le délai rajouté par la propagation depuis le répélite jusqu'au récepteur (associé à la distance L_i) et R_{dB_i} le rapport en puissance indoor/outdoor associé au i^{ème} répélite.

Le modèle de propagation en espace libre n'est pas conforme à la situation réelle mais il n'est pas non plus favorable à notre système. En effet dans le cas de ce modèle les atténuations du signal indoor sont plus faibles et donc le signal de l'indoor reçu à l'extérieur est plus fort en terme de puissance. Ceci augmente les risques d'interférence avec les signaux des satellites.

Tableau III-4 : les coordonnées des positions de test

Les positions de test en dehors du bâtiment			
Name	X	Y	Z
PT n°1	0	-10	1
PT n°2	-10	0	1
PT n°3	0	130	1
PT n°4	-10	120	1
PT n°5	135	-2	1
PT n°6	75	-10	1
PT n°7	80	50	1

PT n°8	310	60	1
Les positions de test à l'intérieur du bâtiment			
Name	X	Y	Z
PT n°9	20	40	10
PT n°10	95	105	25
PT n°11	175	75	18
PT n°12	110	58	2

Tableau III-5 : les distances (en mètres) entre les différents répélites et les positions de test

Les distances entre les répélites et les positions de test										
	Les répélites									
Position de test	R n°1	R n°2	R n°3	R n°4	R n°5	R n°6	R n°7	R n°8	R n°9	R n°10
PT n°1	92,1	142,3	202,2	218,6	165,2	124,0	31,4	268,3	298,4[13]	128,2
PT n°2	96,4	149,2	210,0	223,6	168,2	123,2	31,4	278,1	303,4	118,8
PT n°3	124,5	165,1	218,8	201,9	142,4	91,5	131,3	297,1	269,8	13,6[14]
PT n°4	123,7	168,1	223,8	209,7	149,3	95,8	122,1	302,1	279,5	13,6
PT n°5	76,2	37,0	76,2	109,1	87,2	109,1	136,2	133,2	181,5	179,2
PT n°6	53,5	75,0	131,4	155,4	112,5	98,8	79,5	193,5	233,4	147,5
PT n°7	33,0	57,0	119,5	123,2	65,5	44,5	96,1	194,1	202,0	103,7
PT n°8	238,1	176,8	121,2	120,7	176,9	237,9	314,8	71,9	77,3	313,5
PT n°9	58,7	115,4	176,2	181,6	124,4	73,3	46,6	251,3	260,7	81,4
PT n°10	73,0	83,8	122,2	102,0	53,9	28,4	138,9	203,6	173,6	98,6
PT n°11	108,4	58,8	46,3	24,5	47,2	101,0	188,2	120,4	103,2	179,7
PT n°12	50,4	34,0	92,4	92,9	37,5	51,3	124,8	167,8	171,3	123,7

Les simulations réalisées dans ce paragraphe ont pour objectif d'évaluer l'interférence causée par le signal émis en indoor sur le récepteur GNSS placé à l'extérieur. Dans ce cas, le récepteur recevra en plus des signaux de la constellation considérée (GPS ou Glonass), les signaux des dix répélites. Ces signaux émis en indoor sont aperçus par le récepteur comme source de bruit qui se superpose au signal du satellite traqué. Ce bruit résultant de l'intercorrélation entre le signal traqué et ceux émis en indoor est susceptible de perturber fortement le fonctionnement du GPS. Lorsqu'on utilise un code pseudolite standard de type code de Gold de GPS, il faut respecter les réglementations de l'Agence Spatiale Européenne *(ECC REPORT 168 2011)*. Celle-ci fixe le seuil maximal de puissance d'émission en intérieur à -50dBm pour éviter les interférences avec les signaux satellitaires. Dans ces simulations, on évalue les niveaux d'interférences dans deux cas. Dans le premier cas un code standard (code de Gold de GPS ou séquence maximale de Glonass) est émis par les répélites. Dans le

[13] Distance maximale entre les positions de test et les répélites.
[14] Distance minimale entre les positions de test et les répélites.

deuxième cas un exemple du code IMBOC (à un p donné) est testé. Ensuite on compare les deux résultats et on estime l'amélioration apportée par le nouveau code IMBOC en terme de niveau de bruit d'interférence.

Dans le cas GPS, le système à base de répélites actuel (les répéteurs et les pseudolites aussi) émettent les codes PRN 33 à 36 réservés aux pseudolites. Pour la bande Glonass, il n'y a pas officiellement un ensemble de codes dédiés aux transmetteurs terrestres mais on utilisera pour nos simulations une m-séquence équivalente. Il s'agit de la séquence maximale générée par décimation de la séquence d'origine de Glonass. Elle jouera le même rôle que les PRN 33 à 36 de GPS (réservés aux pseudolites). Ces codes (la deuxième séquence maximale dans le cas de Glonass et les PRN 33 à 36 de GPS) garantissent un niveau d'interférence égal à la référence GPS, avec les codes de l'extérieur. Les résultats des simulations de ces codes jouent le rôle de notre référence de comparaison. L'amélioration notée pour les simulations des codes IMBOC, en comparaison à cette référence, constitue le gain en puissance d'interférence apporté par ces nouveaux codes.

On note que les trajets indirects des signaux des répélites qui peuvent être reçus ne sont pas pris en compte lors des simulations. Par conséquent les rapports signal sur bruit calculés nous donnent une idée approximative de la qualité du signal extérieur. En revanche, les différences entre les rapports calculés pour les signaux IMBOC et ceux des codes GPS ou Glonass utilisés à présent reflètent un gain (« réel ») significatif en termes de puissance d'interférence. Ces valeurs de gain nous informent sur l'amélioration apportée par les nouveaux codes IMBOC en ce qui concerne la réduction des interférences avec les signaux extérieurs. Ces résultats nous permettent de suggérer l'augmentation des niveaux de puissance autorisés pour les transmetteurs indoor afin de permettre une couverture plus large.

1. Interférence des signaux répélites avec les signaux des satellites GPS (sur L1)

Dans le cas de la bande GPS, on simule le signal du PRN1 reçu par le récepteur à l'extérieur dans les différentes positions de test de PT1 à PT8. Le signal émis par les répélites dans le système actuel est le PRN33 du GPS (réservé au pseudolite). Ce signal nous sert de référence pour comparer les performances du nouveau code modulé en IMBOC. Le code primaire choisi pour ces expériences est celui de la première séquence maximale de GPS modulée en IMBOC avec p égal à 11. Les formes des fonctions d'autocorrélation du PRN1 dans le cas de l'émission du PRN33 ou du code IMBOC dans les positions PT1 et PT4 par les antennes indoor sont représentées dans les Figures 21 et 22 respectivement. Les points PT1 et PT4 sont

considérés comme étant les deux points extrêmes en termes de distances séparant les répélites des différentes positions de test PTi. Le point PT1 est caractérisé par la plus large distance de parcours de signal indoor (298,4 mètres). Tandis que le point PT4 est celui qui a la distance la plus courte (13.6 mètres). Ainsi les résultats dans ces deux points reflètent l'évolution du niveau de bruit depuis la position la moins exposée aux sources d'interférence jusqu'à la plus proche. Dans les deux figures (21 et 22), on superpose les deux fonctions d'autocorrélation quand le signal satellitaire (PRN1) interfère avec le PRN33 (en bleu) et le code IMBOC (en rouge).

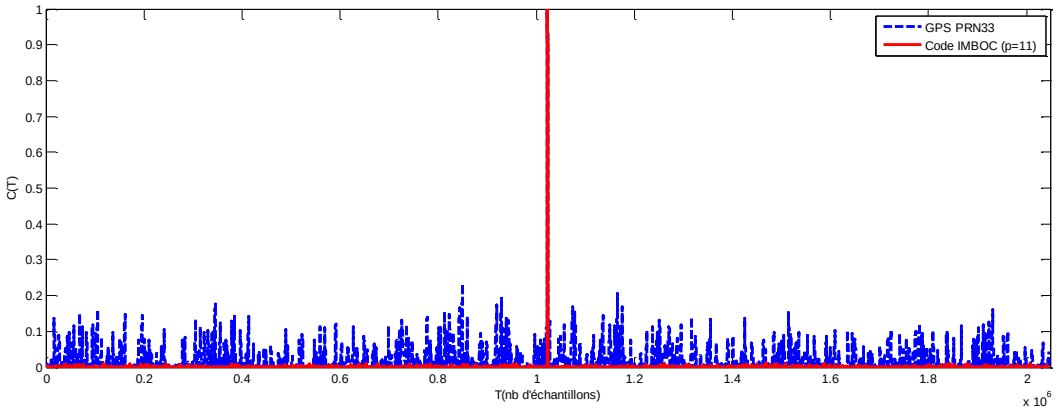


Figure III-21 : fonction d'autocorrélation du PRN1 reçu à la position de test PT1 quand le PRN 33 / le code IMBOC (p=11) est émis par les répélites en indoor

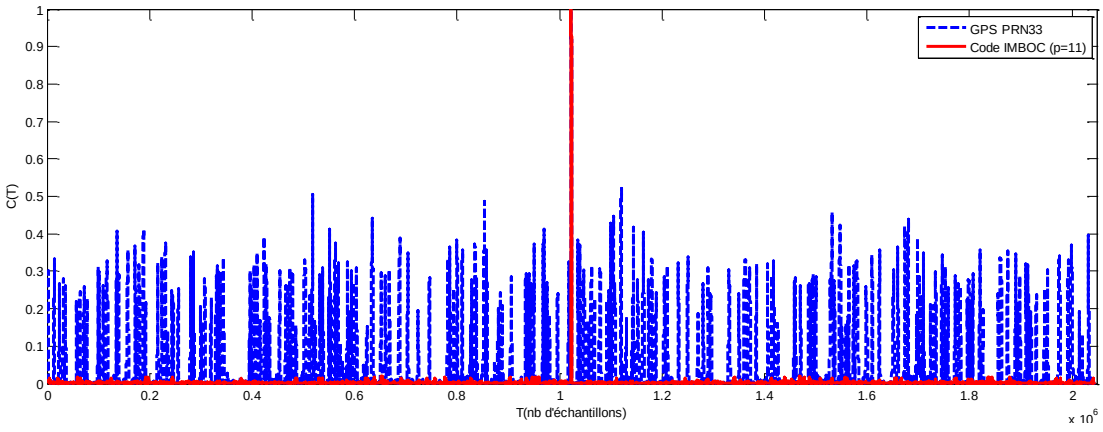


Figure III-22 : fonction d'autocorrélation du PRN1 reçu à la position de test PT4 quand le PRN 33 / le code IMBOC (p=11) est émis par les répélites en indoor

Il est clair que dans ces deux cas, les fonctions d'autocorrélation du signal exposé aux interférences du code IMBOC sont moins bruitées que celles tracées quand le PRN33 est émis en intérieur. A la position PT1, quand on utilise le PRN33, le niveau de bruit est plus élevé que celui du cas IMBOC mais reste tolérable pour détecter le pic de corrélation. En revanche, pour la position PT4, les niveaux d'interférences du PRN33 sont supérieurs au niveau

maximal toléré de 3dB. Dans ce cas le récepteur GPS est réellement perturbé par le système à base de répélites indoor. Par contre quand on utilise le nouveau code IMBOC on gagne 20 dB (au minimum) en terme de niveau de bruit. Par conséquent, la fonction d'autocorrélation tracée par le récepteur à l'extérieur est non perturbée par les signaux des répélites. En conclusion avec ces nouveaux codes, les interférences des signaux indoor avec ceux des satellites à l'extérieur sont nettement plus faibles. En utilisant ces codes, il serait possible d'augmenter la puissance d'émission autorisée pour les antennes indoor sans perturber le fonctionnement des récepteurs GNSS à l'extérieur. Ceci nous permettrait d'étendre les zones de couverture à des espaces plus larges pour une même puissance.

Dans le Tableau III-6, on résume les valeurs du rapport signal sur bruit dans la fonction d'autocorrélation du PRN1 pour chaque position de test. Les valeurs de rapport signal sur bruit correspondent aux rapports d'amplitudes du pic d'autocorrélation et du maximum des pics secondaires. Le gain en puissance est la différence entre les rapports signal sur bruit évalués dans le cas du code IMBOC (p=11) et du code GPS (pseudolite) PRN33. Il reflète donc le gain en termes de niveau de bruit dans la fonction d'autocorrélation. Les valeurs calculées pour ces simulations du déploiement réel du système à base de répélites varient entre 20 et 23 dB. On en déduit alors qu'on a une marge moyenne de 21 dB en terme de puissance émise par les répélites pour atteindre la référence GPS. Il serait donc envisageable d'augmenter les niveaux des puissances autorisées sur les antennes indoor de quelques dizaines de dB.

Tableau III-6 : les niveaux de bruit (en dB) mesurés sur la fonction d'autocorrélation du PRN1 causé par les interférences avec le PRN 33 et le code IMBOC dans les différentes positions de test

	Niveaux d'interférences avec le PRN 33 et le code IMBOC							
Position de test	1	2	3	4	5	6	7	8
SNR de IMBOC (dB)	26,11	26,20	20,99	21,05	24,90	26,86	23,09	29,34
SNR de PRN33 (dB)	2,74	2,81	0,01	0,01	4,78	5,86	1,36	8,81
Gain en puissance (dB)	23,36	23,39	20,98	21,04	20,12	21,01	21,73	20,52

Les variations des gains d'un point de test à un autre sont dues aux accumulations des pics secondaires ayant des décalages différents. En effet les pics d'interférence provenant des différents répélites sont positionnés dans la fonction d'intercorrélation en fonction du délai de propagation de chaque signal. Par conséquent, quand ils s'ajoutent, le maximum des pics résultants dépend de ces décalages. Ainsi ce maximum dans le cas du code PRN 33 ou

IMBOC varie en fonction des délais calculés pour chaque point de test et induit cette faible variation du gain en puissance.

Dans une deuxième série de simulations, on évalue les interférences entre les signaux des répélites et le signal M GPS modulé par une BOC(10,5). Les tests réalisés avec un signal GPS (PRN2 par exemple) ou un signal IMBOC (à p=11) donnent des résultats identiques avec un niveau de bruit presque nul. La figure d'autocorrélation dans ces deux cas est celle tracée dans la Figure III-23. Ces résultats confirment alors la robustesse du signal M GPS aux interférences avec les signaux indoor IMBOC ainsi que ceux de la première génération de GPS. Ceci renforce les conclusions tirées de l'analyse des spectres des signaux émis dans la bande L1. En effet les recouvrements possibles entre les nouveaux codes IMBOC proposés et les codes modulés en BOC sont très faibles (presque nuls). Ils sont équivalents à ceux observés entre ces signaux BOC et ceux modulés en BPSK de GPS ou les autres signaux BOC. Les signaux IMBOC ne présentent donc pas de risque d'interférence avec les nouveaux signaux de la deuxième génération GPS et Galileo.

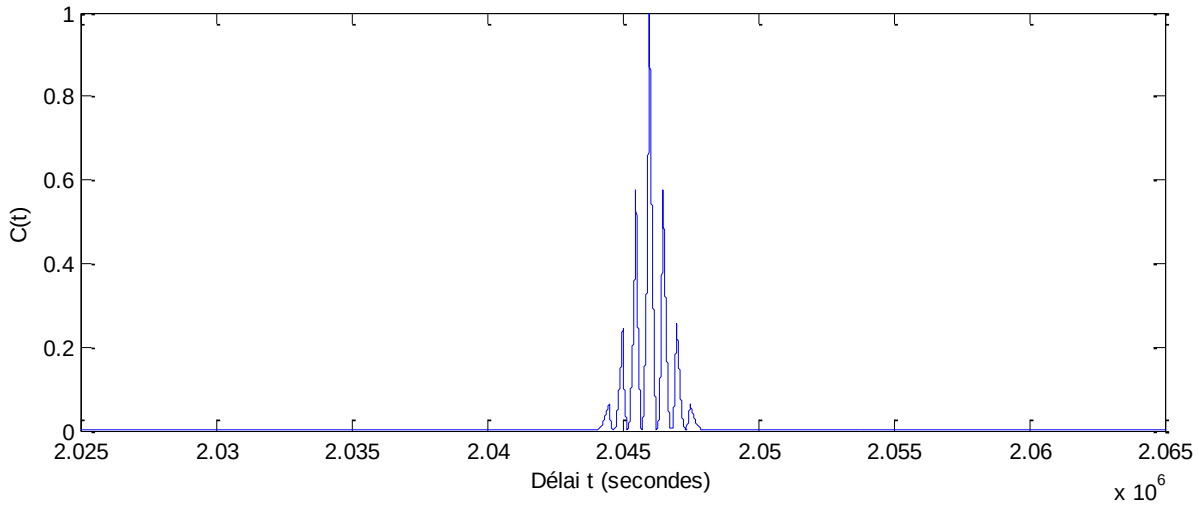


Figure III-23 : fonction d'autocorrélation du signal M GPS reçu à la position de test PT4 quand le PRN 33 ou le code IMBOC (p=11) sont émis par les répélites en indoor

2. Interférences des signaux répélites avec le signal Glonass des satellites (sur L1)

Dans le cas Glonass, on utilise la deuxième séquence maximale générée par décimation ($d = 3$) de celle de Glonass comme code primaire. On la module par la IMBOC avec un paramètre p égal à 7 pour générer le nouveau code IMBOC de Glonass. Cette même séquence maximale joue le rôle du code réservé aux pseudolites (comme le PRN33 dans le cas GPS).

Ainsi on crée dans Glonass un sous-système CDMA de deux codes (les 2 séquences maximales) émis dans le même canal (à la fréquence 1.602 MHz par exemple). Les résultats d'interférences de la deuxième séquence maximale (non modulée en IMBOC) sont utilisés pour faire la comparaison avec les performances du nouveau code IMBOC.

Les mêmes simulations que dans le cas GPS ont été réalisées pour les différents points de test. Dans les Figures III-24 et III-25, on affiche les courbes d'autocorrélation dans les positions PT1 et PT4 respectivement.

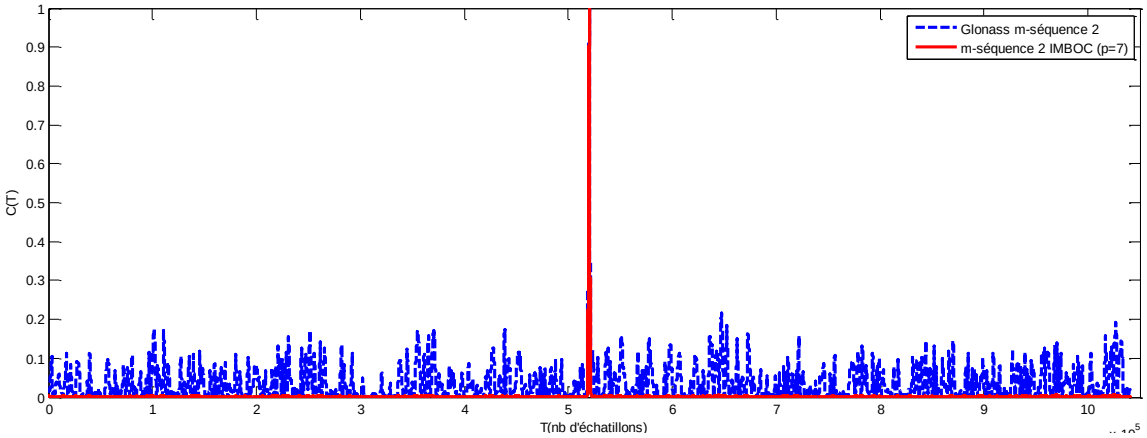


Figure III-24 : fonction d'autocorrélation du signal Glonass reçu à la position de test PT1 quand la seconde m-séquence ou sa version modulée en IMBOC (p=7) est émise par les répélites en indoor

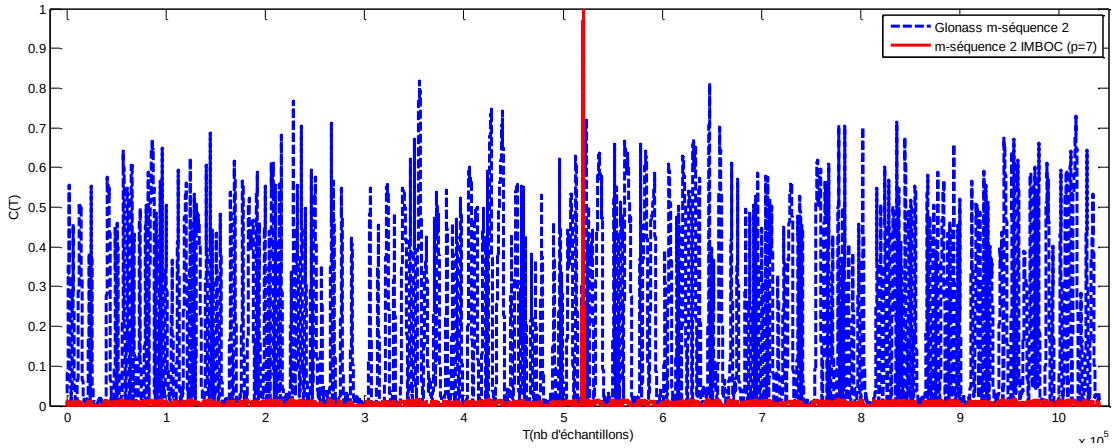


Figure III-25: fonction d'autocorrélation du signal Glonass reçu à la position de test PT4 quand la seconde m-séquence ou sa version modulée en IMBOC (p=7) est émise par les répélites en indoor

On constate alors, comme dans cas GPS, que les niveaux de bruit sont plus bas quand on utilise le code IMBOC. Dans le cas Glonass l'utilisation de la deuxième séquence maximale donne aussi des résultats satisfaisants avec des niveaux d'interférences assez bas. Mais avec le nouveau code on gagne tout de même en termes de niveaux d'interférence. Les résultats des

rapports signal sur bruit et du gain en puissance calculés pour chaque point sont donnés dans le Tableau III-7. On note que ces valeurs de gains varient entre 15 et 16 dB.

Tableau III-7 : les niveaux de bruit (en dB) mesurés sur la fonction d'autocorrélation de la séquence Glonass causé par les interférences avec la seconde m-séquence ou sa version modulée en IMBOC (p=7) dans les différentes positions de test

	Niveaux d'interférences avec la m-séquence et sa version modulée en IMBOC							
Position de test	1	2	3	4	5	6	7	8
SNR de IMBOC (dB)	22,42	22,51	17,73	17,72	20,65	22,22	18,37	25,69
SNR de m-Séquence2 (dB)	6,68	6,63	0,84	0,88	4,42	6,68	2,54	9,14
Gain en puissance (dB)	15,74	15,88	16,89	16,84	16,23	15,54	15,82	16,54

3. Interférences entre les signaux répélites en indoor

Dans ce paragraphe, on cherche à évaluer les interférences entre les signaux des répélites quand on utilise un code IMBOC. On simule alors les signaux des répélites reçus aux positions de test en intérieur : de PT9 à PT12. Un délai fixe de 2.5 chips du code primaire (transmis à la fréquence de 1.023 MHz) est rajouté entre deux codes de répélites successifs. La valeur du délai initial est celle utilisée dans les tests pratiques du système de localisation. Pour nos codes, on ne prend aucune précaution pour éviter les superpositions avec les pics secondaires puisqu'ils sont totalement absents. La marge de délai choisie a pour objectif d'éviter les interférences entre les pics principaux des différents signaux (des répélites) quand le délai dû à la propagation se rajoute à celui-ci. La valeur de 2.5 chips garantit un écart entre les extrémités des pics d'autocorrélation de 0.5 chip, équivalent à 150 mètres en distance de propagation. Le recouvrement maximal toléré entre les pics de corrélation est de l'ordre de 0.5 chip. Au delà de cette valeur, le recouvrement entre les pics risque d'être aperçu par le récepteur comme une superposition de multi-trajets. Ce délai de 2.5 chip nous offre donc une marge de 300 mètres en distance de propagation des signaux. Dans un environnement intérieur cette marge semble suffisante étant données leurs surfaces peu étendues. Dans le cas de notre environnement de simulation la distance de propagation maximale est de 298,4 m. Notre marge de 300 m est donc acceptable.

Le décalage du code et l'atténuation de la puissance dus à la propagation en espace libre sont pris en compte pour ces simulations. Dans la Figure III-26, on présente les tracés des fonctions d'autocorrélation des 10 signaux (émis par les répélites). Le niveau des pics de

corrélation de chaque signal est pondéré par le coefficient d'atténuation de puissance dû à la propagation du signal depuis le répélite jusqu'au récepteur.

On remarque que parmi les signaux reçus, certains sont très atténués en puissance en comparaison avec les autres. Ceci rappelle le problème d'éblouissement qui correspond au fait que les signaux les plus faibles sont noyés dans le bruit des signaux forts (proches du récepteur). En effet dans les points de test 10 et 12, certains signaux sont bas en amplitude et aussi décalés (à cause de la longue distance de propagation puisque ce sont les plus éloignés du récepteur) au point de déformer les fonctions d'autocorrélation adjacentes (du signal émis par le répélite suivant). Un tel problème est très courant pour les systèmes à base de transmetteurs GNSS en indoor. En revanche dans le cas de notre distribution de répélites et dans les positions testées, on constate qu'on arrive toujours à récupérer au moins quatre signaux dont la fonction d'autocorrélation est très nette (non déformée avec une forte amplitude). Par conséquent avec une telle configuration et dans la pire des positions, on est capable de faire du positionnement en 3D. Il est aussi possible d'ajouter d'autres répélites dans l'espace central du bâtiment de la Cité des Sciences dans le but d'améliorer la couverture. Et donc on peut réduire les effets du problème d'éblouissement.

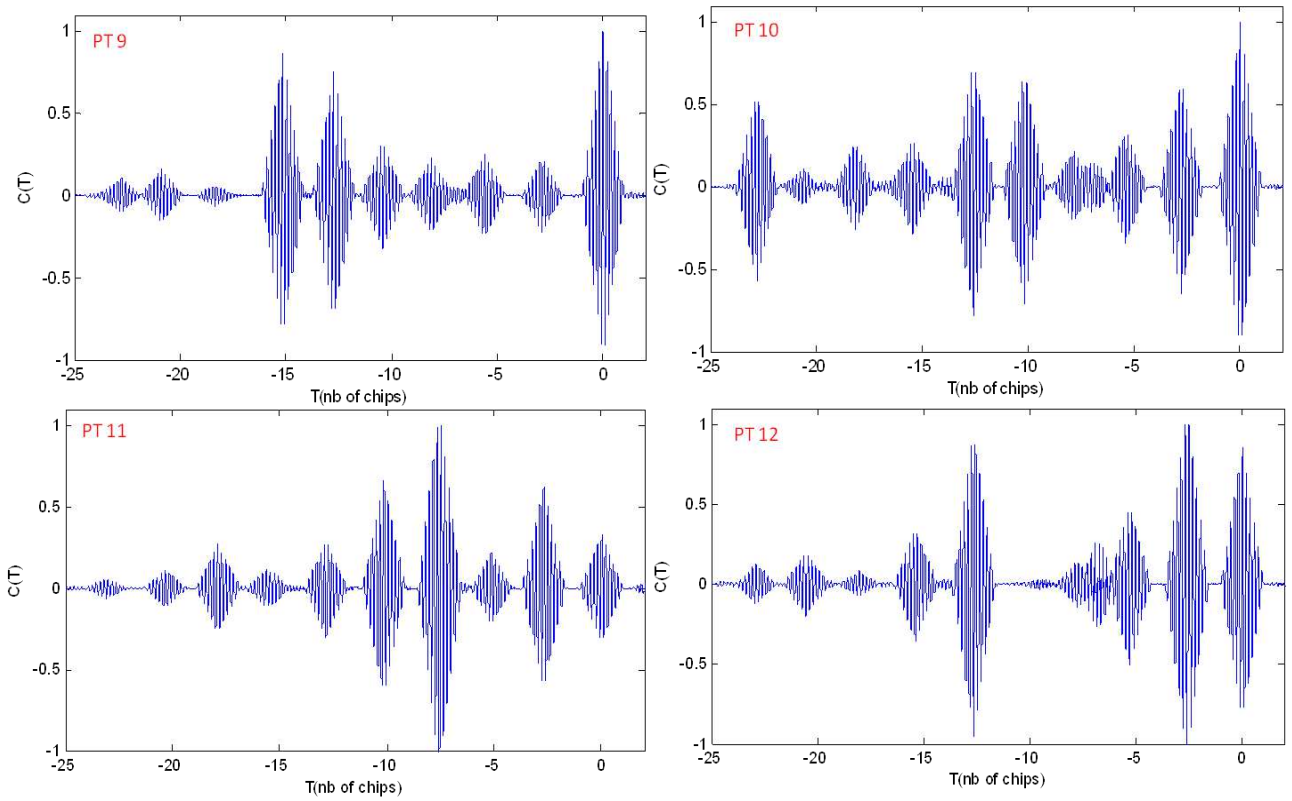


Figure III-26 : les fonctions d'autocorrélation des 10 répélites tracées pour les points de test indoor du PT9 au PT12.

Il est aussi intéressant d'augmenter (de quelques fractions de chip) le délai fixe introduit entre les signaux de deux répélites successifs. Ceci permet d'éviter la déformation des fonctions de corrélation due à leur recouvrement. Un tel changement est tout à fait possible puisque la fonction d'autocorrélation du signal IMBOC est à deux valeurs (pic principal avec une valeur quasi-nulle ailleurs). On pourrait donc placer les différents signaux sans se soucier des pics secondaires des fonctions d'autocorrélation.

Chapitre IV : Génération des signaux IMBOC et tests pratiques des performances

L'objectif de ce chapitre est de générer les nouveaux codes IMBOC sous forme de signaux RF compatibles avec un récepteur GNSS standard. On commence alors par convertir les codes binaires (en 0 et 1) en signaux GNSS sur une porteuse de 1.57542 GHz. Cette étape est réalisée au moyen d'un modulateur numérique BPSK. Ensuite on teste la compatibilité de la sortie du modulateur avec un récepteur GNSS pour valider cette étape de génération. On envoie alors les signaux générés dans un récepteur GNSS. Celui-ci les enregistre sous un format « .dat » qu'on exploitera par la suite au moyen d'algorithmes d'acquisition et de poursuite du code GNSS en question. On obtient alors le tracé de la fonction d'autocorrélation associée aux codes testés. Dans la suite, on détaillera les méthodes de génération et de réception des signaux GNSS. Celles-ci sont appliquées aux codes IMBOC pour évaluer leurs performances dans une situation réelle avec un récepteur GNSS standard.

I. Génération des signaux GNSS (IMBOC)

Pour cette première étape, on utilise un générateur de signaux Rhode&Schwarz SMBV100A représenté dans Figure IV-1. Cet instrument prend comme entrée le code numérique binaire en 0 et 1 (à un débit fixé) et envoie en sortie le signal RF, modulé selon le type de modulation choisi, autour d'une fréquence porteuse. Dans le cas des signaux BOC ou IMBOC émis sur la bande L1, notre générateur prend en entrée le code binaire BOC ou IMBOC résultant de la modulation du code primaire par la sous-porteuse carrée. Ce code émis à un débitf_c $(= pf_0)$ est modulé en BPSK à la fréquence porteuse de 1,57542 GHz. Le signal ainsi généré par le Rhode&Schwarz est équivalent à celui émis par un satellite GPS ou Galileo sans le message de navigation. Il est donc de même nature qu'un signal Galileo modulé en BOC ne portant pas le message de navigation.

Figure IV-1: générateur Rhode&Schwarz

Pour tester et valider l'étape de génération, on a commencé par générer un signal GPS standard avec un code de Gold (PRN2). Ce signal est créé par cette même procédure décrite ci-dessus en remplaçant le code numérique BOC ou IMBOC par le code GPS. Il est envoyé ensuite dans un récepteur GPS pour évaluer l'efficacité de notre technique de génération. En phase d'acquisition, le récepteur réussit à capter le signal et à déterminer le code émis. Etant donné que notre signal ne contient pas de message de navigation, le récepteur GPS standard ne peut pas utiliser son algorithme jusqu'au bout pour calculer une pseudodistance. On se contente alors de cette première détection de code pour valider notre technique de génération des signaux GNSS. Dans le but d'effectuer nos tests d'autocorrélation et d'interférence, on développe notre propre (réalisé par M. Patarot) algorithme d'acquisition qui ne nécessite pas la présence du message de navigation. Cet algorithme est décrit dans le paragraphe suivant.

II. Algorithme d'acquisition des signaux GNSS générés sans message de navigation

Les signaux GNSS (sans message de navigation) générés sont échantillonnés et enregistrés par le récepteur IFEN NavX dans des fichiers de format « .dat ». L'algorithme développé prend comme entrées le fichier du signal enregistré et le code numérique binaire utilisé pour sa génération. Dans le cas des signaux IMBOC, le code binaire en question est le code IMBOC modulé par la sous porteuse carrée.

Notre algorithme d'acquisition utilise une méthode nommée « parallel code phase search acquisition » (Borre 2006) pour calculer la fonction de corrélation entre le signal reçu et celui

généré localement. Cette méthode est basée sur le calcul de la transformée de Fourrier de la fonction de corrélation $C(k)$ en utilisant l'expression suivante :

$$C(k) = {sig^*}_{local}(k) * sig_{reçu}(k)$$

Où ${sig^*}_{local}(k)$ est le conjugué de la transformée de Fourrier du signal local et $sig_{reçu}(k)$ est la transformée de Fourrier du signal reçu.

Le montage de la Figure IV-2 décrit les étapes suivies pour réaliser cette méthode d'acquisition.

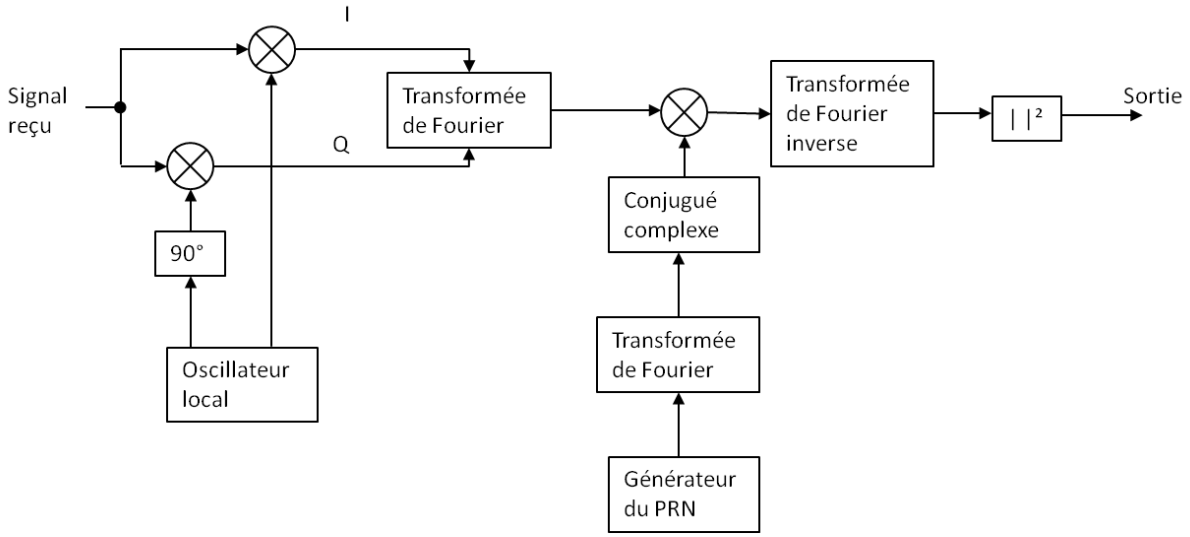


Figure IV-2 : montage d'acquisition parallèle

Pour valider le fonctionnement de notre algorithme, on l'a testé avec un signal idéal émis par le générateur de signaux GNSS « Spirent » et avec un signal GPS standard enregistré sur une antenne externe. Les résultats (d'autocorrélation) obtenus confirment l'efficacité de cet algorithme en terme de détection du code reçu et d'optimisation du temps de calcul.

III. Performances des signaux IMBOC générés par le Rhode&Schwarz (R&S)

Les résultats des simulations réalisées pour les codes IMBOC à différentes valeurs du paramètre p sont représentés dans les figures ci-dessous. Pour commencer, on a tracé les fonctions d'autocrrélation des codes IMBOC. Les Figures IV- 3 et Figure IV-4 montrent les tracés obtenus suite à la phase d'acquisition pour les signaux IMBOC avec p prenant comme valeurs 3, 5, 7 et 11. Ces signaux sont générés par la technique de génération expliquée au paragraphe I. Les tracés des fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation donnés dans ce

chapitre ne sont pas normalisés. Les fonctions tracées sont celles obtenues par corrélation du signal, émis par le R&S, au signal local généré par le récepteur.

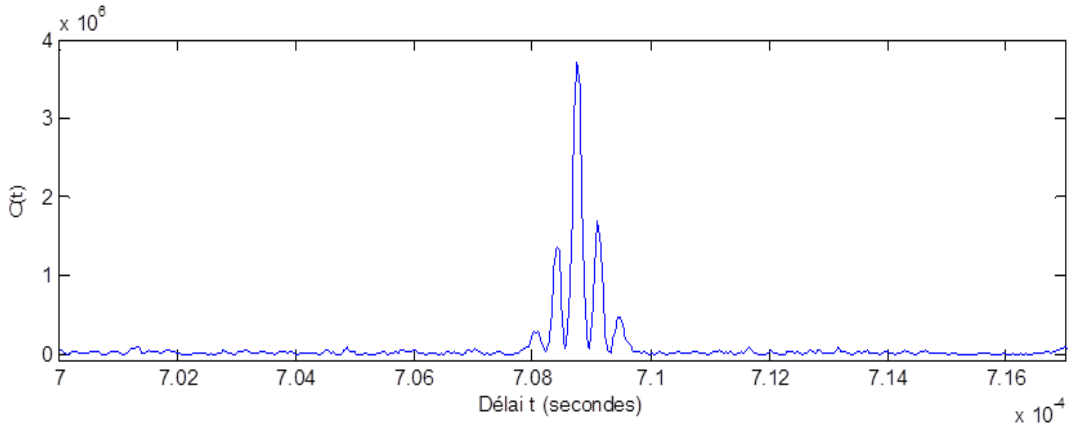


Figure IV-3 : Fonction d'autocorrélation du signal IMBC à p=3

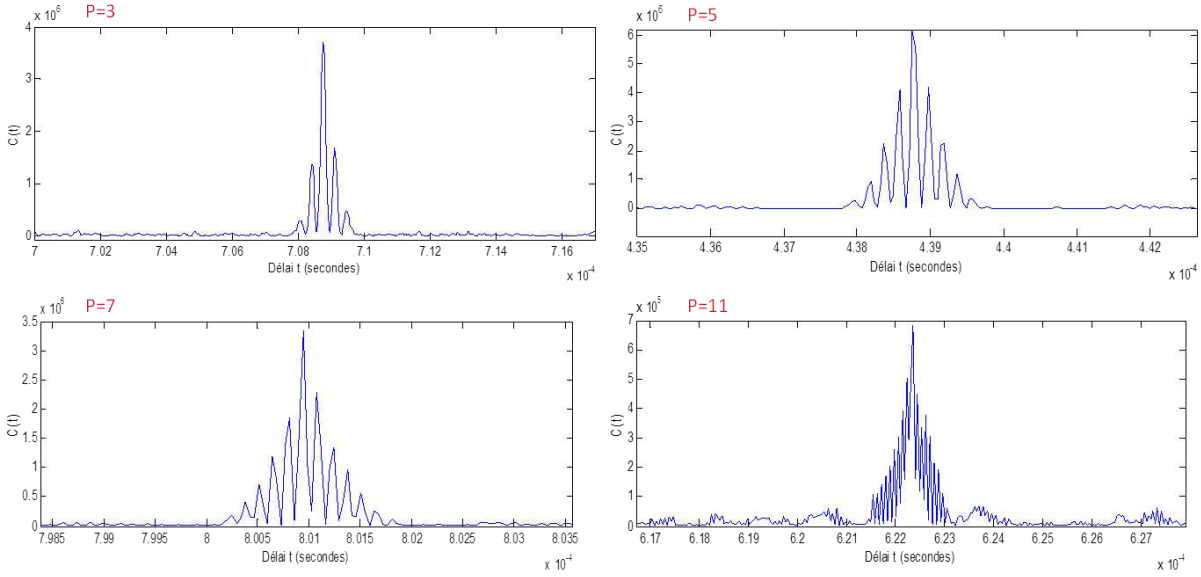


Figure IV-4 : Fonctions d'autocorrélation des signaux IMBC à p=3, 5, 7 et 11.

En observant la forme des fonctions d'autocorrélation tracées pour chaque code IMBOC, on note qu'elles sont presque identiques à celles obtenues dans l'étude théorique (chapitre III). L'unique différence réside dans les pics secondaires négatifs qui sont inversés en pics positif dans les Figures IV- 3 et Figure IV-4. Ceci est du au fait que les valeurs d'autocorrélation sont obtenues par l'amplitude au carré de la sortie (en nombre complexe) de notre algorithme d'acquisition ($|C(t)|^2$). On en conclut donc que notre technique de génération de ces codes est valide.

Néanmoins, il est clair que pour les valeurs de p supérieures à 7, une déformation considérable est observée sur les figures de corrélations tracées. Ceci est prévisible étant donné que la largeur de bande du récepteur GPS (IFEN) utilisée pour ces expériences est de 14 MHz. Elle devient donc insuffisante pour les codes IMBOC à p supérieur à 9 puisqu'ils nécessitent une bande spectrale d'au moins 18 MHz ($= 2 * p * f_0$).

Dans une deuxième expérience, on s'intéresse au niveau d'interférence entre les signaux IMBOC et les signaux GPS de la bande L1. Ce niveau est évalué par la fonction de corrélation entre le signal GPS et celui du nouveau code IMBOC pour un p donné. On utilise le même algorithme d'acquisition développé précédemment et les mêmes signaux enregistrés. Mais pour obtenir la fonction d'intercorrélation, on fixe le code local au PRN2 de GPS pour tous les signaux enregistrés. Ainsi selon le fichier « .dat » choisi, on évalue l'interférence possible entre le signal enregistré (dans ce fichier) et celui du PRN2. Par cette approche, on simule les interférences susceptibles de perturber l'acquisition du PRN2 en présence des autres signaux (GPS et IMBOC)

La Figure IV-5 montre le tracé de la fonction d'intercorrélation entre deux signaux GPS PRN1 PRN2. Cette première figure est prise comme référence du niveau d'interférence qu'on compare à ceux des codes IMBOC. Dans la Figure IV-6, on présente les résultats d'intercorrélation entre le code GPS PRN2 et les codes IMBOC avec p prenant 3, 5, 7 et 11 comme valeur.

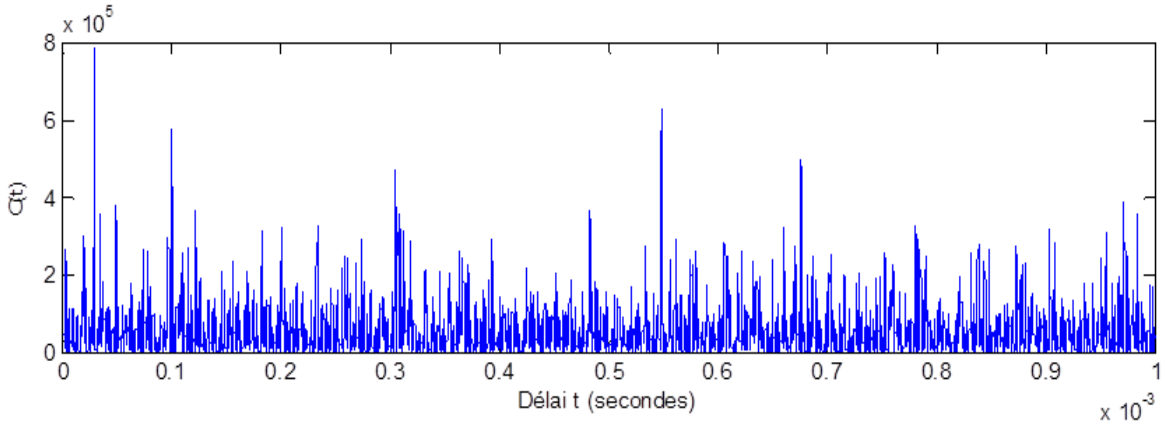


Figure IV-5 : Fonction d'intercorrélation des signaux GPS PRN1 et PRN2.

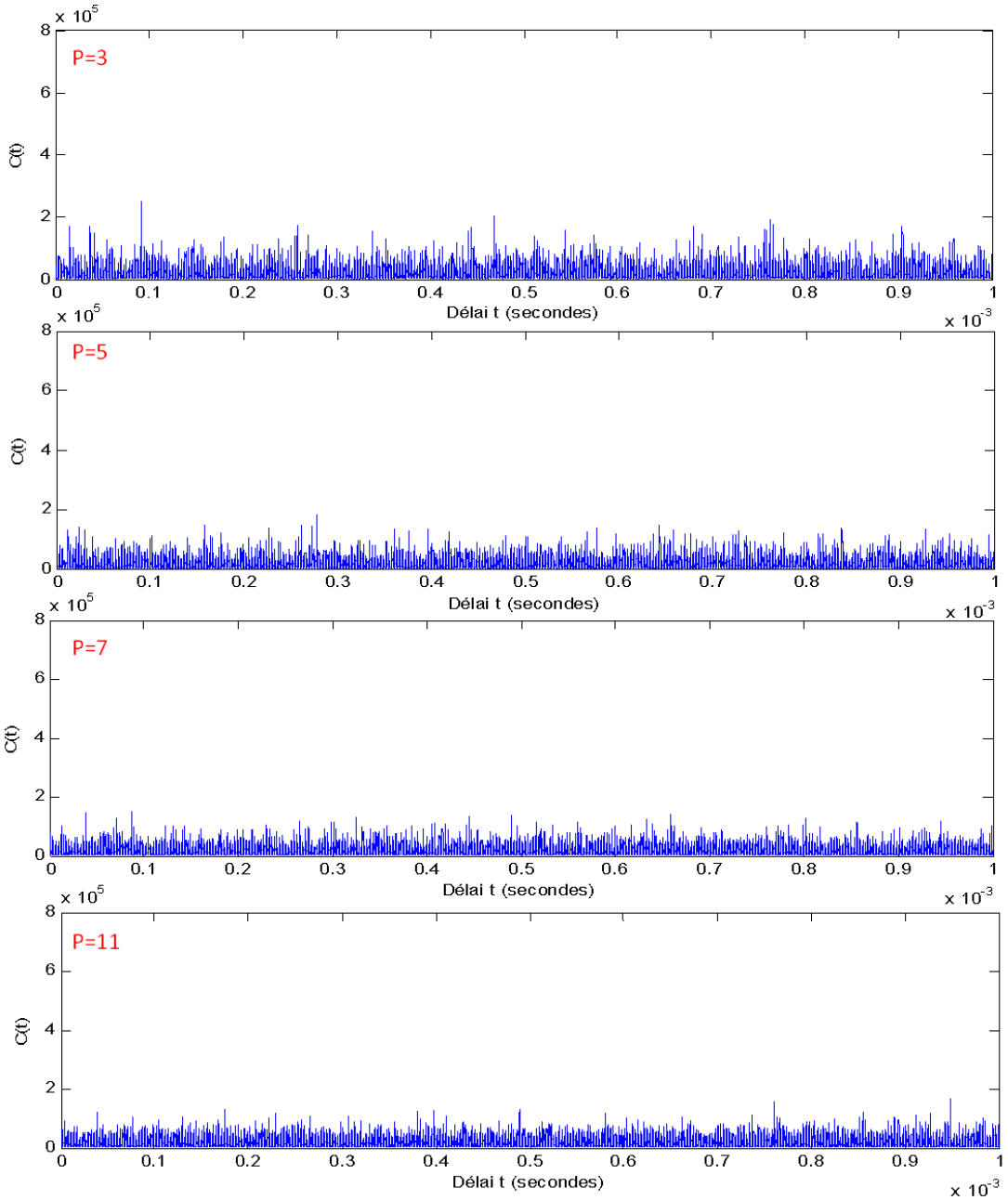


Figure IV-6 : Fonctions d'intercorrélation du signal GPS PRN2 avec les signaux IMBOC à p=3, 5, 7 et 11.

Ces figures confirment que les niveaux d'interférences résultants dans le cas d'un code IMBOC sont nettement plus faibles que la référence GPS (Figure IV-5). Les gains de ces niveaux d'interférences par rapport à celui de référence sont égaux à ceux calculés théoriquement sauf dans le cas du code IMBOC à p égal à 11. En effet, les valeurs d'intercorrélation obtenues quand p est égal à 11 demeurent nettement plus bas que ceux de référence mais ils dépassent le niveau théorique attendu. Etant donné que ce code nécessite une bande de réception plus large pour l'acquérir correctement, ses performances d'intercorrélation sont aussi détériorées pour la même raison. Par conséquent les codes

IMBOC avec p supérieur ou égal à 9 n'atteignent pas leur niveau d'interférence optimal à moins d'utiliser un récepteur GNSS avec une largeur de bande suffisante (supérieure à 18 MHz).

IV. Influence des signaux IMBOC générés sur l'acquisition des signaux satellitaires

Dans le but d'observer l'influence de ces niveaux d'interférence sur les pics d'autocorrélation, on refait une liste d'expériences où le récepteur GNSS reçoit en parallèle le signal satellitaire et le signal du répélite indoor. Dans ce cas le récepteur placé à l'extérieur poursuit le signal du satellite (PRN2 par exemple). Le signal du répélite (PRN33 ou code IMBOC avec p égal à 7) est le signal perturbateur. En faisant varier le niveau de puissance d'émission de ce signal, on cherche à évaluer la marge d'amplification possible de ses signaux indoor. Ces expériences permettent aussi de comparer les effets d'interférence induits par les codes standards et les codes IMBOC. Les Figures IV-7, IV-8 et IV-9 illustrent les résultats de ces expériences pour des rapports de puissance entre le signal satellitaire et celui du répélite égal à 30 dB, 40 dB et 50 dB respectivement. Le signal du satellite est reçu à -130 dBm et l'atténuation due à l'espace libre est de l'ordre de 60 dB (équivalent à une vingtaine de mètres de distance de propagation depuis l'intérieur vers l'extérieur). Les rapports R entre la puissance du répélite et celle du satellite reçus au niveau du récepteur sont calculés par l'expression suivante :

$R = -130dB - (P_{répélite} - 60dB)$ *où* $P_{répélite}$ est la puissance émise par le répélite.

Les niveaux de puissances émis en indoor et les rapports de puissance sont donnés dans le Tableau IV-1.

Tableau IV-1 : Niveaux des puissances des signaux du satellite reçu et du répélite émis.

Expérience n°	1 (Figure IV-7)	2 (Figure IV-8)	3 (Figure IV-9)
Puissance émise du répélite (dBm)	-40	-30	-20
Rapport de puissance Puissance répélite/ satellite reçu au niveau du récepteur (dBm)	30	40	50

Le maximum de puissance autorisée en intérieur est de -50 dBm. Les valeurs de puissance testées pour les codes IMBOC sont supérieures à -40 dBm. Dans la Figure IV-8, le répélite indoor émet le PRN33 à la puissance maximale autorisée de -50 dBm. Ce cas nous permet d'évaluer l'amélioration apportée par le code IMBOC émis à des puissances supérieures.

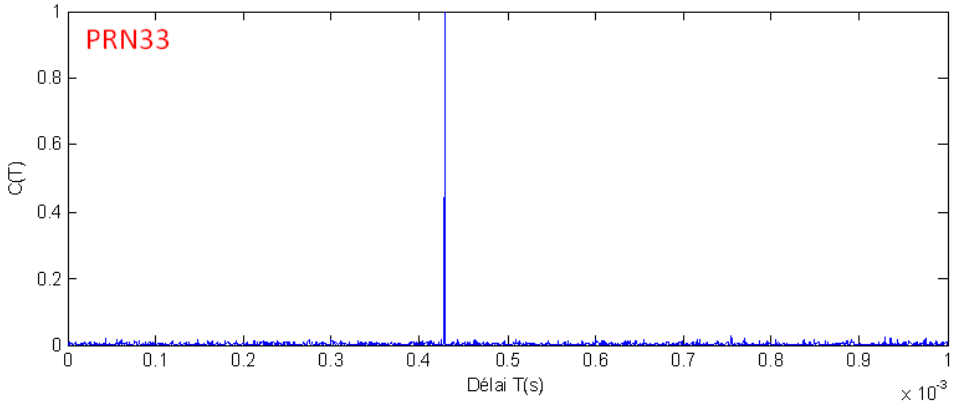


Figure IV-7 : auto-corrélation du PRN 2 dans le cas où le récepteur reçoit en parallèle le PRN33 émis par le répélite à -50 dBm

Les résultats obtenus dans les Figures ci-dessous confirment qu'il est possible d'amplifier les signaux des répélites quand on émet les codes IMBOC. Dans la Figure IV-8, les puissances émises sont de -40 dBm. Le niveau de bruit est très faible pour les deux cas ; avec le PRN33 ou avec le code IMBOC. Il aussi clair que le niveau d'interférence dû au PRN33 reste plus élevé que celui du code IMBOC à p égal à 7.

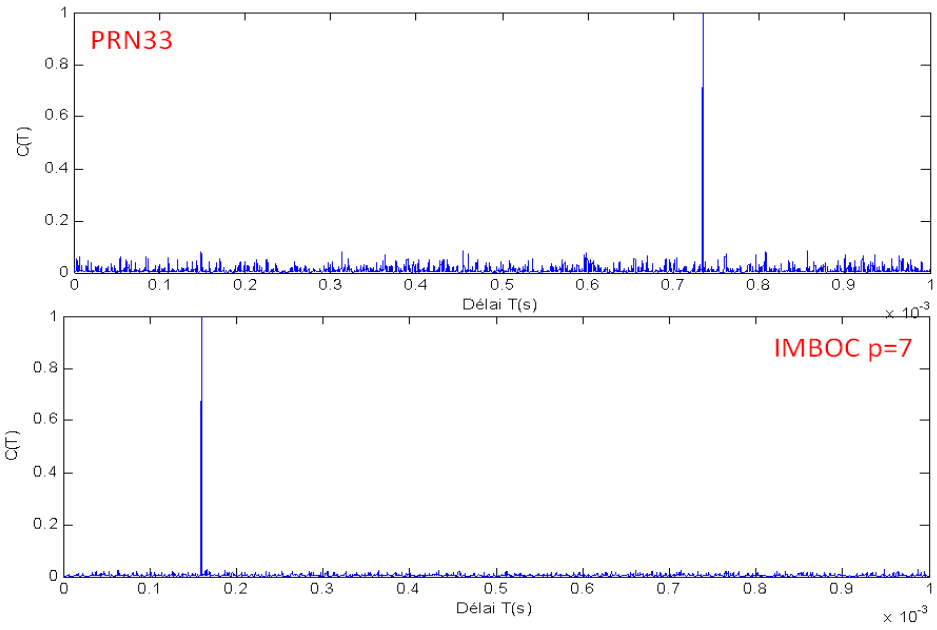


Figure IV-8 : auto-corrélation du PRN 2 dans le cas où le récepteur reçoit en parallèle le PRN33 ou le code IMBOC avec p égal à 7 à un rapport de puissance égale à 30dB.

En passant à un niveau de puissance supérieur de -30 dBm, on note que le niveau d'interférence augmente pour le PRN 33 tandis qu'il reste quasi-invariant pour le code IMBOC. A un tel niveau de puissance, le bruit résultant des interférences du code IMBOC est

équivalent à celui induit par le PRN33 à la puissance maximale autorisée de -50 dBm (Figure IV-7).

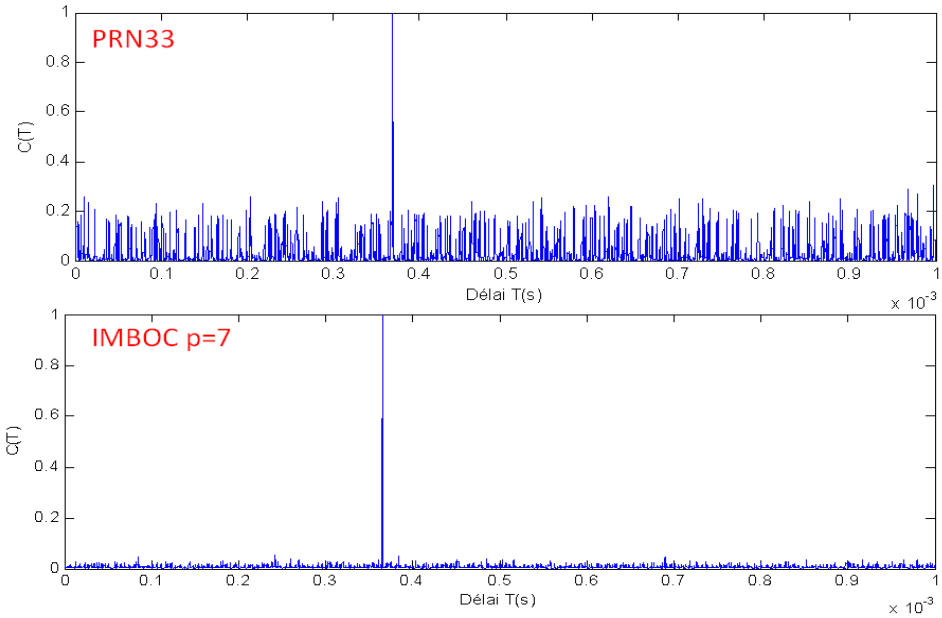


Figure IV-9 : auto-corrélation du PRN 2 dans le cas où le récepteur reçoit en parallèle le PRN33 ou le code IMBOC avec p égal à 7 à un rapport de puissance égale à 40 dB.

A la puissance de -20 dBm, on note que les niveaux de bruit augmentent notablement dans les deux cas proposés (Figure IV-9). Quand le PRN 33 est émis par le répélite, ce bruit d'interférence dépasse le seuil de 3dB (l'amplitude des pics de bruit est supérieure à la moitié du pic d'autocorrélation). Dans cette situation, l'acquisition du signal est fortement perturbée. Dans ce cas la mesure de pseudodistance serait erronée. En revanche, avec le code IMBOC, la situation est nettement meilleure avec un seuil de bruit acceptable. Ce seuil de bruit demeure faible mais il est plus élevé que le niveau standard du PRN33 observé à -50 dBm de puissance émise. On considère alors le niveau de puissance à -20 dBm supérieur au niveau maximal toléré.

Pour conclure, on se limite alors à une puissance émise maximale pour l'indoor à -30 dBm en utilisant les codes IMBOC. Grâce aux gains d'interférence réalisés avec les codes IMBOC, à cette puissance maximale, on garantit un niveau de bruit équivalent à celui des codes GPS au maximum de -50 dBm. Ainsi l'objectif d'amplification du signal GNSS indoor tout en veillant à ce que les interférences avec les signaux satellitaires soient au plus bas est atteint.

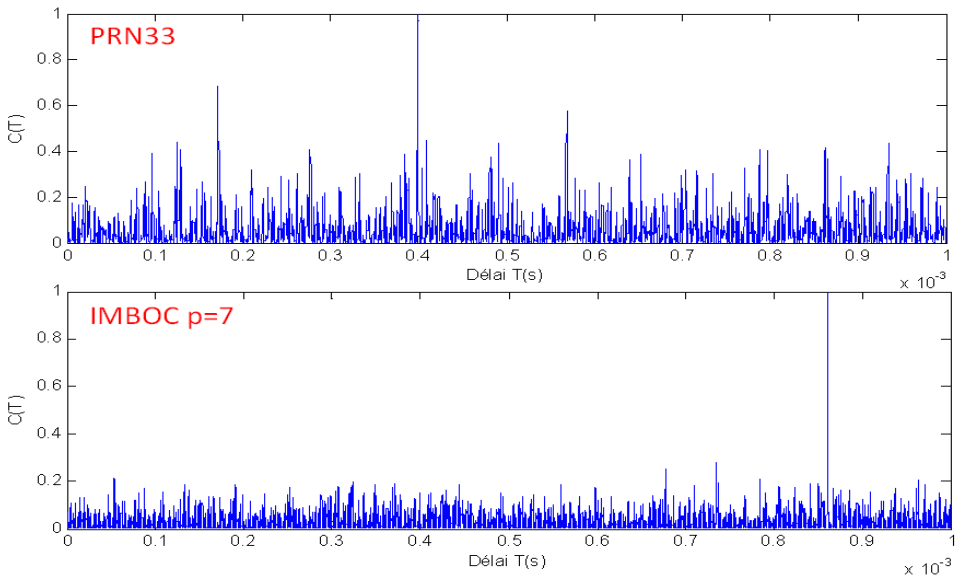


Figure IV-10 : auto-corrélation du PRN 2 dans le cas où le récepteur reçoit en parallèle le PRN33 ou le code IMBOC avec p égal à 7 à un rapport de puissance égale à 50dB.

Les expériences exposées précédemment sont réalisées pour un paramètre p égal à 7. Ce choix se justifie par les contraintes de bande de filtre limitée à 14 MHz. Pour des valeurs de paramètre p plus élevée (9 ou 11), il serait possible d'augmenter encore le seuil de la puissance maximale tolérée pour les répélites.

V. Conclusion

Pour conclure, cette technique de génération des codes IMBOC nous offre la possibilité de créer notre propre signal pour le système à répélites selon nos besoins. Les expériences effectuées avec les signaux IMBOC confirment leur capacité à réduire les interférences avec les codes des satellites. On peut donc mettre en pratique l'utilisation de ces nouveaux codes pour nos tests de localisation en indoor. Ceci nécessite évidement de modifier l'algorithme d'acquisition et de poursuite implémenté sur le récepteur GNSS pour l'adapter à la structure et au débit de ces codes.

Par ailleurs, les dernières expériences confirment la possibilité d'élever le maximum de puissance tolérée pour les transmetteurs en indoor. On remplace alors le seuil fixé à -50 dBm à -30 dBm lorsqu'on utilise un code IMBOC à p égal 7.

VI. Conclusion sur les nouveaux codes IMBOC

En conclusion, les codes modulés en IMBOC (avec p impair) proposés dans ce chapitre (les codes de Gold ou les séquences maximales modulées en IMBOC) ont la particularité de réduire les niveaux d'interférence avec les signaux des satellites. La procédure de génération de ces codes est similaire à celles des signaux BOC de Galileo et GPS. La forme des figures d'autocorrélation est aussi proche de celles des codes BOC. On en déduit que de tels codes peuvent être détectés et décodés par un récepteur Galileo ou GPS nouvelle génération (sans modifier le fonctionnement des récepteurs).

En termes de niveaux d'interférence avec les signaux GNSS à l'extérieur, de nombreuses simulations et études théoriques ont été menées. L'ensemble des simulations concerne l'évaluation des valeurs d'intercorrélation pour différents codes IMBOC à différentes valeurs du paramètre p ainsi que les niveaux d'interférence avec les signaux des satellites à l'extérieur. De plus l'étude de la répartition du spectre dans la bande L1 a été prise en compte dans le choix du code optimal pour éviter tout problème d'interférence avec la deuxième génération de signaux (GPS et Galileo) modulés en BOC.

Au moyen d'une étude théorique des équations de corrélation, on a établi les niveaux théoriques de gains réalisables avec les codes IMBOC. Celui-ci est équivalent à la valeur du paramètre p. Pour les valeurs de p maximales tolérées (pour les bandes spectrales allouées) le gain d'interférence est de l'ordre de 20 dB (p=11) dans la bande GPS et 16 dB (p=7) pour Glonass.

Nous avons également évalué les interférences intra-système dans le cas de la simulation du déploiement du système à base de répélites dans le bâtiment de la Cité des Sciences. On en déduit qu'avec la répartition proposée, il est possible de faire du positionnement en 3D (dans la pire des positions). Dans le but d'améliorer les performances du système, il serait préférable d'augmenter les délais initiaux pour éviter les interférences intra-système. Les résultats des simulations prouvent que les risques d'interférence pour l'extérieur sont très faibles compte tenu des valeurs de rapport signal sur bruit (des codes satellitaires évalués) à l'extérieur (de l'ordre de 30 dB au minimum).

Partie 2 : L'infrastructure du système de positionnement « répélites » à base de fibre optique

Problématique de mesure des délais

L'idée de cette partie est d'alléger l'infrastructure du système à base de répélites en utilisant la fibre optique pour véhiculer le signal GNSS depuis le générateur jusqu'aux antennes émettrices. On a donc besoin de convertir le signal GPS à la fréquence porteuse 1.57542 GHz en un signal optique qui sera transporté par la fibre. Arrivé à l'emplacement du répélite, le signal optique est reconverti en signal RF (GNSS) puis émis par l'antenne indoor. Les délais entre répélites sont induits par le temps du parcourt du signal optique dans la fibre. L'évaluation des valeurs exactes de ces délais est primordiale pour le récepteur GNSS dans le calcul d'une position absolue. En effet pour calculer la position (absolue) du récepteur, on a besoin des mesures des pseudodistances entre les différents répélites et la position de test. Ces valeurs de distances sont acquises à travers les mesures de décalage sur les fonctions d'autocorrélation du code utilisé. La précision de mesure de ces décalages est directement liée à celles des valeurs des délais initiaux introduits entre les signaux des répélites. En effet la mesure de pseudodistance PR_i du $i^{ème}$ s'écrit en fonction de sa distance d_i (entre l'antenne émettrice et le récepteur) et de son délai initial $\tau_{0,i}$ comme suit :

$$PR_i = d_i + \tau_{0,i}$$

Il est donc indispensable de connaître avec précision les délais réels introduits par la propagation sur la fibre pour chaque signal. L'objectif de cette partie est de mettre en œuvre le système à base de fibre optique et d'imaginer une technique de mesure précise des délais initiaux. Cette technique est appliquée à l'étape de calibration précédant la mise en route de l'algorithme de calcul de position. Dans le but de garantir une utilisation optimale de cette procédure, il est préférable qu'elle soit intégrée dans le système à base de répélite. En d'autres termes on cherche à établir une mesure des délais à travers une procédure simple qui ne nécessite aucune modification du système de localisation ni du matériel supplémentaire (encombrant pour notre système). Cette condition est importante dans la mesure où on cherche à alléger la structure du système à base de répélites. Ainsi l'étape de calibration peut être effectuée, si besoin, lors du changement d'environnement de test ou lors de modifications des valeurs des délais initiaux.

Dans le but de valider le fonctionnement du système optique (des délais) et l'approche de mesure, on compare leurs résultats à ceux d'une approche de calibration GNSS. Cette approche GNNS utilise le récepteur GPS standard qui mesure les différents délais en se basant sur ses calculs de fonctions d'autocorrélation.

L’utilisation de la fibre optique nous offre encore des avantages sur ce point puisqu’il est toujours possible de modifier ou remplacer leur longueur à notre guise (par concaténation ou réduction de la longueur de la fibre). Ceci nous ramène aux avantages de la fibre optique qu’on détaillera dans les paragraphes suivants.

Dans la suite, on présente les caractéristiques de la fibre ainsi que les avantages qui nous ont poussés à la choisir pour la mise en œuvre de notre système. On détaillera aussi les différents éléments de la liaison optique /électrique et les méthodes de conversion (optique-électrique dans les deux sens).

Chapitre V : Liaison optique

I. La fibre optique

La fibre optique est structure de silice très fine à géométrie cylindrique qui a la propriété de guider la lumière et sert dans les transmissions terrestres et océaniques de données. Elle offre un débit d'informations nettement supérieur à celui des câbles coaxiaux et supporte un réseau « large bande » par lequel peuvent transiter aussi bien la télévision, le téléphone, la visioconférence ou les données informatiques..

Les fibres optiques peuvent être classées en deux catégories selon le diamètre de leur cœur : les fibres monomodes représentées dans la Figure V-1 et les fibres multimodes.

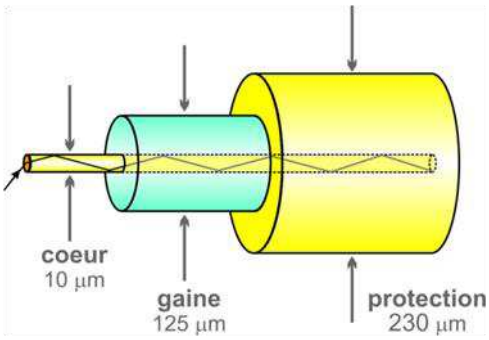


Figure V-1 : ***Schéma de la fibre monomode.***

Les fibres multimodes ont été les premières sur le marché. Elles ont pour caractéristiques de transporter plusieurs modes (trajets lumineux). Elles sont caractérisées par un diamètre de cœur de plusieurs dizaines à plusieurs centaines de micromètres (les cœurs en multimodes sont de 50 ou 62,5 µm pour le bas débit). Du fait de la dispersion modale, on constate un étalement temporel du signal proportionnel à la longueur de la fibre. En conséquence, elles sont utilisées uniquement pour des bas débits ou de courtes distances. Les plus récentes permettent d'atteindre le Gbit/s sur des distances de l'ordre du kilomètre.

Pour de plus longues distances et/ou de plus hauts débits, on préfère utiliser des fibres monomodes (dites SMF, pour Single Mode Fiber), qui sont technologiquement plus avancées car plus fines. Leur cœur très fin n'admet ainsi qu'un mode de propagation, le plus direct possible c'est-à-dire dans l'axe de la fibre. Grâce aux procédés technologiques utilisés et la pureté du matériau, les pertes sont donc minimes que cela soit pour de très hauts débits et de très longues distances. Ces fibres monomodes sont caractérisées par un diamètre de cœur de

seulement quelques micromètres (le cœur monomode est de 9 µm pour le haut débit). Une fibre monomode n'a pas de dispersion intermodale. En revanche, il existe d'autres types de dispersion : la dispersion intramodale du guide d'onde et la dispersion matériau. Ensemble ils forment la dispersion chromatique qui s'exprime en ps/(nm·km) et caractérise l'étalement du signal lié à sa largeur spectrale dans la base temporelle (pour une fibre standard opérant pour les longueurs d'onde autour du 1.55µm la dispersion est de 17ps/nm .km).

Ainsi, la dispersion chromatique se traduit par un élargissement de la durée d'une impulsion lors de son passage à travers la fibre (Figure V-2). Comme l'impulsion s'élargit, elle peut interférer avec les impulsions voisines, ce qui conduit à des interférences inter-symboles.

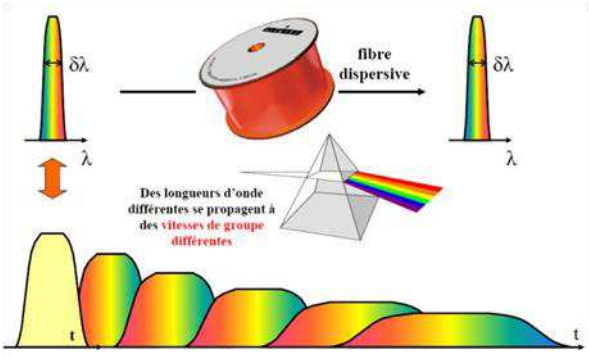


Figure V-2 : ***dispersion chromatique sur la fibre monomode***

La dispersion chromatique est due au fait que l'indice de réfraction varie en fonction de la longueur d'onde. Alors, si le signal transmis est constitué de plusieurs longueurs d'ondes (ou d'un paquet d'ondes), certaines d'entre elles vont se propager plus rapidement que les autres. Étant donné qu'aucun laser ne peut créer un signal composé d'une seule longueur d'onde précise, la dispersion chromatique se produit dans la plupart des systèmes.

Dans notre cas, on choisit d'utiliser des fibres monomode pour transférer le signal GNSS. Les longueurs utilisées varient de 200 m à 1850 m. Par conséquent l'effet de la dispersion chromatique est négligeable. Ainsi on bénéficie de tous les avantages de la fibre optique notamment sa légèreté, sa souplesse, ses faibles pertes de puissance et sa faible sensibilité aux changements climatiques.

II. Synoptique de la liaison optique dans une transmission Radio-sur-Fibre

Pour transmettre des données sur une fibre optique, le signal contenant les informations doit moduler une source laser, et ceci soit d'une manière directe soit par le biais d'un modulateur externe. Ce signal peut être modulé au préalable (modulation analogique ou

numérique) ou en bande de base. Les techniques de modulation analogique comprennent la modulation d'amplitude (AM), la modulation de fréquence (FM), et la modulation de phase (PM). Les techniques numériques comprennent les modulations ASK (amplitude), FSK (fréquence) et PSK (phase).

Pour passer sur fibre, le signal RF a principalement besoin de trois blocs : émetteur ou modulateur, fibre optique et récepteur ou démodulateur qui peut être simplement une photodiode comme dans Figure V-3. Il y a, éventuellement, des amplificateurs qui servent à compenser ou augmenter la puissance en sortie en cas de besoin. Dans le cas de la figure ci-dessous, le signal en entrée module directement la source Laser. Il est aussi possible d'intercaler un modulateur externe entre la diode laser et la fibre, et celui-ci module la sortie optique du laser suivant la variation du signal de contrôle.

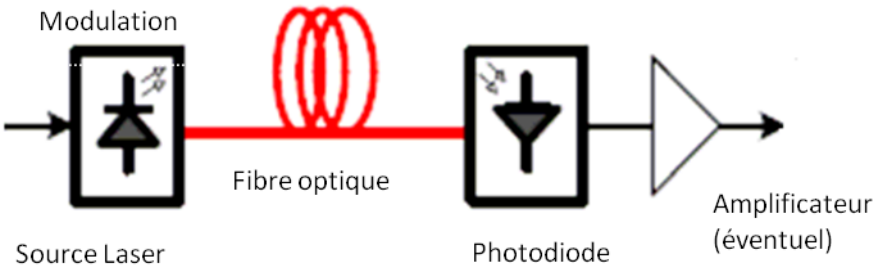


Figure V-3 : montage de transmission sur fibre optique

Dans la suite on détaillera les deux boites émettrice et réceptrice présentées Figure V-3 et on décrira les bruits et la distorsion non linéaire que chacune peut introduire dans la liaison optique.

1. Emetteur ou modulateur

Comme indiqué précédemment, on distingue deux types de modulation : interne (ou directe) et externe. Une des techniques les plus utilisées dans le domaine des signaux RF est la « Modulation d'intensité avec une détection directe (IM-DD)» (Ng'oma 2005). Le signal module l'intensité d'une porteuse optique, puis on utilise la détection directe par une photodiode pour le récupérer. L'émission est réalisée par l'une des deux méthodes de modulation interne ou externe.

a. Modulation interne / directe

Cette méthode consiste à laisser le signal radiofréquence directement moduler le courant de la source laser comme illustré dans la Figure V-4. En effet, la variation du signal RF modifie la

quantité de porteurs injectée dans la cavité laser et par conséquent le nombre de photons générés. Ainsi la variation du signal RF induit celle de la puissance optique en sortie.

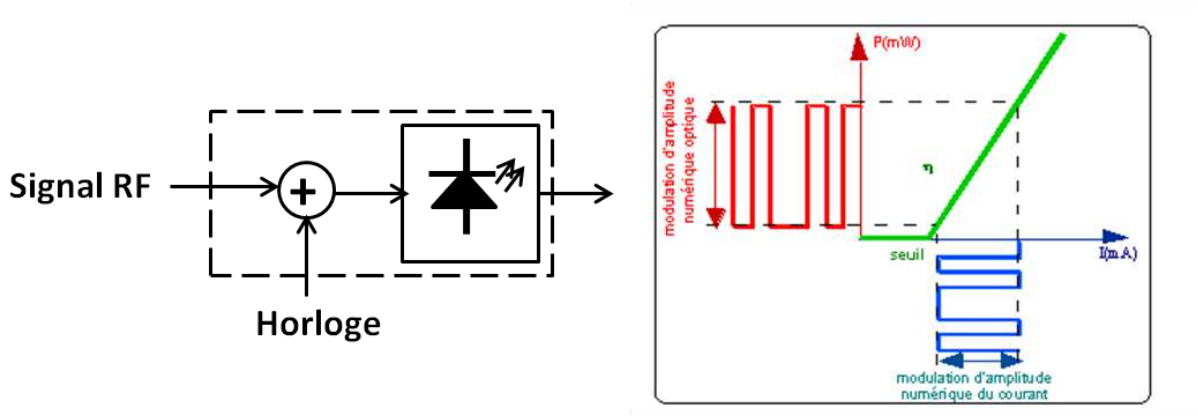


Figure V-4 : la modulation directe

Pour la démodulation, une photodiode est utilisée pour retrouver le signal modulant. C'est une technique qui ne nécessite aucun composant supplémentaire et qui est efficace jusqu'à plusieurs GHz. mais qui présente beaucoup de distorsions dans le système (conversion électro-optique). Ceci limite la fréquence de modulation du système à quelques GHz. Toutefois suivant le type de modulation choisie, certains effets doivent être considérés. Par exemple, pour une méthode de modulation numérique simple comme l'ASK une approche de modulation directe peut conduire (selon la longueur de la fibre) au phénomène de « chirps » (Akrout et al. 2008).

Ce type de dégradation apparaît dans la source laser. Elle se manifeste par un couplage phase-intensité et induit une variation de la fréquence instantanée de la source en fonction du temps. Et dans ce cas, le signal modulé s'écrit en fonction du signal modulant s(t) sous la forme : $s(t)*\exp(iwt+\varphi(s(t))$.

En effet, quand la source laser est modulée directement par un signal de données, il en résulte une variation de la quantité de porteurs dans la cavité du laser, d'où la modification de l'indice n du matériau. Ceci est dû au fait que l'indice n est directement lié au nombre de porteurs dans le semi-conducteur. Dès lors, on obtient une impulsion « chirpée » comme celle présentée dans Figure V-5. Dans ce cas le signal transmis peut subir les effets de distorsion linéaire *(VERGNOL 1999)* (qui sont rectifiables) dus seulement à la source laser ou non linéaire *(VERGNOL 1999)* quand le phénomène de « chirp » est couplé avec la dispersion chromatique le long de la fibre. L'impact du « chirp » dépend de la distance parcourue par le signal et de son débit. Par exemple, pour une fibre standard transmettant un signal à 2.5 Gbps,

on peut aller jusqu'à 100 km et pour un débit de 10 Gbps, la distance est limitée à 6 km. Ces valeurs ne servent que pour donner un ordre de grandeur puisque cette technologie s'améliore très vite au fil des années.

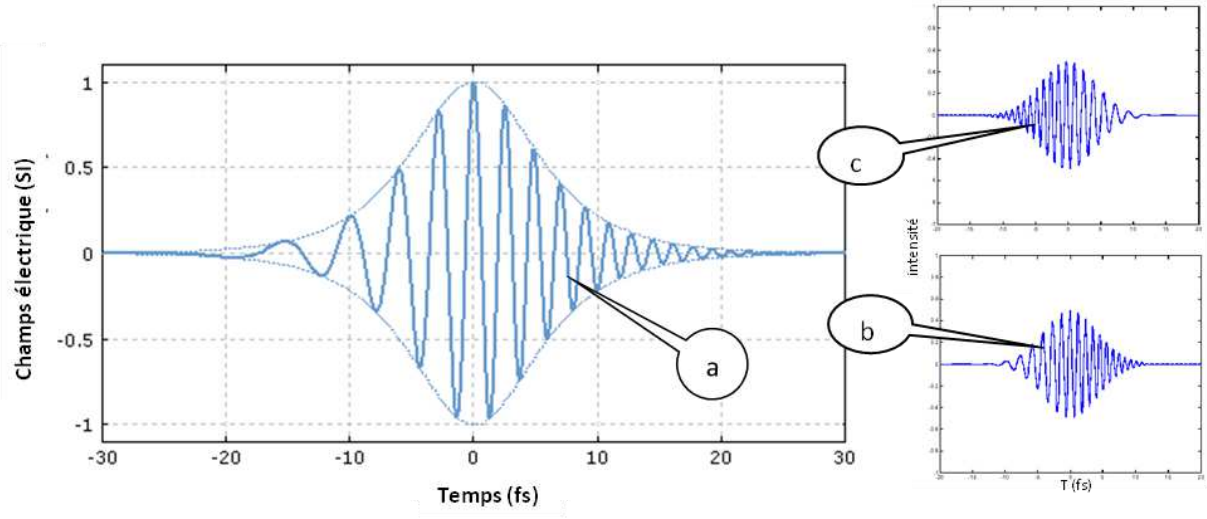


Figure V-5 : ***exemples de pulses « chirpés » positivement (pulses a et b) ou négativement (pulse c)***

Mais pour des longues distances, il y a principalement deux solutions pour éliminer ces distorsions :

- La technique de la bande latérale unique (Single Side-Bande ‘‘SSB’’) où on ne garde dans le signal transmis qu'un des deux cotés latéraux par rapport à la porteuse optique.
- L'utilisation des fibres à compensation avec un « chirp » négatif pour corriger les effets linéaires du « chirp ».

Une approche privilégiée, pour contourner ces problèmes ou du moins les minimiser, est la modulation externe qu'on présente dans le paragraphe suivant.

b. Modulation externe

Le principe de la modulation externe consiste à faire varier le nombre de photons transmis à travers le modulateur. Alors, on n'agit pas directement sur la quantité de photons fabriqués mais sur le flux transmis à la fibre. Cette méthode est préférable quand on a besoin d'une large bande de transmission ou de transmettre sur une longue distance de fibre. Sa mise en œuvre se fait par l'intermédiaire d'un modulateur externe comme présenté dans le schéma de la Figure V-4.

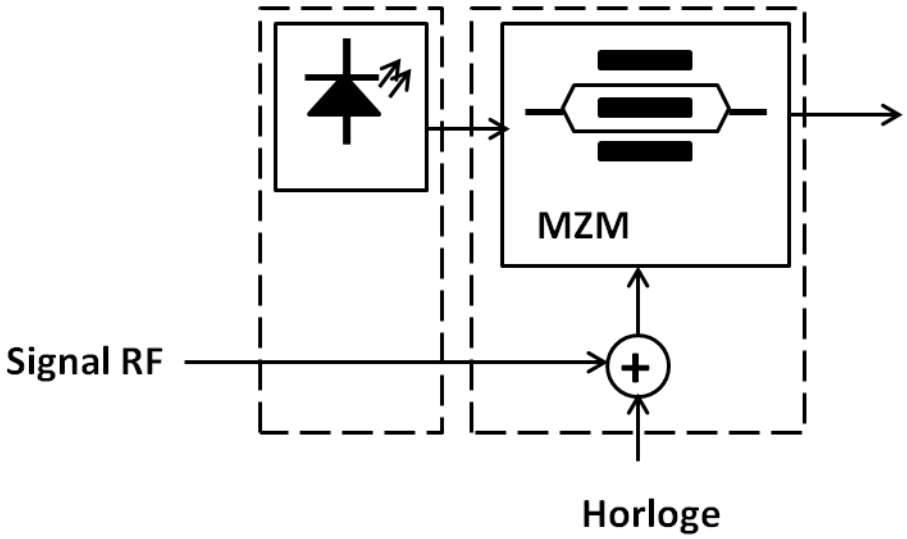


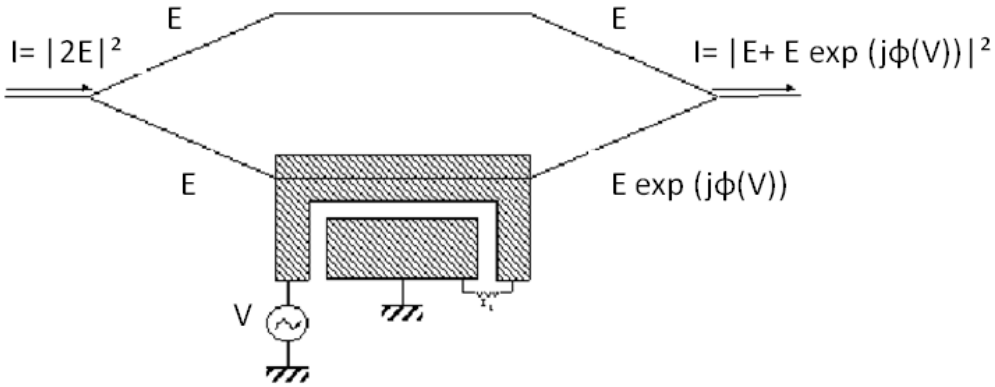
Figure V-6 : montage de la modulation externe

Il y a trois types de modulateurs externes possibles :

- électro-optique
- électro-absorption
- interféromètre optique.

Pour illustration, on présentera l'exemple du modulateur Mach-Zehnder *(Al-Raweshidy & Komaki 2002; VERNEUIL 2003).*

Les effets électro-optiques sont la base du fonctionnement de l'interféromètre Mach-Zehnder, à savoir que l'indice de réfraction de certains matériaux peut être modifié par l'application d'un champ électrique, variant selon la modulation des données. La technique utilisée pour moduler l'amplitude d'un faisceau consiste à lui faire traverser un interféromètre de Mach-Zehnder dans lequel il est possible de commander la différence de phase entre les deux bras.



I : intensité du signal à l'entrée
E : le champ électromagnétique du signal optique
V : la tension du champs électrique modulant

Figure V-7 : ***Schéma d'un interféromètre de Mach-Zehnder***

La lumière est couplée dans deux guides par un embranchement en Y. la deuxième branche est commandée en phase par la tension appliquée V. Les deux faisceaux se recombinent ensuite dans un deuxième embranchement de même type. Ils interfèrent de manière constructive (toute la puissance optique est disponible en sortie), ou destructive (aucune lumière n'est injectée dans le guide de sortie). Entre ces deux extrêmes, tous les états intermédiaires sont possibles et la modulation de la lumière reproduit celle de la tension appliquée. L'absence de modulation de phase parasite évite ainsi tout problème de transmission lié au « chirp », mais le laser peut introduire d'autres bruits tel que le bruit relatif d'intensité (Relative Intensity Noise ‘‘RIN’’) c'est à dire des fluctuations aléatoires de la puissance émise.

L'origine physique du RIN est l'émission spontanée s'ajoutant aléatoirement en phase avec l'émission stimulée. Les fluctuations résultantes de la puissance émise limitent la dynamique de la transmission de signaux analogiques. Elles sont habituellement caractérisées après photodétection par le RIN exprimé par les deux équations suivantes :

$$RIN(f) = 10\log(rin(f))$$

$$rin(f) = \frac{\langle \Delta P(f) \rangle^2}{P(f)^2}$$

Où <ΔP> est la densité spectrale des fluctuations de la puissance optique P.

Le RIN se mesure en principe en seconde (Hz^{-1}) mais il est souvent donné en dB/Hz, la bande passante de la mesure étant supposée de 1 Hz. De façon générale, il décroît quand la puissance en sortie du laser augmente et il dépend de la fréquence avec un maximum à la fréquence de résonance. Sa valeur peut atteindre 10^{-16} s soit un RIN = −160 dB/Hz.

Le RIN est le bruit prépondérant dans la liaison optique. Un faible RIN est nécessaire pour une haute performance de la modulation analogique.

En comparant les deux techniques de conversion électrique/optique, on choisit d'appliquer la plus simple des deux à savoir la modulation interne. Malgré les limitations indiquées précédemment, cette approche devrait convenir à nos besoins. En effet, la porteuse (à 1,575 GHz pour les signaux GNSS) et la largeur de bande des signaux GNSS à transmettre (inférieure à quelques MHz) est assez faible (comparés aux ordres de grandeurs des fréquences utilisées dans le domaine optique). Dès lors, le problème du « chirp » (contraignant pour la modulation interne) devrait être sans effet majeur sur le signal GNSS. Par ailleurs, les distorsions attendues lors de la propagation des signaux optiques doivent également être négligeable du fait de la faible longueur des fibres visées (inférieures à 2 kilomètres). Notons que la technique retenue présente les avantages suivants : Elle est aisée de mise en œuvre et est également bas coût.

2. Le photodétecteur

L'interface optique de réception, dans une liaison à fibre optique, est chargée de convertir le signal lumineux en signal électrique, en lui apportant le minimum de dégradation. Ce rôle est tenu par le photodétecteur, qui pour simplifier, se comporte comme un compteur de photons et un générateur de courant. La première propriété requise est une sensibilité importante pour la longueur d'onde utilisée. La deuxième est la rapidité : il est utilisé dans des systèmes fonctionnant à 10 Gbits/s voire même 40 Gbits/s. La troisième propriété demandée est un apport minimum de bruit. Afin de satisfaire la plupart de ces conditions, le choix se porte sur les photodiodes à semi-conducteur, qui présentent les avantages d'être très rapides et faciles à utiliser, bien que d'autres dispositifs soient plus sensibles.

La méthode classique de démodulation sur un lien optique est la détection directe par une photodiode qui a la capacité de transformer un rayonnement optique en un signal électrique.

Une deuxième technique de détection qui repose sur le principe de cohérence de mélange dans la photodiode est désignée par le terme « Détection Hétérodyne». Le principe de mélange peut être illustré comme suit. Deux signaux optiques de fréquences angulaires ω1 et ω2 peuvent être représentés par leurs champs électriques respectifs sous la forme suivante

$$E_1 = E_{01}\cos(w_1 t) \qquad \text{et} \qquad E_2 = E_{02}\cos(w_2 t)$$

Le photo-courant résultant est proportionnel au carré de la somme des champs électriques.

Ainsi, le photo-courant i_{pd}, sera : $i_{pd} \sim (E_1 + E_2)^2$

On trouve : $i_{pd} \sim E_{01}E_{02}\cos((w_1 - w_2)t) + E_{01}E_{02}\cos((w_1 + w_2)t) + \textit{autres termes}$

Le terme d'intérêt est : $E_{01}E_{02}\cos((w_1 - w_2)t)$ nous permet par le contrôle de la différence de la fréquence entre les deux champs électriques de générer la fréquence souhaitée. La seule limite de la fréquence du signal à générer reste la bande passante de la photodiode.

Étant donné que la fréquence d'émission laser est très sensible aux variations de température, il est nécessaire de maintenir la différence de fréquence entre les deux lasers en utilisant par exemple une boucle à verrouillage de phase optique (Optical Phase-Locked Loop ‘‘OPLL’’).

L'utilisation de la détection optique hétérodyne permet la génération de très hautes fréquences. En outre, cette technique conduit à un bon rapport de puissance détectée et de rapport signal sur bruit (SNR) étant donné que les deux champs optiques contribuent à la puissance RF générée. La détection hétérodyne est peu affectée par le phénomène de la dispersion chromatique. En effet si une seule des deux porteuses optiques est modulée par les données, la sensibilité du système à la dispersion chromatique peut être réduite considérablement.

L'inconvénient majeur de la détection hétérodyne est la forte influence du bruit de phase du laser et l'influence de la variation de fréquence sur la stabilité du signal RF généré.

De plus, il y a d'autres types de bruits qui proviennent de la photodiode et qui peuvent diminuer le rapport signal sur bruit dans les deux méthodes de détection. Ce sont principalement le bruit de grenaille et le bruit thermique qui sont capables de dégrader la qualité du signal dans une liaison optique.

Le bruit de grenaille apparaît dans les dispositifs à semi-conducteurs pour lesquels le courant électrique résulte du transport individuel des porteurs de charges (électrons et trous) sous l´action d´un champ électrique. La densité de courant s´exprime par j=N.e.v, où N représente le nombre de porteurs impliqués dans le transport, e la charge de l´électron, et v la vitesse des porteurs.

Ce type de bruit dérive de la fluctuation poissonienne du nombre de porteurs N. Il est donc directement lié au courant électrique auquel il se superpose. On peut l'exprimer par la variance du courant électrique qui vaut : 2eIB où I est le courant défini par le nombre de charges intégrées pendant une durée τ (I= ne/ τ) et B la bande passante.

Le deuxième type de bruit est généré par l'agitation thermique des porteurs de charges sous l'action de la température. C'est le bruit thermique également nommé bruit de résistance ou bruit Johnson. La densité de puissance de ce bruit s'exprime en Watt par Hertz, et est constante avec la fréquence : ce bruit est "blanc". Ceci est parfaitement vrai pour les domaines de fréquences habituellement utilisés en transmission radio.

Dans des systèmes où l'impédance est adaptée, la puissance de bruit s'écrit alors :

$$N_0 = k\,T\,DF$$

avec la constante de Boltzmann $k = 1{,}38\ 10^{-23}$ J/°K
T température du conducteur en degrés Kelvin
DF la bande passante en Hertz

Dans le but de simplifier la structure du système à répélites, on décide d'utiliser une détection optique directe au moyen d'une photodiode. De plus la robustesse du signal GNSS au bruit nous affranchit des contraintes liées aux sources de distorsion (du signal) dans la photodiode.

Chapitre VI : Approche de mesure des délais : procédure suivie et évaluation de l'erreur de mesure

I. Montage du système à base de répélites avec la technique de RF

Etant donné le fait que l'inconvénient majeur d'un système à base de répéteurs ou de répélites concerne le déploiement de son infrastructure, il nous apparait de première importance de chercher à alléger et simplifier cette dernière. L'idée est ainsi de remplacer les câbles coaxiaux reliant le générateur de signaux aux différents émetteurs par de la fibre optique monomode. En effet la fibre constitue le moyen le plus léger, le plus souple et le plus facile à installer (pour véhiculer un signal). Le schéma prévu pour la conversion électronique/optique est le plus simple et le moins coûteux (avec une modulation directe et une photodiode pour la démodulation). Cette nouvelle architecture nous permet de simplifier l'installation du système d'autant plus que la fibre est caractérisée par une perte de puissance très faible. On n'a donc plus besoin d'amplifier le signal avant de le transmettre par les émetteurs. Cette propriété de faibles pertes de puissance dans la fibre et celle de sa faible sensibilité aux agents extérieurs de l'environnement (puisqu'elle est caractérisée par un mode guidé de transmission) fait d'elle un parfait candidat pour la création des différents délais dans le système à répélites. En faisant véhiculer le signal à travers différentes longueurs de fibre, on peut y créer des délais courts ou longs sans avoir besoin d'amplificateur. Dans la Figure VI-1, on présente l'architecture du système à base de répélites avec la fibre optique utilisée pour transmettre le signal jusqu'aux émetteurs et créer les différents délais associés à chacun d'eux. Si on utilise le code PRN1 (du satellite 1 GPS), la fonction d'autocorrélation calculées au niveau du récepteur est celle de la Figure VI-2 avec les délais cités dans le Tableau VI-1.

Tableau VI-1 : les délais choisis

Délais	Délais En nombre de chips	Longueur nécessaire de câbles coaxiaux (en mètres)	Longueur nécessaire de fibre optique avec un indice n=1.5 (en mètres)
Δ_{12}=Δ_{23}	2,5	732,63	488,42
Δ_{34}	3.25	957,63	638.42

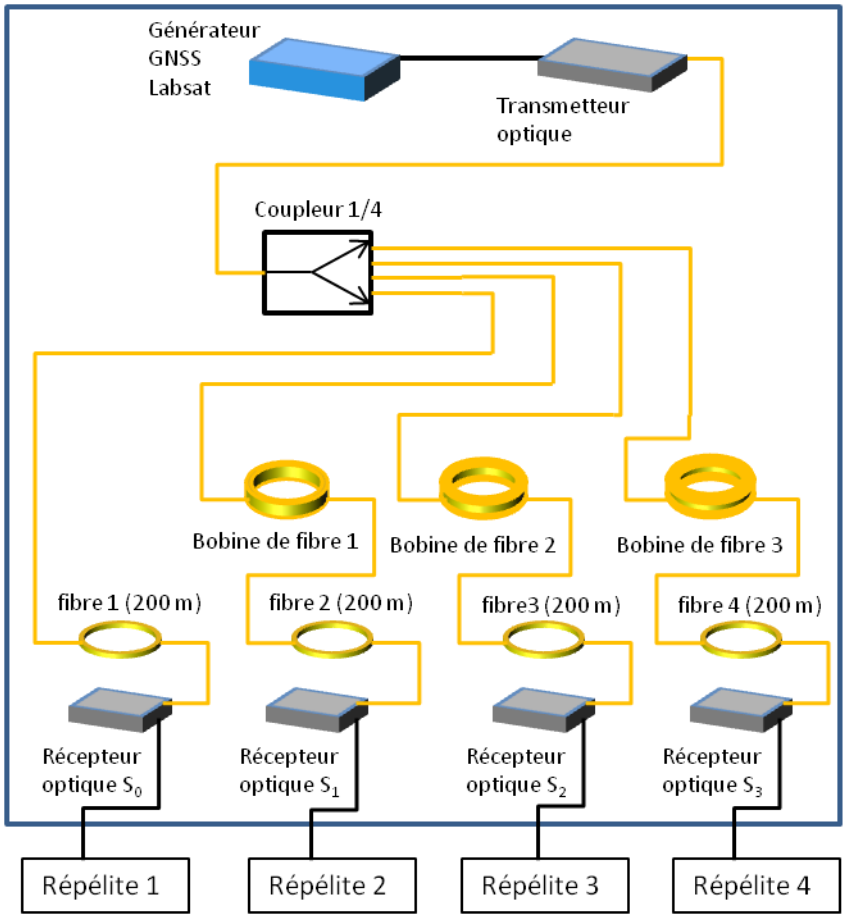


Figure VI-1 : schéma de l'architecture du système à base de répélites

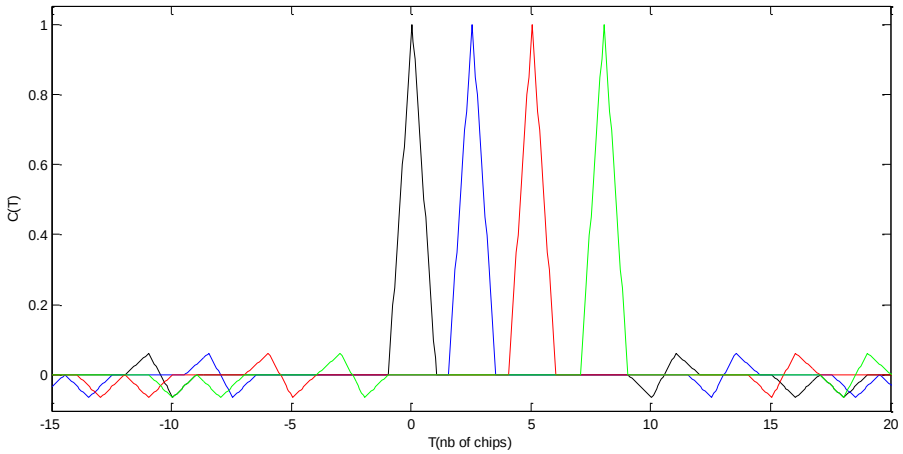


Figure VI-2 : fonction d'autocorrélation des répélites tracée par le récepteur indoor

Pour viser une précision inférieure au mètre au niveau de la position calculée par le récepteur, il faut s'assurer d'une meilleure précision pour la mesure des délais générés par fibre. Pour cette étude, on souhaite atteindre des valeurs de précision inférieures au centimètre dans le but de garantir moins d'un mètre d'erreur de positionnement. En effet, quand on observe

l'équation de la pseudodistance des répélites établie précédemment dans I, on déduit que l'erreur de mesure globale ∂PR_i est la somme de l'erreur sur la distance de propagation ∂d_i et sur le délai initial $\partial \tau_{0,i}$.

$$PR_i = d_i + \tau_{0,i}$$

Différentiel

$$\downarrow$$

$$\partial PR_i = \partial d_i + \partial \tau_{0,i}$$

Puisqu'on cherche à avoir une précision ∂d_i inférieure au mètre, ∂PR_i doit être inférieure au mètre (celle-ci dépend des performances du récepteur GPS) et l'incertitude $\partial \tau_{0,i}$ négligeable (comparée à ∂PR_i). En suivant le raisonnement ci-dessous, on conclut que ceci nécessite que $\partial \tau_{0,i}$ soit inférieur au centimètre.

$$\partial PR_i < 1m \quad et \quad \tau_{0,i} \ll \partial PR_i$$

$$\downarrow$$

$$\partial \tau_{0,i} < 10^{-2} \partial PR_i < 10^{-2} m$$

Il est donc nécessaire de pouvoir mesurer les longueurs de fibres utilisées avec une erreur estimée au dessous du centimètre. L'objectif de ces mesures est de faire une première calibration du système (mesure des délais réels introduits) qui nous sera utile au moment des tests du système global.

Ceci nous amène à poser deux questions principales à savoir : comment évaluer la précision d'une mesure de la longueur de fibre ? Quelle est la stabilité de la technique de mesure ? Pour répondre à ces deux questions, on a développé une méthode d'évaluation de la précision de mesure de la longueur de fibre optique qu'on détaille dans la suite.

II. État de l'art des techniques de mesure de longueur de fibre

Dans ce paragraphe, on décrit les techniques de mesure de longueur de fibre les plus citées dans la littérature. Ensuite on se focalise sur les performances de celle que l'on va utiliser dans la mesure des délais en termes de précision et de sources de bruit potentielles.

1. Optical Time Domain Reflectometry (OTDR)

Cette technique se base sur le principe de réflectométrie *(Von der Weid et al. 1997; Passy et al. 1995)* qui consiste à enregistrer le signal réfléchi par une cible puis l'analyser. Pour cela, on envoie un signal optique pulsé de durée temporelle ou de largeur à mi hauteur courte à l'entrée de la fibre optique. En mesurant le temps d'arrivée et l'amplitude du signal réfléchi, on caractérise les défauts (positions et types) se trouvant dans la fibre. Ceci nous permet de déterminer la position de ces défauts le long de la fibre et par conséquent sa longueur totale (quand le signal est réfléchi par l'autre bout de la fibre). La Figure VI-3 présente le montage expérimental basique de la technique OTDR avec un exemple du tracé des signaux reçus après réflexion. Si le signal envoyé dans la fibre traverse un connecteur, une cassure ou un pli lors de la traversée de la fibre, sa puissance est atténuée. Par contre, il faut que l'obstacle rencontré soit réflecteur pour observer le pic qui lui est associé sur le signal réfléchi. Dans tous les cas, le temps total de traversée correspond au temps d'aller et retour depuis l'entrée de la fibre jusqu'au défaut réflecteur ou la fin de la fibre.

Puisque cette technique est basée sur la transmission de signaux pulsés, sa résolution dépend de la largeur des pulses envoyés dans la fibre. Sa précision est de l'ordre d'un mètre pour une bobine de cent mètres de fibre. Pour améliorer cette précision, il faut générer des pulses de très courte durée en utilisant des composants hyperfréquence. Dans ce cas l'OFDR devient coûteuse et complexe à mettre en œuvre (voire impossible pour atteindre une résolution centimétrique). De plus elle nécessite l'utilisation d'instruments hyperfréquence supplémentaires. On en conclue que la méthode OTDR n'est pas adaptée à nos besoins.

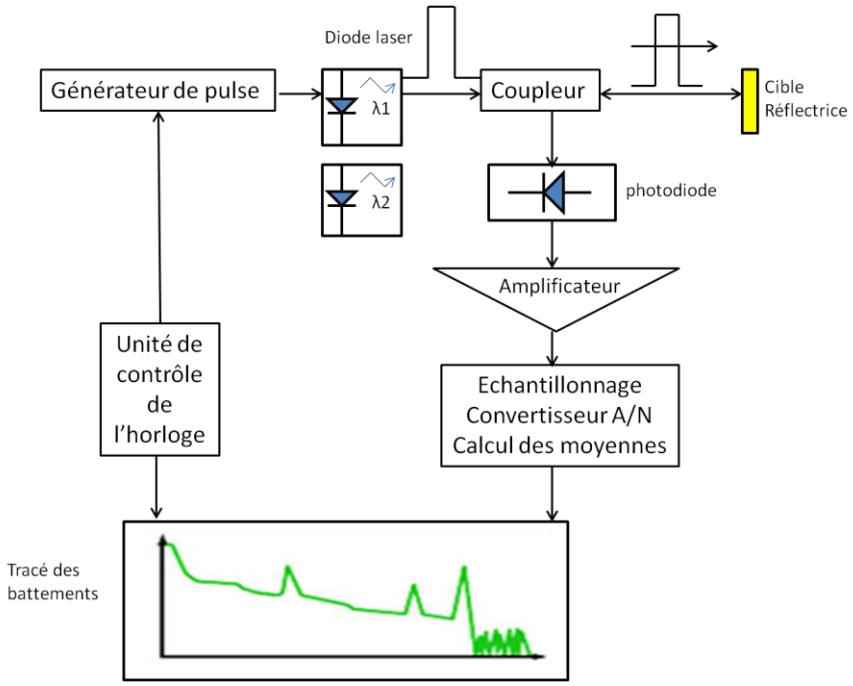


Figure VI-3 : montage expérimental de l'OTDR

2. Optical Frequency Domain Reflectometry (OFDR)

L'OFDR *(Binhao Wang et al. 3; Yuksel et al. 2009a; Yuksel et al. 2009b)* est une technique semblable à l'OTDR. Elle a aussi pour objectif de déterminer la position des défauts apparaissant dans la fibre ou sa longueur totale. Pour gagner en précision et atteindre une précision micrométrique, il ne s'agit plus de générer des impulsions ultra-courtes mais d'implémenter des signaux optiques présentant une fonction d'autocorrélation très étroite. Il s'agit d'une particularité de cette technique, comparée à l'OTDR. Pour cela une source optique est modulée en fréquence de façon linéaire. La source consiste alors en un laser accordable en fréquence (de façon linéaire continue ou par saut de fréquence) en lieu et place de la source impulsionnelle (large spectre) de la technique OTDR. Un signal de référence est généré par division d'amplitude de la source (grâce à un coupleur puis la réflexion sur un miroir fixe) et est associé au bras de référence d'un interféromètre (Figure VI-4). Dans le second bras de l'interféromètre, on place la fibre (ou le guide d'onde considéré). Le signal résultant de l'interférence entre le signal de référence et celui réfléchi par les sources d'irrégularité (défauts dans la fibre) dans le guide d'onde est constitué de battements entre leurs fréquences instantanées. On observe ce signal de battement après démodulation par la photodiode (Figure VI-3). L'analyse de la fréquence de ses battements nous informe sur la position des défauts dans la fibre et leurs coefficients de réflectivité.

On peut exprimer le signal émis $a_0(t)$ par le laser et celui des interférences entre les signaux réfléchis et de référence $U(t)$ comme suite :

$$a_0(t) = |a_0|\, e^{j2\pi\left[\nu_0+\left(\frac{\gamma}{2}\right)t\right]t}$$

$$U(t) = \sigma\left|a_0(t) + \sum_{k=1}^{M} r_{k\,eff}\, a_0(t-\tau_k)\right|^2$$

Où $|a_0|$ est l'amplitude constante du signal laser accordable à un coefficient constant γ et une fréquence instantanée $\nu\,(t) = \nu_0 + \gamma t$. τ_k correspond au décalage par rapport au signal référence associé au k^{ème} défaut, σ traduit la sensibilité du détecteur et $r_{k\,eff}$ représente le coefficient effectif de réflexion en amplitude.

Pour déterminer les valeurs du délai $\tau_k$et du coefficient $r_{k\,eff}$, un traitement mathématique de transformée de fourrier et d'intégrale est appliqué au signal de battement $U(t)$. On caractérise ainsi les différents défauts apparaissant dans le guide d'onde.

Cette technique est donc comparable à celle utilisée pour les radars à ondes entretenues (ou continues) : Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) *(Hymans & Lait 1960)*. En effet, elle utilise un balayage fréquentiel par la source laser accordable (en fréquence) qui induit l'effet de battement des fréquences. Ce principe permet d'atteindre des performances en termes de précisions de mesure de délais et de résolutions prometteuses.

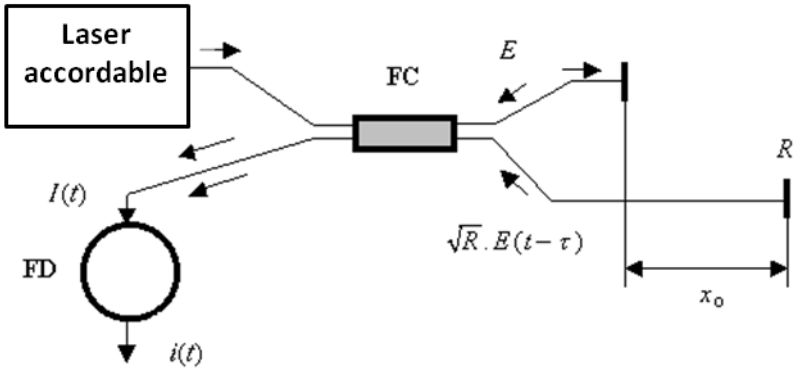


Figure VI-4 : schéma du montage de l'OFDR

(http://www.eaeeie.org/theiere_bratislava/5-1.html)

Les avantages de cette technique par rapport à l'OTDR sont sa résolution spatiale ($\Delta\tau \cong 1/\Delta\nu$) et sa précision optimales de l'ordre de 10 micromètres pour des distances de quelques centaines de mètres *(Soller et al. 2005)*).

Néanmoins cette technique est très complexe à mettre en œuvre et à intégrer à notre système de répélites. En effet, pour installer le montage nécessaire, on a besoin d'environnements et de matériels spécifiques tels que l'interféromètre et le laser accordable en fréquence. Puisque l'objectif de ce travail est de créer un système d'autocalibration simple et facile à installer dans tout environnement, on a décidé que la technique OFDR n'est pas la solution optimale.

3. Mesure de déphasage

La technique de mesure de déphasage consiste à mesurer la différence de phase entre deux signaux sinusoïdaux (Figure VI-5). Le premier est le signal de référence qui est émis par une source (à l'entrée de la fibre) et le deuxième est celui récupéré à la sortie ou après réflexion par une cible. Cette différence de phase Δφ convertie en distance parcourue à travers la formule ci-dessous, nous donne la distance séparant la source de la cible ou de la sortie de la fibre.

$$d = \frac{c * \Delta\varphi}{2\pi f n}$$

où f est la fréquence du signal sinusoïdal, c est la célérité dans le vide et n est l'indice de réfraction de l'environnement (guidé).

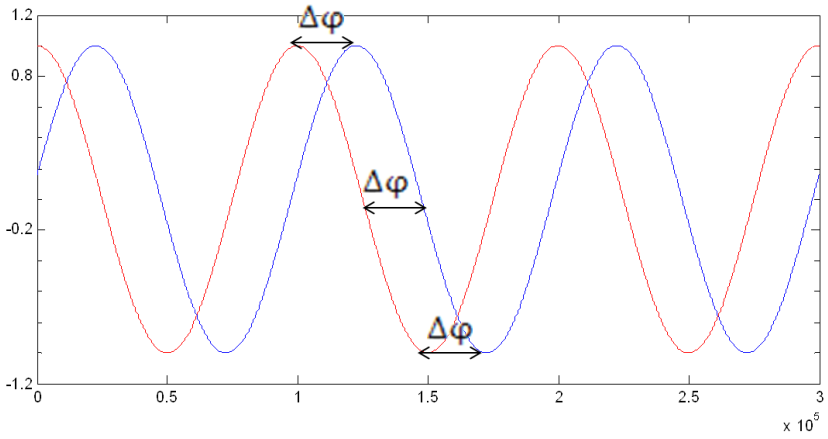


Figure VI-5 : déphasage entre deux sinusoïdes

La mesure de déphasage Δφ qu'on considère ici est une mesure sans ambiguïté. En effet une mesure de déphasage Δφ est mesurée modulo 2π, d'où le risque d'apparition des ambiguïtés

dans la mesure de la distance totale d. La longueur maximale mesurée sans ambiguïté pour une fréquence horloge $f_{horloge}$ s'exprime comme suit :

$$L_{max} = \frac{c}{f_{horloge}} = c * \lambda_{horloge}.$$

Quand cette longueur L_{max} est inférieure à la longueur qu'on cherche à mesurer, le problème d'ambiguïté se pose. Il se traduit par une erreur sur la mesure du retard, en nombre de périodes (égales à $\lambda_{horloge}$), du signal récupéré après propagation. Le cas où la mesure de déphasage est ambiguë sera traité en détail dans le Chapitre VII.

Dans notre cas la distance d correspond à la longueur de la fibre évaluée par le déphasage entre le signal RF émis à l'entrée de la fibre et celui récupéré à la sortie. Le signal RF de référence module une source Laser puis traverse la fibre en question. Après démodulation, on récupère le deuxième signal RF portant le déphasage. La comparaison des deux signaux nous donne la différence de phase et donc la longueur de la fibre. La résolution et la précision de cette technique dépendent du bruit du montage électronique et des performances de l'outil utilisé pour enregistrer et comparer les signaux RF. Ainsi les traitements sont directement effectués sur les signaux radio après démodulation contrairement au cas OFDR où le battement des signaux optiques donne le déphasage des signaux.

Cette technique semble être la plus simple et la plus facile à intégrer dans le système à base de répélites. On choisit alors de l'utiliser pour l'étape de calibration. Pour cela, on a besoin de décider du montage qui sera utilisé tout en prenant en compte les besoins de notre système. Il nous faut aussi étudier les performances de cette méthode en termes de précision et de source de bruit.

a. Montages de principe

Pour mettre en œuvre cette technique, trois montages sont possibles. Ils se différentient par le traitement appliqué aux signaux RF pour déduire le déphasage. Le plus simple consiste à utiliser un instrument électronique *(Poujouly et al. 1999)* de mesure pour évaluer le déphasage entre les signaux RF : celui de référence (signal horloge) et celui récupéré à la sortie de la fibre après démodulation.

La seconde architecture possible utilise un coupleur pour diviser le signal RF en deux signaux identiques et synchrones : le signal de référence et celui à envoyer dans la fibre. A la réception (après démodulation par une photodiode), le signal portant le déphasage est converti

en deux parties : signal en phase I(Δφ) et en quadrature Q(Δφ) qui sont multipliés par le signal de référence *(Poujouly, Journet & Miller 1999; Poujouly, Journet & Placko 1999)*. Après passage dans un filtre passe-bas, on retrouve les expressions suivantes en fonction du déphasage recherché Δφ. Cette technique est appelée « analog sysnchronous mixing »

$$I = \alpha\, Scos\,(\Delta\varphi) \quad Q = \alpha\, Ssin\,(\Delta\varphi)$$

où S est l'amplitude du signal et α est le coefficient d'atténuation du signal.

La conversion de I et Q en signal numérique permet de calculer facilement les paramètres recherchés Δφ et α.

La troisième architecture citée dans la littérature est celle de la méthode nommée « self-mixing interferometry» *(Norgia et al. 2007; Giuliani et al. 2002)*. Elle est basée sur le principe d'un auto-mixage entre le signal réfléchi (ou à la sortie de la fibre) et celui généré par le laser. En effet une fraction du signal réfléchi est rétro-injecté dans la cavité Laser où elle est mixée avec le signal qui est déjà généré (Figure VI-6). Par conséquent les paramètres de la diode laser sont modifiés sans que le courant d'alimentation varie. Ceci est un effet du phénomène d'interférence entre le signal optique réfléchi et le signal déjà généré dans la cavité laser. Il en résulte une variation de la fréquence et de l'amplitude du signal optique généré qui dépend de la phase du signal réfléchi. Ainsi le signal résultant est simultanément modulé en fréquence et en amplitude par la phase du signal réfléchi. L'analyse de cette variation (en fréquence ou en amplitude) nous donne la valeur de la phase et par conséquent la distance séparant la source de la cible. Le calcul de la distance à travers le signal modulé en fréquence et en amplitude est détaillé dans l'article *(Norgia et al. 2007)*.

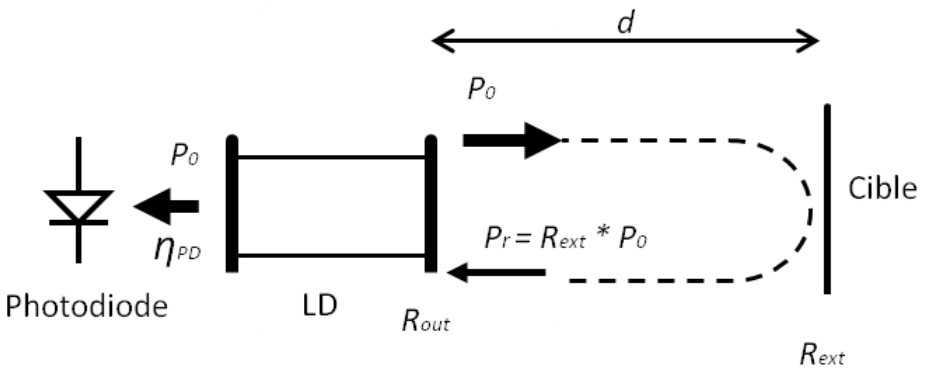


Figure VI-6 : la méthode « self mixing interferometry »

b. Source de bruit

La mesure de déphasage se fait sur les signaux recueillis après traitement (modulation, propagation guidée et démodulation). Dans ce paragraphe, on cherche à déterminer les sources d'erreurs et d'incertitude possibles lors de cette mesure. Ceux qui sont cités dans la littérature sont principalement le bruit de l'horloge laser et RF *(Zhiqi Li et al. 2007; Costa et al. 1982)* et le bruit blanc rajouté par les traitements électroniques (modulation et démodulation). Le bruit de l'horloge dépend de la stabilité de l'oscillateur interne du générateur de signal et aussi de la variation de l'horloge interne de l'instrument de mesure. Ces dérives d'horloges sont quantifiées par l'incertitude de l'instrument.

Ainsi, si on prend en compte ces principales sources d'erreur, l'incertitude sur la mesure de distance par la méthode de déphasage ∂d s'écrit sous la forme suivante :

$$\partial d = \frac{\partial d}{\partial \Delta\varphi}\partial\Delta\varphi + \frac{\partial d}{\partial f}\partial f = \frac{c * \partial\Delta\varphi}{2\pi f n} - \frac{c * \Delta\varphi\partial f}{2\pi f^2 n}$$

Où $\partial\Delta\varphi$ et ∂f sont les incertitudes de l'instrument de mesure et du générateur respectivement. Elle reflète l'erreur sur la mesure de phase provenant de ces instruments. Dans le cas du générateur ∂f traduit l'étalement de l'harmonique principale dans le spectre du signal sinusoïdal émis. De même, $\partial\Delta\varphi$ correspond à l'erreur qu'il est possible d'effectuer lors de l'échantillonnage et de l'enregistrement des signaux.

Le bruit blanc introduit par les circuits électroniques et optiques est très difficile à prévoir. Mais il est possible de le quantifier à travers un modèle statistique ainsi que des tests de reproductibilité. D'autre part avec un filtre passe-bande très sélectif et concentré sur la fréquence centrale du signal, on peut réduire l'effet de ce type de bruit sur les résultats de mesures.

Dans la littérature, d'autres sources de bruit sont mentionnées telles que la variation des conditions climatiques (thermiques) *(Costa et al. 1982)* et l'interférence entre le signal réfléchi et le signal émis *(Bosch & Lescure 1997)*. Ces deux sources sont très peu influentes pour notre cas. En effet, les tests sont réalisés pendant une courte durée. Donc une variation remarquable de conditions climatiques est peu probable. D'autre part la mesure qu'on cherche à réaliser concerne la longueur totale d'une fibre (de bout à bout). Il y a donc pas de risque d'interférence entre le signal envoyé à l'entrée et celui récupéré à la sortie (après propagation dans la fibre).

III. Méthode d'évaluation de l'erreur de mesure de la longueur de la fibre

La méthode la plus simple d'évaluation de la précision de mesure est de comparer les valeurs mesurées durant les tests à une valeur de référence pour déduire l'erreur absolue de la mesure. Dans le cas de la fibre, définir un étalon avec une précision inférieure au centimètre n'est pas évident. En effet sa souplesse et sa flexibilité dans un premier lieu et sa fragilité en deuxième lieu, surtout quand il s'agit de longueurs élevées (quelques kilomètres par exemple), rend la détermination d'un étalon pour la fibre avec une précision de l'ordre du millimètre presque impossible. Pour contourner cette problématique, on a mis en œuvre une procédure de mesure et d'analyse des résultats permettant d'évaluer l'erreur en question. Celle-ci se fait sur deux étapes présentées comme suit :

- Dans un premier temps, on mesure, avec une technique basée sur le déphasage résultant de la propagation d'un signal sinusoïdal sur fibre, plusieurs longueurs de fibre optique. Pour chaque fibre on répète la même mesure 40 fois de suite pour différentes valeurs de la fréquence d'entrée (fréquence du signal sinusoïdal véhiculé sur la fibre). L'erreur aléatoire de mesure dans cette première étape est confondue avec l'écart type calculé sur une liste de mesures effectuées à fréquence et puissance (du signal d'entrée) constantes.
- En deuxième lieu, on fait une nouvelle liste de mesures dans le but de tester la linéarité de la technique et évaluer l'erreur systématique. Pour cela, on mesure une longueur L_{f1} et une longueur L_{f2} séparément puis on mesure la longueur des deux fibres concaténées (reliées par un connecteur) L_{f1+f2}. L'égalité $L_{f1}+L_{f2} = L_{f1+f2}$ est elle respectée ? Si ce n'est pas le cas, quelle est l'erreur relative mesurée ($=L_{f1}+L_{f2}- L_{f1+f2}$) et peut on la considérer négligeable ? Cette erreur, si elle existe correspond à l'erreur systématique de mesure.

L'analyse des résultats obtenus dans chaque étape et l'évaluation des erreurs calculées nous permet d'évaluer l'incertitude relative de la technique de mesure en se basant sur deux hypothèses simples : pour tous les tests effectués la fréquence d'échantillonnage est constante (hypothèse de la fiabilité de l'oscilloscope) et la concaténation de deux fibres n'introduit pas un délai supplémentaire. Cette dernière hypothèse est légitime puisqu'on sait que la lumière reste stable sur des faibles distances (inférieures à 200µm comme dans le cas d'une connexion entre deux fibres).

1. Technique de mesure de la longueur de la fibre

La technique de mesure utilisée est basée sur la mesure du déphasage induit sur le signal sinusoïdal *(R.petit 1931)* après sa propagation dans la fibre. On détaillera par la suite le calcul effectué pour obtenir la longueur de la fibre en question.
On note S_{in} and S_{out} respectivement le signal à l'entrée de la fibre et le signal à sa sortie. On peut les exprimer par les égalités suivantes

$$S_{in} = s_0(t)\, e^{2\pi i f t + \Delta\varphi_0} \text{ Et } S_{out} = s_0(t)\, e^{2\pi i f (t+t_0) + \Delta\varphi_0}$$

Où s_0 est le signal de référence (à la sortie de la diode laser), f est la fréquence du signal sinusoïdal et t_0 est le temps de propagation du signal dans la fibre.

Le rapport $\frac{S_{out}}{S_{in}}$ peut être exprimé en fonction du déphasage $\Delta\varphi$comme suit :

$$\frac{S_{out}}{S_{in}} = e^{2\pi i f t_0} = e^{i\Delta\varphi}$$

Cette égalité donne l'expression suivante de $\Delta\varphi$(où *n* est l'indice de réfraction, *d* est la distance physique parcourue par la lumière dans la fibre et *c* la vitesse de la lumière dans le vide).

$$\Delta\varphi = 2\pi f t_0 = \frac{2\pi f d n}{c}$$

On en déduit que la longueur *L* de la fibre est obtenue par l'expression finale suivante :

$$L = d = \frac{c * \Delta\varphi}{2\pi f n}$$

2. Procédure expérimentale

Dans la Figure VI-7, on représente le schéma de la procédure expérimentale mise en œuvre pour la mesure des longueurs de fibre optique. Le signal RF émis par le générateur d'horloge à une fréquence *f* module la diode laser. Ensuite il est distribué sur deux voies par un séparateur de puissance optique. L'une des deux répliques servira de signal de référence non déphasé. L'autre passera à travers la fibre (à mesurer) et portera donc le déphasage qui permet de déduire la longueur en question. Celui-ci inclut en plus les délais dus au circuit électronique, à la modulation et la démodulation. Après passage par la photodiode, on peut déduire la différence de phase entre les deux signaux RF résultants. Pour supprimer tout déphasage autre que celui dû à la propagation dans la fibre, on commence par calibrer le montage sans la fibre optique (à mesurer). Ceci est effectué à travers la mesure du déphasage résultant entre les deux répliques démodulées directement. Ensuite cette valeur de déphasage initial est prise en compte au moment où on calcule la longueur de la fibre en question. Cette étape est nécessaire pour l'évaluation de la valeur exacte de la fibre seule. En revanche, pour

déterminer le délai réel entre les deux branches, il faut prendre en compte le décalage initial entre les deux branches du coupleur dans celui-ci.

Avant de faire ce calcul, les deux signaux RF récupérés à la sortie des photodiodes sont échantillonnés par l'oscilloscope à une fréquence de 10 MHz. Ensuite ils sont filtrés par un passe-bande avec une fréquence centrale égale à la fréquence horloge et une largeur de bande passante (la plus étroite) égale à la bande utile (équivalente au double de la fréquence horloge). Le but de cette étape de filtrage est de réduire l'effet du bruit blanc du signal reçu après démodulation. Ces étapes de filtrage, de mesure de phase et de calcul de longueur sont réalisées au moyen d'un logiciel que nous avons développé qui prend comme données le signal retardé et le signal de référence échantillonnés (par l'oscilloscope). L'acquisition et l'enregistrement des données sont réalisés par un oscilloscope (Agilent ou National Instruments).

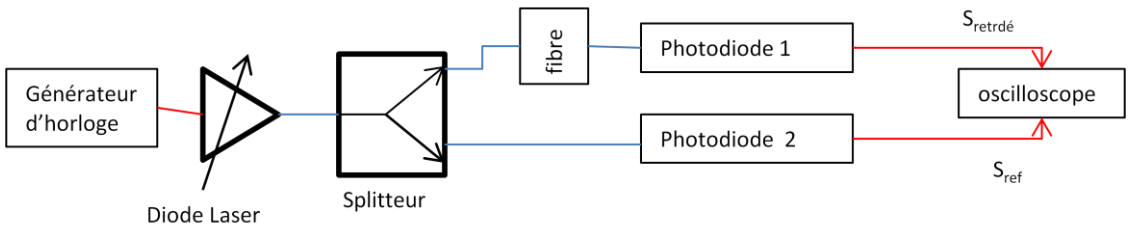


Figure VI-7 : schéma de principe de la procédure expérimentale

IV. Validation de l'approche proposée

1. Etape 1 : Évaluation des incertitudes de mesures

Dans le but de tester la stabilité de la technique de mesure et estimer l'erreur induite sur les longueurs calculées, on cherche à réaliser une série de mesures pour deux longueurs différentes de 1.5 m et 200 m à différentes valeurs de fréquences allant de 0.1 MHz jusqu'à 2 MHz. Les longueurs mentionnées sont celles données par le fournisseur des fibres testées. On a ainsi deux ordres de grandeurs assez distincts avec une longue et une courte fibre qui permettront d'évaluer la stabilité de la technique en termes de distances mesurées. Étant donné que le récepteur optique choisi pour ces expériences est à large bande passante (de 0 à 10 GHz), il est donc possible d'effectuer les mesures de longueurs sans ambigüité de phase. Les valeurs de fréquences du signal horloge testées sont choisies de façon à ne pas avoir une ambigüité de phase sur la mesure. Le calcul de la fréquence limite selon cette dernière condition donne une fréquence horloge de 0.33 MHz pour 200 m et 66 MHz pour 1.5 m.

Dans les Figure VI-8 et Figure VI-9 , on présente les résultats des mesures pour les deux fibres à différentes valeurs de fréquence horloge.

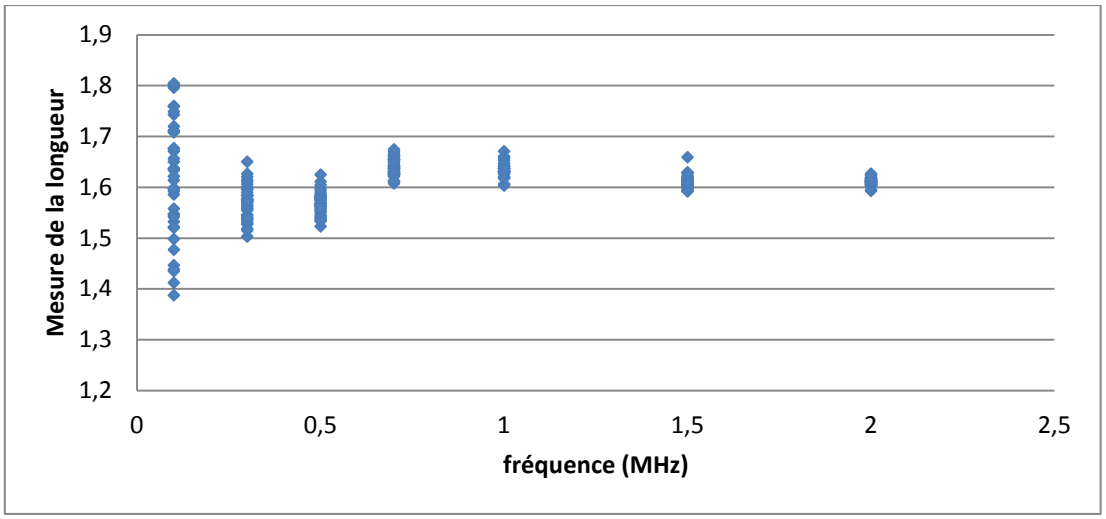


Figure VI-8 : les mesures de la fibre 1 de longueur 1.5 m

Quand on relève la valeur moyenne sur toutes les mesures effectuées pour chaque fibre, on trouve une valeur de 1.6 m pour la première (estimée à 1.5 m par le fournisseur) et 207,5 m pour la deuxième (estimée à 200 m). Il est aussi clair sur les deux graphes précédents que la valeur de l'écart type diminue quand on augment la valeur de la fréquence horloge. En effet quand on augmente la fréquence horloge, la distance ($d = \frac{c*\Delta\varphi}{2\pi f n}$) associée au déphasage mesuré est réduit et par conséquent les marges d'erreur sont limitées. Ce résultat se confirme par les valeurs présentées dans le Tableau VI-2 et le Tableau VI-3. On a donc pour la première fibre à 1.6 m une dispersion statique minimale (à 2 MHz) de 7 mm et pour la deuxième (de longueur estimée à 207.5 m) une dispersion minimale de 20cm (à 0.3 MHz).

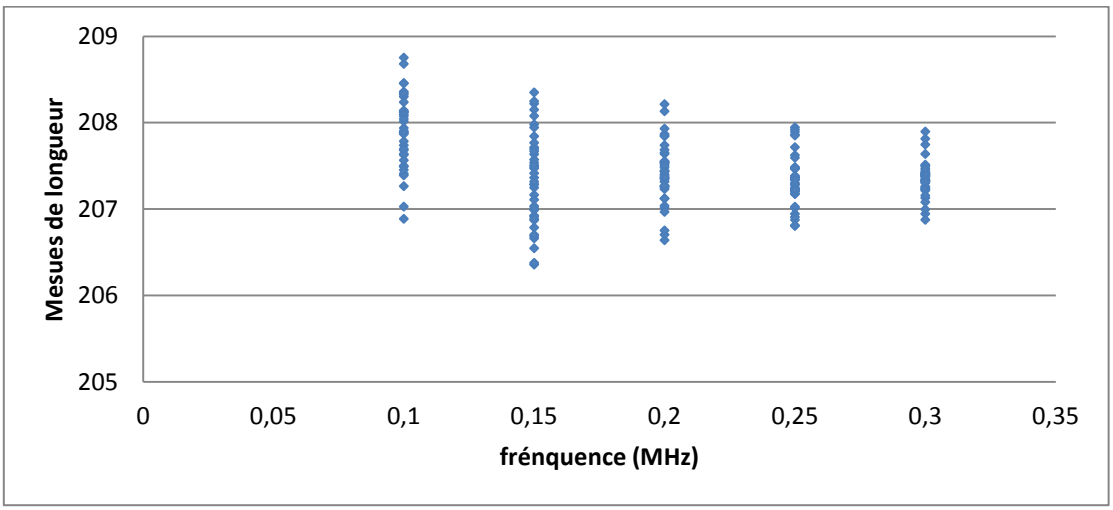


Figure VI-9 : les mesures de longueur de la fibre 2 à 200 m

La même série de mesures a été appliquée pour d'autres longueurs de fibre (1.5 m et 2.5 m) pour lesquelles on calcule l'écart type à chaque fois. Les résultats obtenus pour différentes valeurs de fréquences sont représentés dans la Figure VI-10. On observe alors l'évolution de la dispersion des mesures en fonction des longueurs mesurées. On en conclut que l'erreur qui entache ces mesures est proportionnelle à la longueur de la fibre pour les fréquences horloges choisies. La variation de cette erreur est quasi-linéaire (Figure VI-10). Elle suit une courbe linéaire pour la majorité des mesures.

Tableau VI-2 : l'écart type estimé pour la fibre 1 à 1.5 m.

Fréquence (MHz)	0.1	0.3	0.5	0.7	1	1.5	2
Ecart type (cm)	11.5	3.2	2.2	1.7	1.5	1.2	0.7

Tableau VI-3 : l'écart type estimé pour la fibre 2 à 200 m.

Fréquence (MHz)	0.1	0.15	0.2	0.25	0.3
Ecart type (cm)	43.2	53.1	34.9	30	20.2

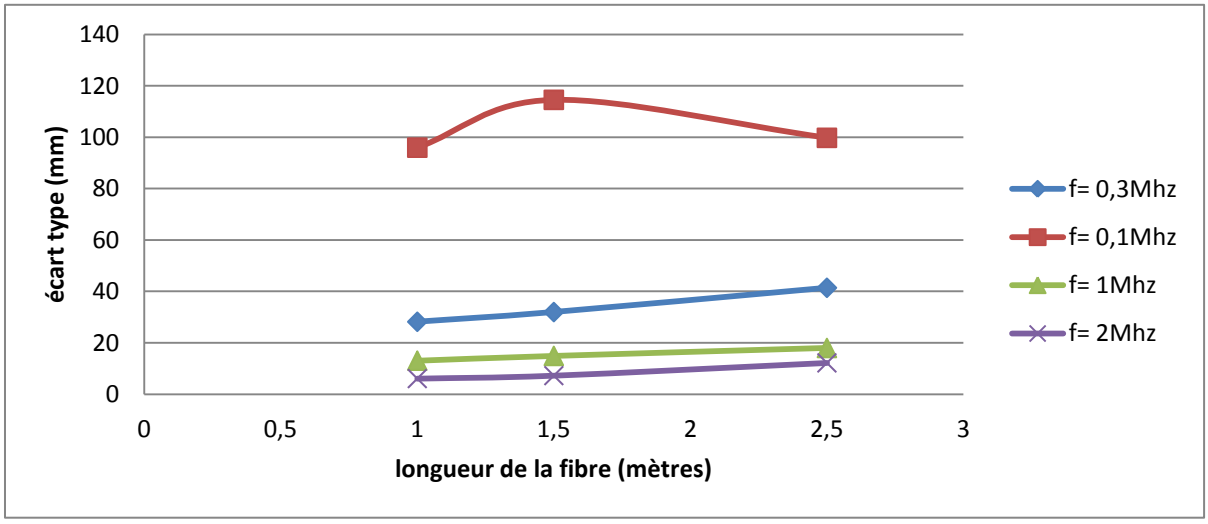


Figure VI-10 : l'écart type estimé pour les fibres de longueurs 1 m, 1.5 m et 2.5 m

En conclusion, il est possible d'améliorer la précision de nos mesures (réduire la dispersion) à condition d'adapter la fréquence horloge aux longueurs de la fibre. Pour des longueurs de fibre de quelques centaines de mètres, les fréquences supérieures à 1 MHz sont susceptibles de donner des précisions meilleures. En outre, on déduit que cette technique est suffisamment précise pour discriminer des longueurs proches (séparées d'un mètre). Sa résolution est donc inférieure au mètre.

2. Etape 2 : Vérification de la linéarité de la loi d'addition

L'objectif de cette deuxième étape est d'approfondir notre étude pour l'évaluation de l'erreur systématique[15] de la technique de mesure afin de déduire la précision de cette dernière. L'idée de cette approche est de tester une loi de base à savoir celle de la linéarité de la loi d'addition appliquée à la technique de mesure des longueurs de fibre (équivalent aux délais de propagation).

On prend donc deux fibres : la première de longueur 1 m (à une dispersion minimale de 6 mm calculée par la méthode de l'étape 1) et la deuxième de 1.6 m (à une dispersion de 7 mm) qu'on mesure à différentes valeurs de la fréquence comme dans le cas de la première étape. Ensuite, on mesure la longueur résultante de la concaténation de ces deux fibres (par un connecteur optique FC/APC) pour les mêmes valeurs de la fréquence horloge. Chacune des mesures est répétée dans une série de 40 mesures successives. Les résultats de ces séries de mesures sont représentés dans la Figure VI-11 et les erreurs calculées (par la différence entre la somme des deux longueurs 1 et 2 avec leur concaténation) dans la Figure VI-12. La Figure VI-11 montre que la somme de deux longueurs mesurées pour la fibre 1 et la fibre 2 se superpose avec la mesure de leur concaténation. On peut donc en conclure que la technique de mesure utilisée ici respecte a priori la loi de linéarité de l'addition. Sur la Figure VI-12, on observe l'erreur relative estimée pour cette deuxième étape qui est centrée autour de zéro avec une déviation standard inférieure à 0.1 m dans la plupart des cas. Pour la fréquence horloge de 2 MHz la déviation standard est estimée à 16 cm.

Si on modélise la mesure de la longueur de la fibre par l'équation suivante :

$$L_1 = l_1 + \varepsilon + \delta_1^{\,j}$$

Où L_1 est la longueur mesurée pour la fibre 1, l_1 la longueur physique réelle de la fibre, ε l'erreur systématique constante (indépendante de la longueur) et $\delta_1^{\,j}$ l'erreur de mesure aléatoire liée à la longueur de la fibre et à l'expérience de mesure numéro j. On exprime alors toutes les longueurs mesurées sous cette forme :

$$L_1 = l_1 + \varepsilon + \delta_1^{\,j}$$
$$L_2 = l_2 + \varepsilon + \delta_2^{\,i}$$
$$L_{12} = l_{12} + \varepsilon + \delta_{12}^{\,k}$$

[15] Une erreur systématique est liée à la technique de mesure. Elle est indépendante de la longueur mesurée et des autres paramètres qui entrent en jeu comme la fréquence horloge et l'indice de réfraction de la fibre.

Par conséquent, l'erreur relative mesurée dans cette deuxième étape peut être exprimée par :

$$L_{12} - L_1 - L_2 = \delta_{12}^{k} - \delta_1^{j} - \delta_2^{i} - \varepsilon$$

En outre on a déjà vu dans l'étape précédente que l'erreur de mesure évolue de façon quasi-linéaire en fonction de la longueur mesurée. Ainsi, on peut considérer que les valeurs moyennes des erreurs δ_{12}^{k} et $(\delta_1^{j} + \delta_2^{i})$ sont de même ordre de grandeur. Donc la différence $(\delta_{12}^{k} - \delta_1^{j} - \delta_2^{i})$ est presque nulle. Alors l'erreur relative étudiée ici est équivalente à l'erreur systématique ε. par conséquent, la distribution de cette erreur systématique et de celle de l'erreur (différence) calculée dans cette deuxième étape (Figure VI-12) ont les mêmes propriétés statistiques. On en déduit que l'erreur systématique est de moyenne nulle et d'écart type maximal égal à 20 cm. On peut donc considérer que l'effet de l'erreur systématique de mesure sur l'erreur absolue est très faible. Sur la Figure VI-12, on observe que cet écart type diminue quand on augmente la fréquence horloge jusqu'à atteindre quelques centimètres. On en déduit que pour les hautes fréquences testées (de 100 MHz jusqu'à 1 GHz), il est possible de négliger l'effet de l'erreur systématique.

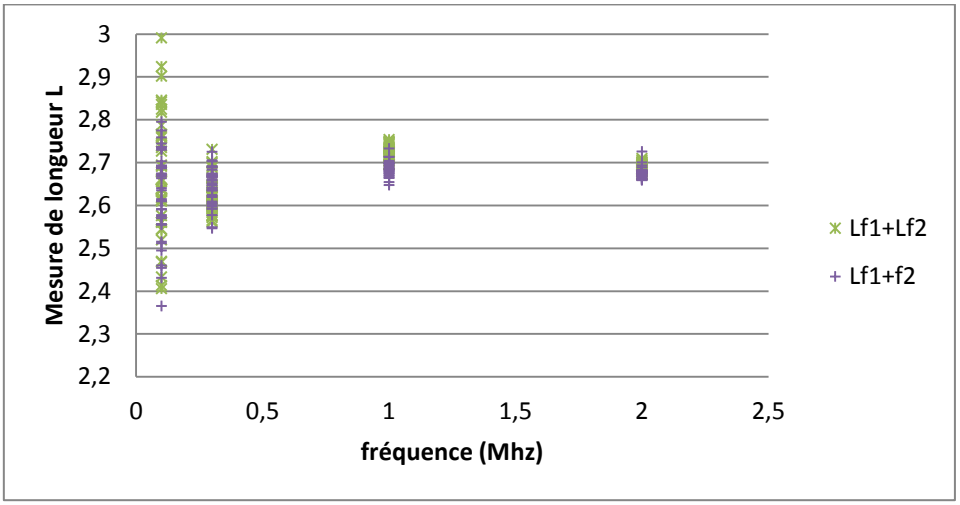


Figure VI-11 : les mesures de la somme des longueurs des fibres 1 et 2 et celle de leur concaténation

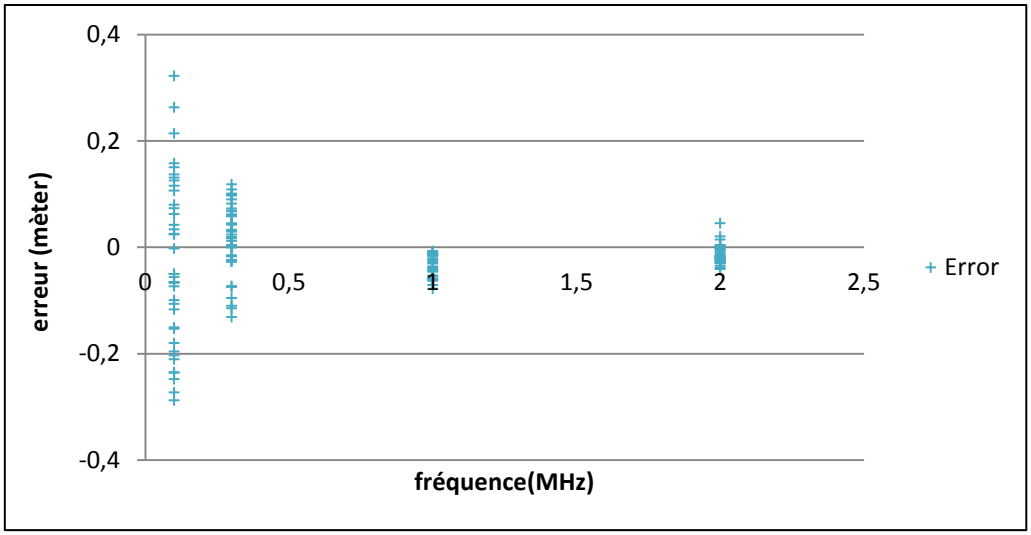


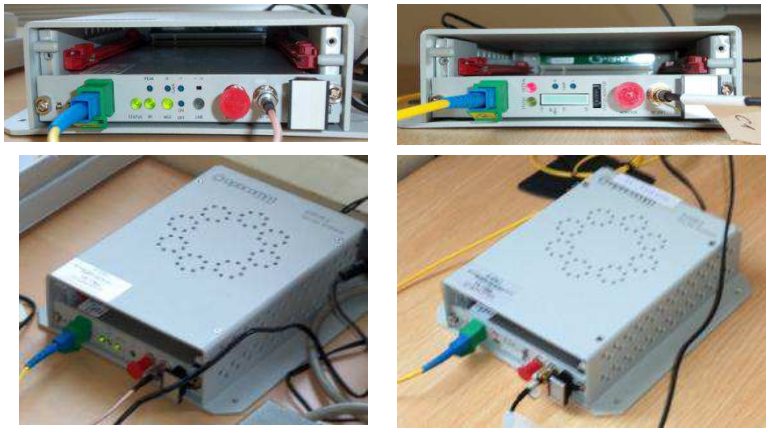
Figure VI-12 : erreur calculée pour le test de linéarité des mesures

V. Conclusion

En combinant les résultats des deux étapes précédentes, on peut en tirer deux principales déductions au sujet de l'exactitude et de la précision de la technique de mesure employée. L'erreur systématique évaluée par la deuxième étape est de moyenne nulle. Donc la mesure de longueur est exacte (ou juste i.e. proche de la valeur réelle). L'erreur aléatoire estimée par l'écart type est inférieure à 20 cm. Par conséquent la précision des résultats de mesure est majorée par cette valeur de dispersion. Pour conclure sur les valeurs de précision de cette technique, il est nécessaire d'étudier plus en détail le modèle statistique posé ici. Néanmoins on peut déduire de cette première approche que la précision de cette technique est majorée par les valeurs de déviations standards précédemment calculées à savoir 7 mm pour la fibre à 1.5 m et 20 cm pour une longueur de 200 m. Cette dégradation de la précision dans le cas des longues fibres doit être étudiée en détails dans le but d'en comprendre les raisons et d'y remédier. Il est nécessaire d'améliorer les performances de notre technique de mesure pour les grandes longueurs puisqu'à ce stade, on arrive à 20 cm de précision alors qu'on vise une précision inférieure au centimètre pour les délais introduits (sur des fibres de 600 m).

Chapitre VII : Etape de calibration : mesures des délais et évaluation de la précision

Dans les tests précédents, on a évalué les performances de la technique de calibration basée sur la mesure de déphasage en utilisant un ancien matériel optique qu'on a adapté aux signaux analogiques. Puisque le montage du système à base de fibre a été validé ainsi que la méthode de calibration, on a décidé d'utiliser un nouveau matériel optique conforme à nos besoins. Ce matériel doit être adapté aux signaux analogiques. Il faut aussi qu'il soit facile et simple à intégrer dans notre système. En outre, dans le but de réduire le niveau de bruit dans le signal, on opte pour des composants à bande fréquentielle comprise entre 50 MHz et 10 GHz. Ce critère est profitable à la mesure de déphasage et aux tests de localisation puisque ça réduit l'erreur de mesure (due au bruit dans le signal). Les boites de modulation (transmetteur) et démodulation (récepteur) optique choisies répondent à ces critères. De plus, elles offrent une meilleure sensibilité aux signaux bruités et à bas niveau de puissance. Cette propriété est très avantageuse pour les signaux GNSS noyés dans le bruit. La Figure VII-1 présente les boites de modulation et démodulation optique. Des voyants lumineux, présents sur leurs faces principales, indiquent leur état de fonctionnement. Sur les boites responsables de la démodulation du signal optique, deux boutons permettent d'amplifier ou d'atténuer la puissance du signal à la sortie. Cette option est utile pour équilibrer les niveaux de puissances des signaux émis par les répélites.



Modulateur optique (transmetteur)

Démodulateur optique (récepteur)

Figure VII-1 : les boites de modulation et démodulation optique

Ce nouveau matériel optique est bien adapté au besoin de notre système de localisation en termes de bande passante et de niveaux de puissance. Néanmoins, pour l'étape de calibration,

la bande passante étroite du transmetteur optique restreint les valeurs de la fréquence horloge (>50 MHz). Par conséquent, pour les longueurs de fibres utilisées supérieures à 200 mètres, le problème d'ambiguïté entière se pose. Dans ce chapitre, on décrira la problématique de l'ambiguïté entière et la méthode de résolution. Par la suite on détaillera la technique de calcul des délais réels et de leur précision.

I. Procédure suivie pour résoudre l'ambigüité de mesure de longueur de fibre et détermination de la valeur réelle et de l'incertitude de mesure

Après la mise en œuvre du système à base de répélites avec le nouveau matériel comportant un transmetteur laser et quatre récepteurs optiques, on a entamé la première phase de calibration des délais entre répélites. Le matériel optique retenu est adapté au signal GPS de fréquence 1,57542 GHz et de puissance basse de l'ordre de -100 dBm. Par contre, pour la phase de calibration, on avait l'habitude de réaliser des mesures à deux fréquences différentes : la première basse (de l'ordre de 100 kHz) pour déterminer la valeur entière (sans ambiguïté) de la longueur de la fibre et la deuxième plus élevée pour affiner la qualité de mesure et améliorer la précision. Etant donné que les fréquences horloges envoyées dans la chaine optique doivent être supérieures à 50 MHz, il est impossible de réaliser une mesure sans ambiguïté entière des fibres utilisées (de longueur supérieure à 500 mètres). Pour illustrer cette situation, on présente l'exemple des deux fréquences horloges dans la Figure VII-2. En effet, les signaux représentés en pointillés sont à basse fréquence et ceux en ligne continue (rose et vert) sont à une fréquence haute. Les déphasages $\Delta\varphi_1$ et $\Delta\varphi_2$ mesurés entre les signaux en pointillés et ceux en ligne continue respectivement sont mesurés pour la même distance de propagation. Ces valeurs de déphasage ne donnent pas le même délai sauf quand on prend en compte le nombre de périodes entières qui se sont propagées durant ce délai (pour les signaux en lignes continue dans la Figure VII-2). Dans ce cas le délai mesuré pour le déphasage $\Delta\varphi_1$ est égal à celui de $\Delta\varphi_2 + 2k\pi$, où k est le nombre de périodes entières. Cette valeur de k correspond à l'ambigüité entière de la mesure $\Delta\varphi_2$. On notera par la suite le déphasage avec ambiguïté par $\Delta\varphi_{ambigu}$ et la mesure de distance qui en résulte ΔL_{ambigu}.

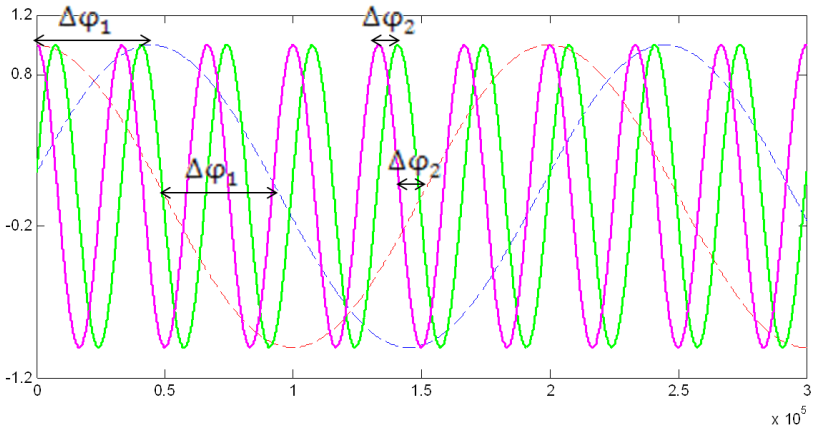


Figure VII-2 : notion d'ambiguïté dans la mesure de déphasage

Puisque dans notre montage on ne peut pas faire une mesure à basse fréquence, on cherche à établir une nouvelle méthode pour calculer la longueur entière (sans ambiguïté) de chaque fibre à partir de séries de mesures à différentes fréquences horloge. Par la suite, on utilisera des techniques similaires à celles du chapitre V pour évaluer la précision de nos nouvelles mesures.

La méthode de résolution de l'ambiguïté se base sur une approche similaire à celle du radar en collectant plusieurs mesures de la longueur faites à plusieurs fréquences horloge différentes (du signal à l'entrée du laser). Le but étant de déduire, à une marge d'incertitude prés, la valeur de la longueur totale (non ambiguë) redondante pour toutes les fréquences horloge. En effet pour chaque valeur de fréquence horloge on mesure le déphasage $\Delta\varphi_{ambigu}$ (déphasage mesuré en cas de problème d'ambiguïté entière) entre le signal de référence S_0 et le signal qui a parcouru la fibre en question. Ceci correspond à une portion ΔL_{ambigu} de la fibre mesuré. En effet, puisque la longueur de la fibre est supérieure à la longueur maximale (égale à la longueur d'une période$\lambda = \frac{c}{f}$) mesurable à la fréquence horloge choisie, le déphasage réel (associé à la longueur totale) est égal à $\Delta\varphi_{ambigu} + 2k\pi$, où l'entier positif k représente l'ambiguïté entière. La longueur totale L de la fibre s'exprime alors comme suite :

$$L = \frac{c}{2\pi f}(\Delta\varphi_{ambigu} + 2k\pi) \pm \delta l$$

Donc

$$L = k * \lambda + \Delta L_{ambigu} \pm \delta$$

Où λ est la longueur d'onde associée à la fréquence horloge du signal RF envoyé à l'entrée du laser, k = $\left\lfloor \frac{L_c}{\lambda} \right\rfloor$ est la valeur d'ambigüité entière et δl est l'incertitude de la mesure $\Delta L_{ambigui}$. L_{cons} est la longueur donnée par le constructeur.

La question de "résolution d'ambiguïté" se pose alors quant au choix de l'entier k. Puisqu'on connaît la valeur approximative de la longueur de la fibre fournie par le constructeur on peut en déduire une première estimation de k. La précision de la valeur donnée par le constructeur δL_c est de plusieurs mètres. Donc on peut écrire que $k = \left\lfloor \frac{L_c \pm \delta L_c}{\lambda} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{L_c}{\lambda} \right\rfloor \pm i$, où l'entier i représente l'erreur sur l'ambiguïté estimée par k. On en déduit alors qu'à partir d'une valeur d'ambiguïté k estimée par $\left\lfloor \frac{L_c}{\lambda} \right\rfloor$, on peut écrire l'équation suivante pour calculer la longueur réelle de la fibre

$$L = (k \pm i) * \lambda + \Delta L \pm \delta l, i \in N$$

En répétant la même mesure pour plusieurs fréquences horloge, on trace les courbes correspondantes à la longueur totale L pour les valeurs d'ambigüités $k \pm i, i \in N$ en fonction de la fréquence horloge. La valeur de longueur commune (à une incertitude prés) pour toutes les fréquences (pour une valeur d'ambiguïté $k \pm i, i \in N$) correspond à la valeur de longueur réelle. On en déduit la valeur d'ambiguïté réelle pour chaque fréquence.

Le choix des fréquences horloge est primordial pour résoudre le problème d'ambigüité puisqu'il définit la périodicité de l'ambiguïté λ. Si on fixe deux fréquences horloge f_1 et f_2, on peut écrire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} L = k_1 * \lambda_1 + \Delta L_1 \pm \delta l_1 \\ L = k_2 * \lambda_2 + \Delta L_2 \pm \delta l_2 \end{cases}$$

Pour cette étape, on considère les valeurs d'imprécision δl_1 et δl_2 négligeables. On obtient alors le système d'équations de congruence suivant :

$$\begin{cases} L \equiv \Delta L_1 mod\ \lambda_1 \\ L \equiv \Delta L_2 mod\ \lambda_2 \end{cases}$$

Dans le cas où $\lambda_1$et λ_2 sont des valeurs entières premières entre elle, le théorème des restes chinois propose une solution au système précédent sous la forme suivante

$L \equiv \Delta L_3 mod\ (\lambda_1 * \lambda_2)$ où ΔL_3 est une combinaison linéaire de ΔL_1et ΔL_2.

Pour appliquer ce théorème sur notre cas d'estimation des délais, il est nécessaire d'utiliser des valeurs de longueurs d'ondes entières. On décide donc pour cette étape d'utiliser la valeur arrondie de la célérité C (=3*10^8 m/s) pour satisfaire cette condition. Dans une étape suivante on utilisera la valeur précise de la célérité. Ainsi en se basant sur le théorème précédent, on peut proposer, à partir de deux équations à deux fréquences d'horloge différentes, une troisième avec une périodicité plus large. Celle-ci est égale au produit des deux longueurs d'onde $\lambda_1$et λ_2 si celles-ci sont premières entre elles. Ceci nous permet de réduire notre champ de recherche de la valeur d'ambiguïté k. Si $\lambda_1$et λ_2 ne sont pas premières entre elles, la nouvelle valeur de périodicité est exprimée par leur PPCM. En effet, en faisant varier les valeurs de $k_1$et k_2, les deux mesures de longueur L pour les deux fréquences horloge différentes se recoupent à des valeurs communes. Ce croisement entre les valeurs est périodique de période $\Delta k_1 * \lambda_1$ ou $\Delta k_2 * \lambda_2$ qui sont des multiples communs de $\lambda_1$et λ_2 (Figure VII-3). Celles-ci correspondent à la périodicité des valeurs communes entres les deux séries de valeurs possibles. Ayant une valeur de périodicité élevée, on réduit le champ de recherche de l'ambiguïté entière. Cette approche est illustrée dans la Figure VII-3.

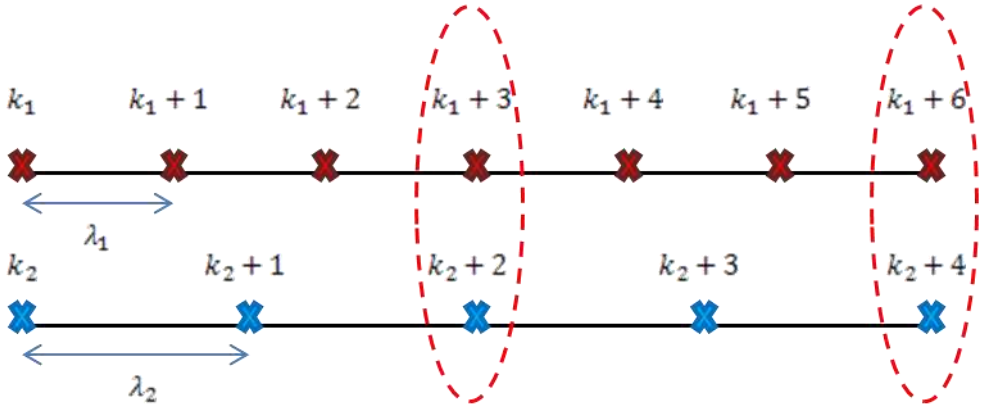


Figure VII-3 : résolution de l'ambigüité entière

Les valeurs initiales de k_1 et k_2 sont déterminées à partir de la valeur de longueur donnée par le constructeur. A partir de ces valeurs initiales on fait varier l'entier $\left\lfloor \frac{\delta L_c}{\lambda} \right\rfloor$ pour calculer les valeurs de longueurs possibles pour chaque fréquence horloge. Ainsi pour chaque fréquence testée, on a une série d'estimations possibles de la longueur de la fibre. Les valeurs de longueurs communes entre deux séries de longueurs constituent le champ de recherche de la valeur réelle. L'approche de résolution d'ambiguïté est donc basée sur le principe de coïncidence entres deux séries de mesures.

Pour lever l'ambiguïté de la mesure et déterminer la valeur approximative de la longueur réelle, il faut que la périodicité des valeurs communes soit supérieure à la zone d'imprécision de l'estimation initiale. Cette zone est égale à l'imprécision de la longueur donnée par le constructeur qui peut aller jusqu'à quelques dizaines de mètres sur les bobines de 1 km. On déduit cette marge d'erreur (de quelques dizaines de mètres) à partir de nos premiers tests sur les fibres de 200 m et 600 m (voir chapitre V). L'imprécision en question est évaluée par l'entier $i = \left\lfloor \frac{\delta L_c}{\lambda} \right\rfloor$ pour donner la valeur de l'ambiguïté entière finale égale à $k_{cons} \pm i$.

L'objectif de notre approche est de déterminer une valeur unique de la longueur réelle parmi la série des valeurs communes des deux fréquences en se basant sur les données du constructeur (longueur prévue et incertitude). La différence entre cette valeur et la longueur donnée par le constructeur doit être inférieure à l'incertitude (de coupure de la fibre) estimée à quelques dizaines de mètres. Un cas particulier peut se poser quand deux valeurs communes se présentent à des écarts égaux (ou très proches) de la valeur donnée par le constructeur. Dans ce cas une troisième série de mesures s'impose pour trancher entre les deux valeurs possibles. Le choix de la troisième fréquence de test est primordial pour éviter de retomber sur les mêmes valeurs communes. L'idée est de modifier la périodicité des valeurs communes en utilisant cette troisième fréquence. Si cette nouvelle périodicité est diviseur ou multiple de l'ancienne, il est très probable de retrouver les mêmes valeurs communes. Pour éviter cette situation il est nécessaire de prendre une longueur d'onde suffisamment différente des anciennes pour pouvoir choisir la valeur réelle (commune) parmi les deux longueurs de fibre possibles. Le traitement de ce cas particulier sera détaillé dans un exemple lors de la description des étapes expérimentales.

L'exemple de résolution de l'ambiguïté du premier délai S_0-S_1 est représenté dans la Figure VII-4. On note qu'il n'y a qu'une seule valeur commune pour toutes les fréquences à 743 m calculée à la valeur d'ambiguïté k-1 = $\left\lfloor \frac{\delta L_c}{\lambda} \right\rfloor - 1$. On en déduit alors que la valeur réelle de la longueur de la fibre est de l'ordre de 743 à une incertitude près. Il est possible aussi de confirmer ce résultat en étendant nos mesures à d'autres valeurs de fréquences. En effet les longueurs calculées à différentes valeurs d'ambiguïté pour chaque fréquence se recouperont de nouveaux à des intervalles de 60 m-(égal PPCM (6, 5, 4) des trois longueurs d'onde associées aux fréquences testées de 50 MHZ, 60 MHz et 75 MHz). C'est-à-dire qu'on aura les deux premières valeurs communes suivantes : 803 m et 683 m. En rajoutant les séries de

mesures effectuées pour d'autres fréquences, on confirme que la solution réelle est égale à 743 m.

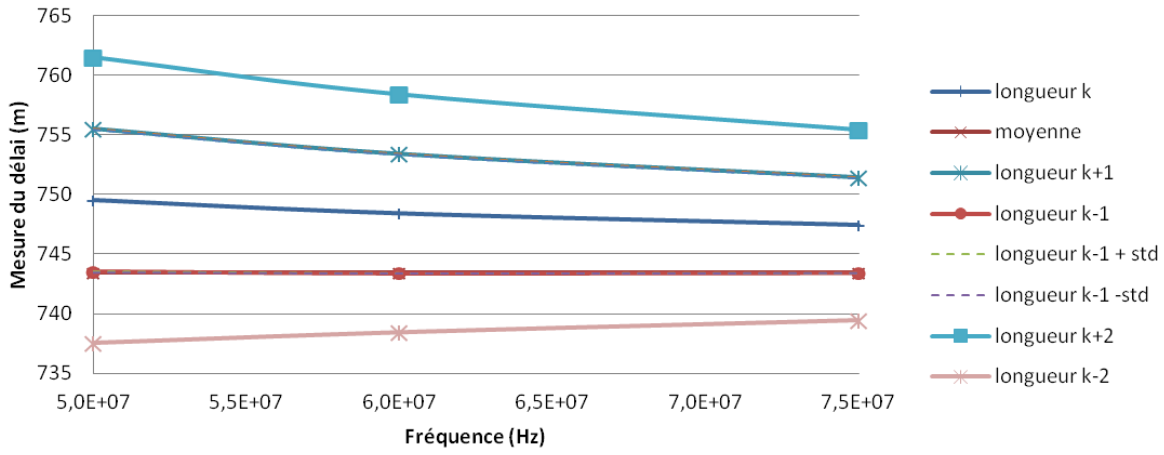


Figure VII-4 : Longueurs totales mesurées de la fibre en fonction de l'ambiguïté k et de la fréquence horloge

Pour chaque fréquence horloge, il faut maintenant définir la valeur mesurée ΔL et l'incertitude δl. Ensuite il faut déduire la valeur réelle mesurée de la longueur et la précision de la mesure. Pour répondre à ces deux points, on se base sur les notions d'analyse statistique des données expérimentales *(Protassov 2002; Bally & Berroir 2008)*. À partir d'une série de n mesures indépendantes $\{L_i\}$ de la valeur de la longueur L (déduite de la mesure de déphasage $\Delta\varphi$), on cherche la meilleure estimation de la vraie valeur de la longueur et de son écart type σ. En effet la moyenne expérimentale $\bar{L} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} L_i$ est considérée, dans les études statistiques, comme la meilleure estimation de la vraie valeur L. L'écart type de la distribution des $\{L_i\}$ est donné par l'expression suivante :

$$\sigma = \sigma_L = \sqrt{\frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n}(L_i - \bar{L})^2}$$

Si on répète plusieurs fois les n mesures $\{L_i\}$, on peut en déduire une distribution de probabilité de la valeur moyenne $\bar{L}$ des longueurs mesurées $\{L_i\}$. Selon le théorème de la limite centrale si n est très grand (>>30), la moyenne $\bar{L}$ suit une distribution Gaussienne de moyenne la vraie valeur L et d'écart type $\frac{\sigma_L}{\sqrt{n}}$. Dans ce cas on peut écrire L comme suit :

$$L = \bar{L} \pm \frac{\sigma_L}{\sqrt{n}}.$$

Dans cette expression, on utilise un niveau de confiance d'un écart type qui correspond à une probabilité de distribution de 68%. C'est-à-dire que la probabilité d'apparition de la vraie valeur L dans l'intervalle de confiance $\left[\bar{L} - \frac{\sigma_L}{\sqrt{n}}, \bar{L} + \frac{\sigma_L}{\sqrt{n}}\right]$ est de 0,68. On peut faire varier cet intervalle de confiance en se servant du « coefficient de Student» $t_{student}$. Celui-ci traduit la probabilité d'apparition dans l'intervalle $\left[\bar{L} - t_{student} * \frac{\sigma_L}{\sqrt{n}}, \bar{L} + t_{student} * \frac{\sigma_L}{\sqrt{n}}\right]$ à un niveau de confiance égale à $t_{student}$ multiplié par l'écart type. Il dépend donc du nombre de mesures n et de la probabilité choisie. Par exemple pour n très grand (>>30), on prend $t_{student}$ égal à 1,96 pour avoir un niveau de confiance de 95%. Dans ce cas l'équation précédente de la vraie valeur L s'écrit comme suite :

$$L = \bar{L} \pm t_{student} * \frac{\sigma_L}{\sqrt{n}} = \bar{L} \pm 1{,}96 * \frac{\sigma_L}{\sqrt{n}}$$

Ainsi pour chaque série de mesures on définit une valeur moyenne et son écart type $t_{student} * \frac{\sigma_L}{\sqrt{n}}$ selon le niveau de confiance choisi. Cette valeur d'écart type correspond à l'incertitude de mesure de la moyenne $\bar{L}$. Elle traduit donc l'erreur aléatoire maximale sur l'estimation de la vraie valeur de la longueur.

Une fois la valeur moyenne et l'incertitude définies pour chaque série de mesures qui correspondent à une fréquence horloge donnée, on cherche à déduire la valeur réelle de la longueur de la fibre. Cette valeur réelle apparait dans les intervalles $\left[\bar{L} - t_{student} * \frac{\sigma_L}{\sqrt{n}}, \bar{L} + t_{student} * \frac{\sigma_L}{\sqrt{n}}\right]$ définis pour chaque fréquence horloge. L'idée ici est d'utiliser une méthode de régression linéaire *(Gross 2003; Puntanen 2010)* pour définir une courbe de tendance dont le but est de déterminer la valeur réelle commune pour toutes les séries de mesures. Cette courbe prend en compte les valeurs moyennes et les incertitudes de chaque série de mesures. Etant donné que la longueur réelle est indépendante de la fréquence horloge, on s'attend à avoir une courbe de tendance horizontale : y=a+b*x, où b=0. Dans ce cas le coefficient 'a' correspond à la valeur réelle recherchée.

La méthode de régression linéaire qu'on choisit d'employer ici utilise une approche se basant sur la technique des moindres carrés. L'idée est de chercher à minimiser l'expression $\sum_{j=1}^{m} \frac{(\bar{L}_j - (a + bf_j))^2}{\sigma_{\bar{L}_j}}$, où $\bar{L}_j$ est la moyenne des longueurs de la $j^{ème}$ série de mesures effectuée à

la fréquence horloge f_j et $\sigma_{\bar{L}_j}$ $(= t_{student} * \frac{\sigma_{L_j}}{\sqrt{n}})$ est l'incertitude expérimentale. Ceci nous ramène aux expressions analytiques de a et b suivantes :

$$a = \frac{\sum_{j=1}^{m} w_j f_j^2 \sum_{j=1}^{m} w_j \bar{L}_j - \sum_{j=1}^{m} w_i f_j \sum_{j=1}^{m} w_{ji} f_j \bar{L}_j}{\Delta}$$

$$b = \frac{\sum_{j=1}^{m} w_j \sum_{j=1}^{m} w_j f_j \bar{L}_j - \sum_{j=1}^{m} w_i f_j \sum_{j=1}^{m} w_i \bar{L}_j}{\Delta}$$

$$\Delta = \left(\sum_{j=1}^{m} w_j\right)\left(\sum_{j=1}^{m} w_j f_j^2\right) - \left(\sum_{j=1}^{m} w_j f_j\right)^2$$

Où $w_j = \frac{1}{\left(\sigma_{\bar{L}_j}\right)^2}$.

L'incertitude de l'estimation de a et de b est donnée par les expressions suivantes :

$$\sigma_a = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{m} w_j f_j^2}{\Delta}}$$

$$\sigma_b = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{m} w_j}{\Delta}}$$

Une démonstration détaillée de ces expressions figure dans le chapitre IV de la référence *(Protassov 2002)*. D'autres méthodes comme le maximum de vraisemblance peuvent remplacer la méthode des moindres carrés. En revanche, il est indiqué dans les références d'études statistiques que la précision des paramètres déterminés par la méthode des moindres carrés est meilleure. Ceci peut être confirmé par le théorème de Gauss-Markov dont la démonstration est détaillée dans les livres de mathématiques (*(Cailliez et Pagès 1976)* par exemple).

Puisque la droite de régression linéaire doit être horizontale, on devrait avoir dans ce cas b très faible et donc négligeable. Il est aussi possible d'imposer dès le départ d'approcher les résultats expérimentaux par une droite horizontale 'y=a'. Ainsi l'expression des moindres carrés à minimiser devient $\sum_{j=1}^{m} \frac{(\bar{L}_j - a)^2}{\sigma_{\bar{L}_j}}$. Ceci donne les expressions suivantes de a et de son incertitude.

$$a = \frac{\sum_{j=1}^{m} w_j \bar{L}_j}{\sum_{j=1}^{m} w_j}$$

$$\sigma_a = \sqrt{\frac{1}{\sum_{j=1}^{m} w_j}}$$

Dans ce cas la valeur du paramètre 'a' correspond à la moyenne des mesures pondérées par le poids des incertitudes $w_j = \frac{1}{\left(\sigma_{\bar{L}_j}\right)^2}$.

Ainsi, à partir d'un nombre de séries de mesures effectuées à des fréquences horloge différentes, on résout le problème de l'ambiguïté entière de la vraie longueur par une méthode graphique. Ensuite on utilise les moyennes de longueurs de fibre et de leurs incertitudes (déterminées pour chaque série de mesures) dans une méthode de régression linéaire pour définir la valeur du paramètre « a ». Celui-ci correspond à la meilleure estimation de la vraie valeur de la longueur de la fibre. Par la même technique, on détermine aussi l'incertitude sur cette estimation liée aux incertitudes de chaque série de meures.

II. Les étapes expérimentales de la mesure des délais pour la calibration du système

Dans ce paragraphe, on détaille les différentes étapes expérimentales de l'enregistrement des signaux et des traitements effectués pour les calculs des valeurs moyennes des différents délais de chaque voie du système à base de répélites et des incertitudes qui s'y appliquent. On utilise ensuite la méthode de la régression linéaire pour déduire l'estimation des vraies valeurs des délais et leurs précisions. Pour chacun des trois délais à mesurer, il y a six étapes qui se présentent comme suit :

- 1ère étape

  On commence par définir les fréquences horloge du signal sinusoïdal qu'on envoie à l'entrée du laser. Pour déterminer les délais réels et leurs précisions, on prend la liste des fréquences suivantes : 50 MHz, 100 MHz, 150 MHz, 200 MHz, 250 MHz, 300 MHz, 350 MHz, 500 MHz et 1 GHz. Pour chaque fréquence, on répète la même mesure de délais 50 fois. Le signal décalé et le signal de référence sont tous les deux enregistrés dans un fichier ‘‘.scv’’ à chaque mesure. Un oscilloscope est utilisé pour échantillonner les deux signaux et les enregistrer. La fréquence d'échantillonnage et

fixée à 10 GHz et la durée de l'enregistrement est de 5 µs. Ces paramètres sont constants pour l'intégralité des tests effectués. Le choix de ces valeurs est fait de sorte à avoir une reproduction suffisamment nette des signaux sur Matlab à toutes les fréquences.

- 2ème étape

  Le programme Matlab qui servira à mesurer les déphasages prend comme entrée les signaux enregistrés sous le format d'un fichier ''.txt''. A cette étape, on convertit les fichiers ''.scv'' en fichiers ''.txt''. Ceci est réalisé à travers un code Matlab ''convert_cvs_txt.m''. Il est aussi nécessaire de prendre en compte toutes les différences de format entre les deux types de fichiers.

- 3ème étape

  Chaque 50 fichiers ''.txt'' associé à un déphasage S_0-S_i et une fréquence horloge donnée, sont regroupés dans un dossier séparé. Ensuite ils sont traités par le programme Matlab qui nous donne en sortie les mesures de déphasage et les longueurs de fibre correspondantes.

  Avant de lancer le traitement automatique des fichiers, il faut fixer les paramètres du filtre : fréquence centrale et largeur de la bande passante. L'utilité de ce filtre est d'éliminer le bruit sur les spectres des signaux. On a choisi de prendre un filtre étroit pour ne laisser passer que la raie principale du signal dans le but d'éliminer toutes les sources de bruit latéral.

- 4ème étape

  On récupère les résultats de chaque dossier associé à une fréquence horloge donnée et on les enregistre dans un fichier Excel. On associe ensuite à chaque série de résultats une valeur moyenne $\overline{\Delta L}$ de longueur mesurée et un écart type $\sigma_{\Delta L}$.

- 5ème étape

  Après résolution de l'ambiguïté entière, on détermine la valeur d'ambigüité k pour chaque délai et chaque valeur de fréquence. On déduit alors pour chaque série de mesures la valeur moyenne de la longueur totale $\overline{L}$ et son écart type σ_L.

$$\overline{L} = k_{ambigu} * \lambda + \overline{\Delta L} \pm \delta l$$

$$\text{Et } \sigma_L = \sigma_{\Delta L}.$$

- 6ème étape

  On regroupe par la suite les résultats de valeurs moyennes et d'écarts types pour chaque série de mesures dans un seul fichier ‘‘.csv’’ pour appliquer l'approche de régression linéaire. On en déduit la valeur du paramètre ‘‘a’’ qui correspond à la meilleure estimation du délai réel ($\bar{L}$) et sa précision évaluée par l'incertitude σ_a. Pour chacun des délais, on fait varier l'intervalle de confiance de 68% à 99%, pour améliorer la précision de notre estimation.

III. Procédures expérimentales de résolution d'ambigüité pour la mesure des délais

On commence par réaliser les séries d'expériences pour les fréquences les plus basses tolérées par le transmetteur et le récepteur optique : 50 MHz, 60 MHz et 75 MHz. Ces valeurs de fréquence nous donnent les longueurs d'onde suivantes : 6 m, 5 m et 4 m respectivement. On peut donc écrire le système d'équations de congruence suivant :

$$\begin{cases} L = \Delta L_1 mod 6 \\ L = \Delta L_2 mod 5 \\ L = \Delta L_3 mod 4 \end{cases}$$

Ces valeurs de longueurs d'onde entières satisfont la condition principale du théorème des restes chinois (précédemment présenté dans le I). On peut donc appliquer la forme généralisée à un système de 3 équations de ces théorèmes. On déduit alors que la périodicité des valeurs communes associées à ces trois équations est égale au PPCM (6,5,4) qui vaut 60 m.

On présente ci-dessous l'exemple des mesures réalisées pour le deuxième délai S_0-S_2 et la mise en œuvre de l'approche de résolution de l'ambiguïté. On constate que les longueurs calculées pour chaque fréquence se croisent à la valeur 1513 m. Les autres croisements s'effectuèrent 60 m plus loin et aussi 60 m avant cette valeur. Donc on a des croisements possibles à 1573 m et 1453 m. Puisque la différence entre ces valeurs et celle donnée par le constructeur de 1500 m reste inférieure à 100 m, il est donc préférable de refaire des séries de mesures à d'autres fréquences horloge pour décider de la vraie valeur du délai.

Les tests réalisés à 55 MHz et 65 MHz confirment que la valeur réelle du délai est autour de 1513 m. Un cas semblable se présente aussi pour la mesure du 3ème délai S_0-S_3. Il sera détaillé lors de la description des résultats des mesures des délais (chapitre III).

Tableau VII-1 : valeurs de longueurs calculées pour le délai S_0-S_2

Fréquence (MHz)	Longueur d'onde	Longueur mesurée	Ecart type	K initiale	L(k)	L(k+1)	L(k-1)	L(k+2)	L(k+3)	L(k+4)
50	6	2,74381	0,04602	250	1501,71	1507,70	1495,71	1513,70	1519,69	1525,69
60	5	-0,36207	0,02971	300	1498,60	1503,60	1493,60	1508,59	1513,59	1518,59
75	4	-1,36032	0,01963	375	1497,60	1501,60	1493,60	1505,60	1509,59	1513,59

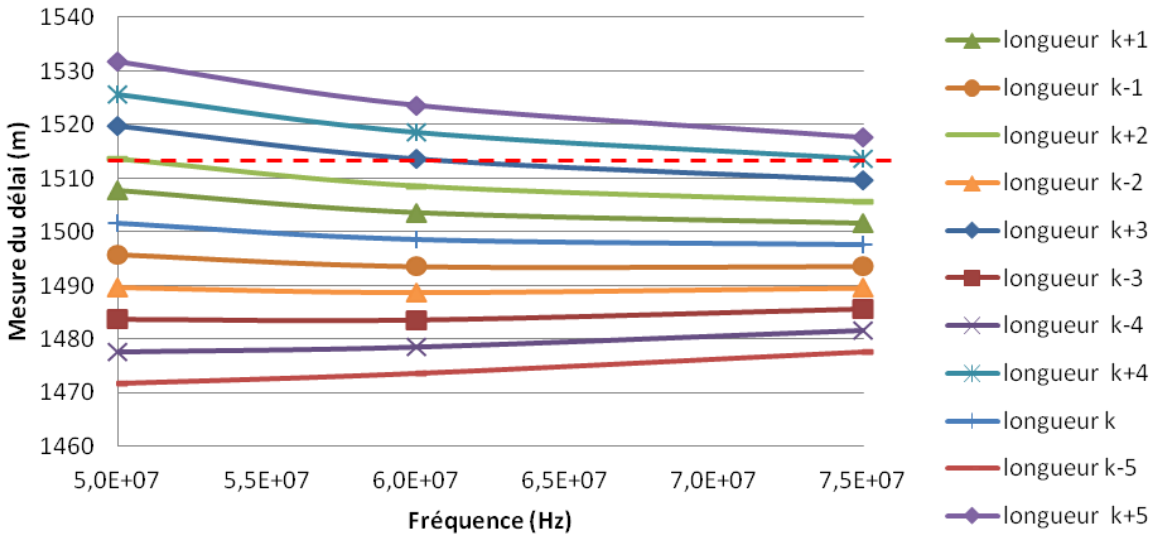


Figure VII-5 : les longueurs calculées pour le 2ème délai en fonction des fréquences et des valeurs d'ambiguïté.

Chapitre VIII : Etape de calibration : mesures expérimentales

Dans ce chapitre, on présente les résultats des mesures des trois délais (S_0-S_1, S_0-S_2 et S_0-S_3) et l'évaluation de leur incertitude. On rappelle la procédure suivie composée des trois étapes suivantes :

Enregistrer les signaux S_0 de référence et S_i pour chaque délai à des fréquences horloge différentes : les enregistrements sont répétés 50 fois pour obtenir une série de 50 mesures à chaque fréquence. L'analyse statistique de ces mesures donne les valeurs moyennes et les écarts types associés à chaque délai et chaque fréquence horloge.

Résoudre le problème de l'ambiguïté entière : à partir des valeurs moyennes calculées à chaque fréquence horloge, on procède à la recherche de la valeur du délai sans ambiguïté. Pour cela, on fait varier la valeur de l'entier k pour chaque fréquence horloge jusqu'à déterminer la valeur de mesure commune à toutes les fréquences. Cette valeur commune correspond à la mesure du délai sans ambiguïté.

Déterminer la mesure précise du délai et son incertitude à travers la méthode de régression linéaire. En utilisant les valeurs moyennes des mesures des délais et les écarts types associés à chaque fréquence horloge, on trace une droite de régression linéaire horizontale (y=a). On déduit ainsi une estimation du délai réel et son incertitude.

Dans la suite, on présente les résultats des deux dernières étapes (de résolution d'ambiguïté et d'estimation du délai réel) pour chacun des délais S_0-S_1, S_0-S_2 et S_0-S_3.

I. Résultats de la résolution d'ambiguïté

La valeur d'ambiguïté initiale k est estimée en utilisant la longueur L_c et l'indice de réfraction n_{ref} donnés par le fournisseur de la fibre optique par l'expression $k = \left\lfloor \frac{n_{ref} \times L_c}{\lambda} \right\rfloor$. La longueur d'onde λ est celle du signal RF à la fréquence horloge choisie. Pour chaque mesure de déphasage associée à un signal RF, on calcule le délai associé aux valeurs d'ambiguïté $k \pm i$, où i est entier positif. Dans la Figure VIII-1, la Figure VIII-2 et la Figure VIII-3, on présente les résultats de la résolution d'ambiguïté pour les délais S_0-S_1, S_0-S_2 et S_0-S_3 respectivement. Dans ces figures, on trace les valeurs des délais calculés pour chaque valeur d'entier i (allant de 0 à i_{max}) en fonction de la fréquence horloge du signal RF. La valeur de i_{max} varie selon la fréquence horloge testée et elle est fixée lorsque une valeur commune est atteinte pour toutes les séries de mesures. On trace une droite horizontale sur chacune des figures pour déterminer cette valeur de délai commun à toutes les fréquences horloge.

Dans le cas du dernier délai S_0-S_3, il y a deux valeurs communes associées à deux entiers différents i (Figure VIII-3). Pour trancher entre ces deux valeurs équiprobables, on refait des mesures du même délai à d'autres fréquences horloge : 54 MHz, 55 MHz, 66 MHz et 80 MHz. En ajoutant cette liste de résultats, l'une des deux valeurs communes (celle autour de 2500 m) est éliminée. La valeur restante correspond à la solution du délai S_0-S_3 sans ambiguïté. Avec un nombre aussi élevé de résultats de mesures, on choisit d'appliquer un algorithme automatique pour trouver la valeur commune (à une incertitude inférieure à 10cm) à toutes les fréquences horloge.

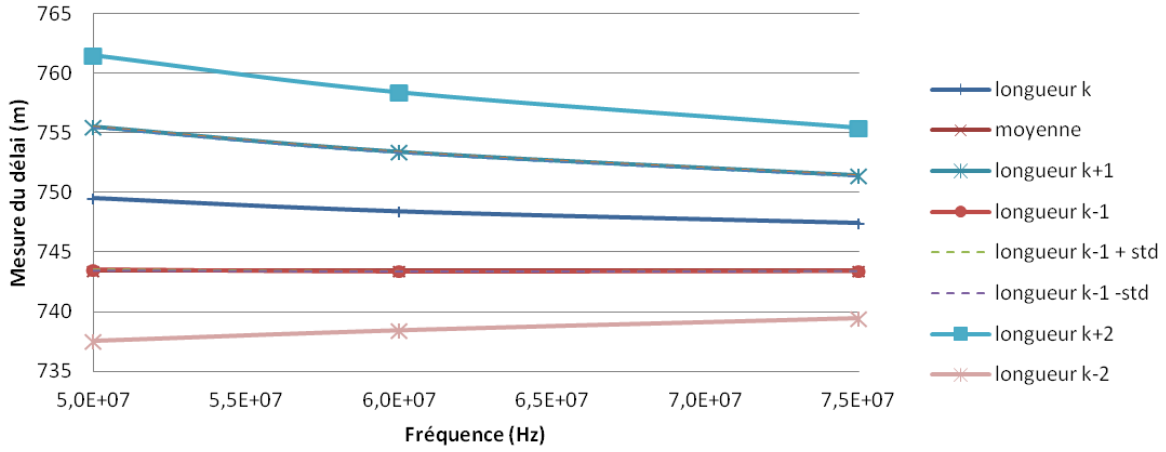


Figure VIII-1: Figure de la résolution d'ambiguïté pour le délai S_0-S_1

Dans la Figure VIII-1, la ligne horizontal correspond à la courbe associée à la valeur d'ambiguïté « k-1 » (longueur k-1). Cette courbe est une droite qui joint la valeur commune déterminée aux trois fréquences horloge.

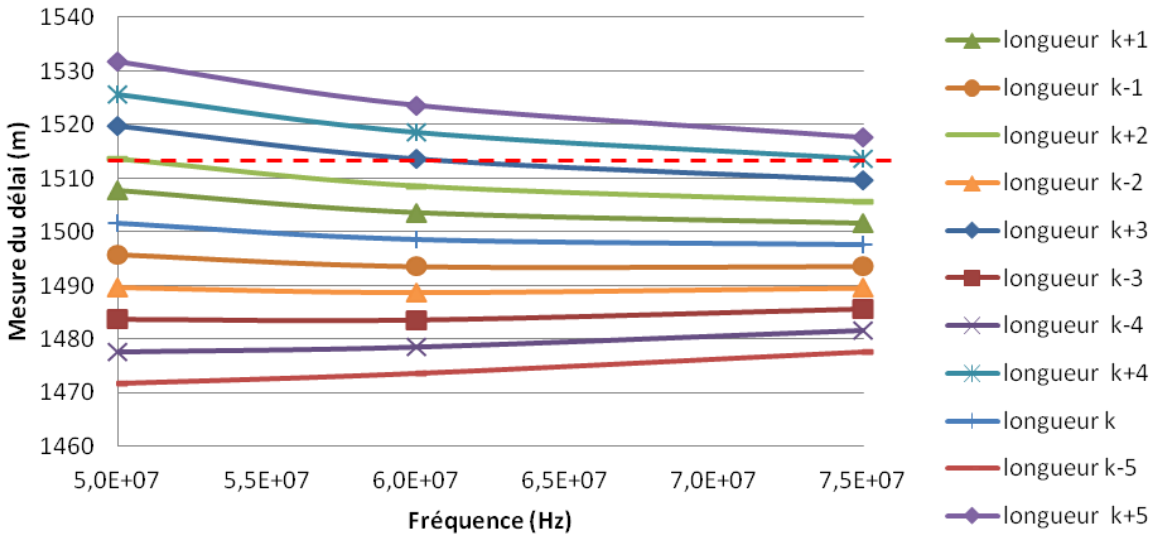


Figure VIII-2 : Figure de la résolution d'ambiguïté pour le délai S_0-S_2

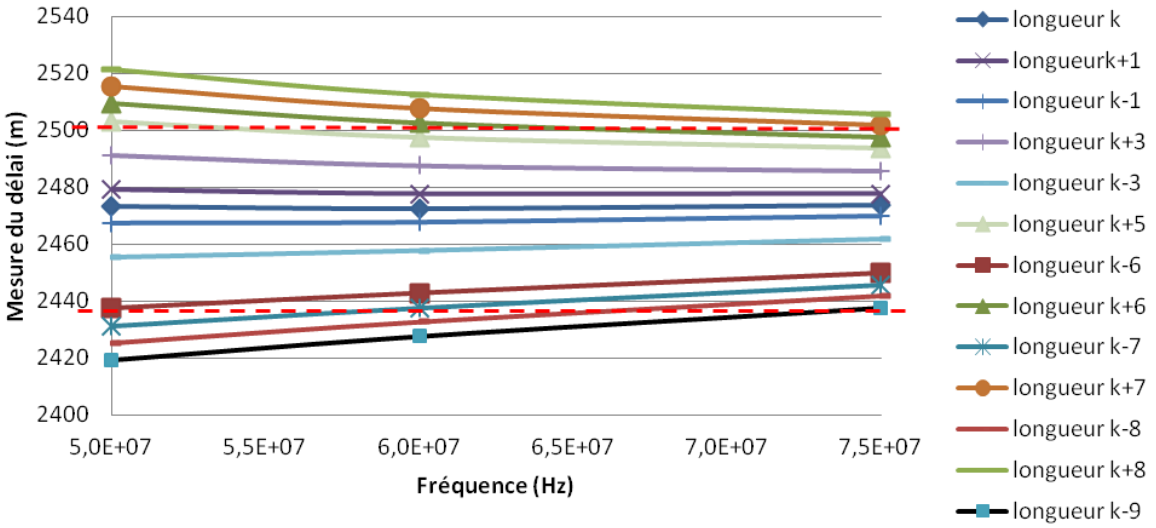


Figure VIII-3 : Figure de la résolution d'ambiguïté pour le délai S_0-S_3

II. Résultats de l'estimation de la valeur réelle des délais et de leurs incertitudes.

Une fois la valeur sans ambiguïté de chaque délai déterminée, on cherche à définir la plus proche estimation de la valeur réelle et son incertitude au moyen des valeurs moyennes et écarts types associés aux différentes fréquences.

A chaque fréquence horloge testée, on associe une mesure de délais non ambigus et son incertitude. La valeur de l'incertitude est estimée par le rapport écart type sur nombre de

mesures effectuée à cette fréquence et l'estimation du délai correspond à leur valeur moyenne. On applique alors, en utilisant ces séries de donnés, la méthode de régression linéaire détaillée au chapitre II pour définir la droite horizontale 'y=a' et son incertitude. La valeur du paramètre « a » correspond à l'estimation du délai réel. L'incertitude associée est équivalente à celle de cette estimation de ce paramètre « a ». Les Figures IX- 4, IX- 5 et IX- 6 présentent les résultats de la méthode de régression linéaire pour les délais S_0-S_1, S_0-S_2 et S_0-S_3 respectivement.

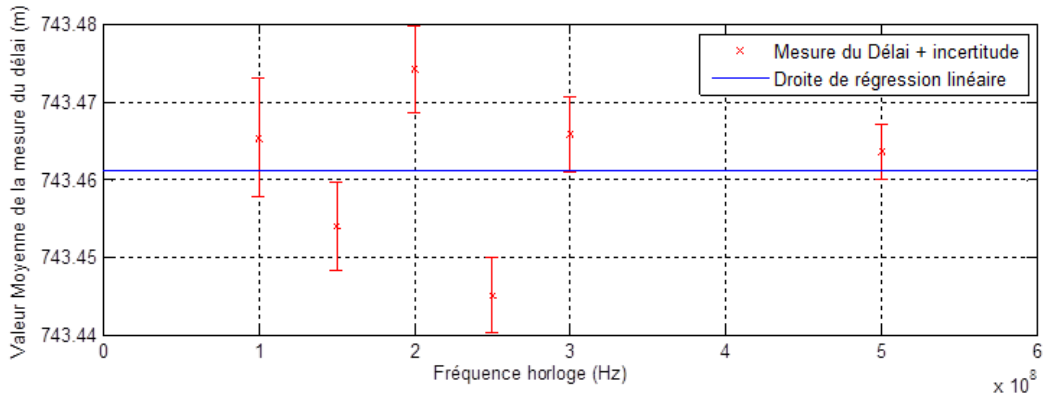


Figure VIII-4 : Tracé de la droite de régression linéaire pour le délai S_0-S_1

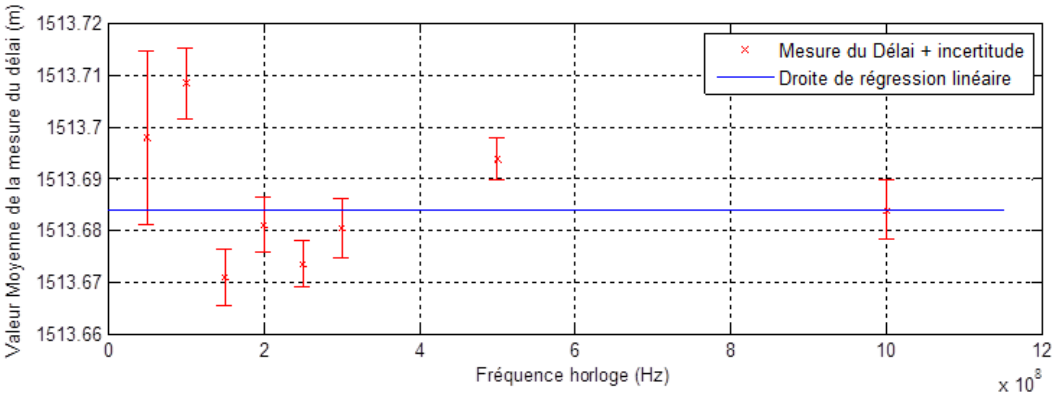


Figure VIII-5 : Tracé de la droite de régression linéaire pour le délai S_0-S_2

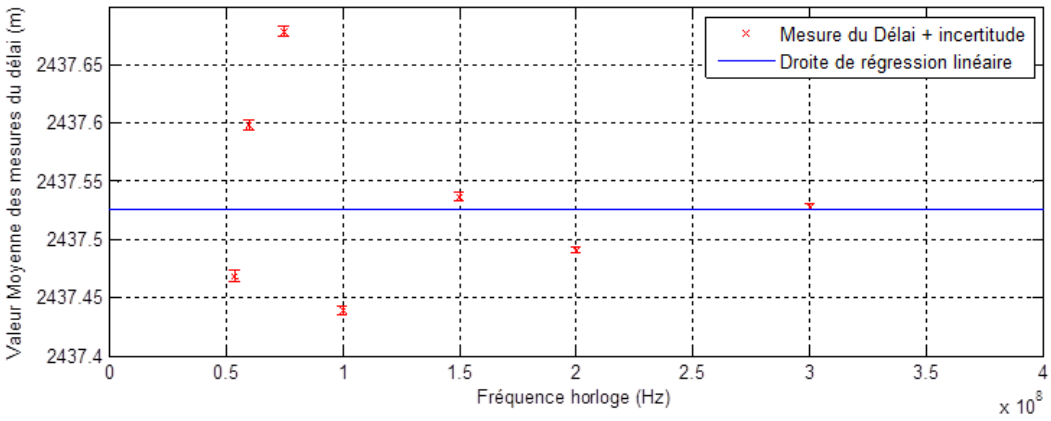


Figure VIII-6 : Tracé de la droite de régression linéaire pour le délai S_0-S_3

Le Tableau VIII-1 résume les résultats de cette étape pour les trois délais. Les incertitudes calculées sont de l'ordre de quelques millimètres. Ces résultats sont donc suffisamment précis (inférieurs au centimètre) pour servir de référence de calibration pour le système à répélites. En effet (comme on l'a expliqué en introduction), pour atteindre des précisions de localisation inférieures au mètre, il est nécessaire de garantir une calibration des délais avec une incertitude inférieure au centimètre. D'après les résultats présentés ci-dessus, cette approche basée sur la mesure du déphasage et la méthode de la régression linéaire satisfait cette condition.

Tableau VIII-1 : les valeurs estimées des trois délais et leurs incertitudes

	Délais mesurés entre les signaux des répélites 0 et i		
	S1 – S0	S2 – S0	S3 – S0
Estimation du délai	743,46	1513,68	2437,52
Incertitude (mm)	2	1,9	1

Dans le chapitre suivant, on cherche à vérifier la compatibilité de notre système optique de décalage et l'approche de calibration avec le système de positionnement à répélites.

Chapitre IX : Les résultats GNSS de calibration des délais et des tests de localisation indoor.

L'objectif de ce chapitre est de valider le système à répélites à base de fibre optique que nous avons mis en œuvre. La validation que nous proposons consiste à vérifier que les signaux transportés par voies optiques sont exploitables par l'approche GNSS basée sur la mesure de pseudodistance. Cette validation sera obtenue à travers l'évaluation des délais initiaux des signaux émis par les répélites. Ces délais seront comparés à ceux mesurés par la méthode optique.

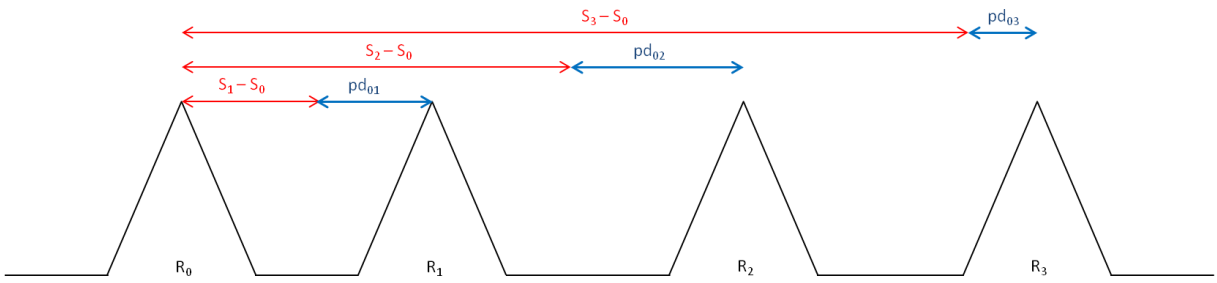
Cette approche permet finalement de vérifier d'une part que les signaux GNSS récupérés à la sortie du système optique demeurent compatibles avec le récepteur GNSS. Elle permet d'autre part d'estimer les erreurs de l'approche de calibration GNSS.

Pour finir, on présente dans ce chapitre les premiers résultats de localisation du système à répélites.

I. Calibration par l'approche GNSS

1. Principe de la méthode de calibration.

Le système de retards optiques est destiné à décaler suffisamment des signaux GNSS provenant d'un satellite unique pour qu'ils n'interfèrent pas entre eux une fois réémis *(Fluerasu et al. n.d.)*. La Figure IX-1 montre ce que peut être la corrélation à la réception des signaux des quatre répélites.



R_0 : signal du répélite 0
R_1 : signal du répélite 1
R_2 : signal du répélite 2
R_3 : signal du répélite 3
$S_i - S_0$: délai initial entre répélite 0 et répélite i.
Pd_{0i+1} : délais du à la propagation en espace libre entre répélite 0 and répélite i.

Figure IX-1 : Corrélation à la réception d'un signal émis par un système répélite

Comme on le voit sur la Figure IX-1, à la réception les retards ont deux composantes : une composante systémique (provenant du retard optique) et une composante liée à la propagation. Afin d'accéder au retard systémique, on doit s'arranger pour effectuer des mesures en annulant les retards liés à la propagation. Ceci est tout à fait aisé à réaliser en branchant directement le récepteur sur les trois sorties recombinées à l'aide d'un combineur placé à l'envers. Il n'y a alors plus aucune composante de propagation, et ne restent que les différences liées aux entrées/sorties du combineur qui sont soit négligeables, soit connues. La Figure IX-2 montre le montage ainsi réalisé.

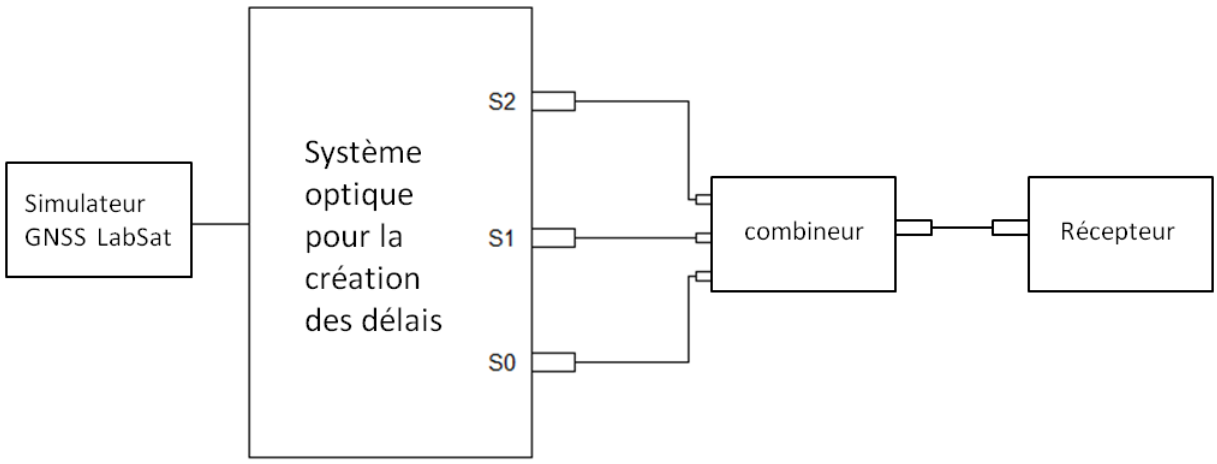


Figure IX-2 : Montage de calibration du système.

Le récepteur utilisé est un récepteur logiciel IFEN SX-NSR. Il est ainsi possible de le programmer pour qu'il gère la réception un peu particulière des signaux répélites. On a également la possibilité d'enregistrer les échantillons de signal et de les rejouer à volonté : on connaît donc parfaitement le comportement du récepteur. Celui-ci est programmé pour poursuivre la procédure suivante :

- Acquisition des signaux : chaque canal de réception (4 ici) suit la même procédure d'acquisition. On s'arrange donc pour qu'ils s'accrochent tous les trois sur le même signal : le signal 0, celui qui n'est pas retardé.
- Phase de poursuite étape 1 : les quatre signaux commencent la poursuite, les boucles de poursuite se mettent en action. On a vu que, selon la procédure, les quatre canaux suivent le même signal, en conséquence les corrélateurs de chaque boucle sont centrés sur le même pic et les quatre mesures de pseudodistances sont pour l'instant égales.

- Phase de poursuite étape 2 : à un instant donné, on donne l'ordre au récepteur d'induire des déphasages approximatifs sur les canaux 1 et 2 de telle sorte que les boucles de poursuite de chaque canal puissent s'accrocher respectivement sur les signaux 1, 2 et 3. On a forcément une idée de la valeur des retards induits par le système optique, on choisit donc les déphasages que l'on induit en fonction de cette connaissance. Il faut un certain temps (quelques dizaines de secondes) pour que les corrélateurs des canaux 1, 2 et 3 s'alignent parfaitement sur leurs nouveaux pics (Figure IX-2).
- Phase de poursuite étape 3 : on laisse l'enregistrement se poursuivre pendant 15 minutes en récupérant les pseudodistances mesurées.
- Etape finale : on calcule la moyenne des différences entre les pseudodistances issues des canaux 0 et 1, 0 et 2 et 0 et 3. Ces valeurs ajoutées aux déphasages approximatifs que l'on a induits correspondent aux retards que l'on cherche à évaluer.

Dans une première étape, pour nos premiers tests, on utilise les signaux des trois premiers répélites. Ensuite, on appliquera la même procédure aux quatre signaux.

La Figure IX-3 résume les étapes de cette procédure de calibration.

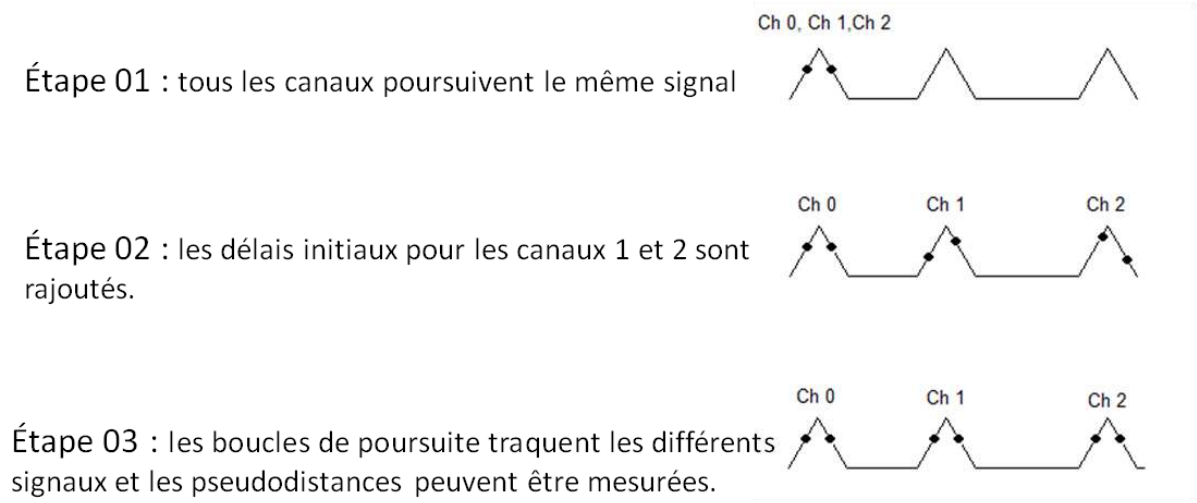


Figure IX-3 : processus de calibration

Pour vérifier l'efficacité de cette procédure, on peut éventuellement relancer le processus en induisant cette fois les valeurs déterminées par le premier processus à l'étape de poursuite 2. Dans ce cas les valeurs de pseudodistances mesurées devraient être nulles. Ce procédé est simple et ne présente aucune difficulté d'implémentation. Dans le but de vérifier l'efficacité de l'algorithme utilisé, on applique cette étape de calibration à des signaux simulés par le

générateur Spirent. Ce générateur nous permet de simuler des trajets multiples retardés par des délais précis.

2. Validation de la méthode

Dans le paragraphe suivant, on cherche à valider cette méthodologie de calibration GNSS avec des délais connus au préalable. On utilise un générateur de signaux SPIRENT GSS6567. Ce générateur de signaux GNSS joue le rôle de notre système de répélites dans cette phase de validation. Il a la capacité de créer des scénarii, notamment pour l'étude des trajets indirects. Nous pouvons donc créer un scénario d'émission dans lequel on se trouve en présence d'un signal unique, le satellite GPS numéro 31, qui sera dupliqué deux fois comme s'il s'agissait de trajets indirects. Mais les retards choisis sont suffisants pour que les pics de corrélation ne se recoupent pas. En branchant le récepteur à la sortie du SPIRENT, on appliquera la méthode de calibration décrite précédemment. Si les retards que l'on mesure correspondent à ceux que l'on induit dans le scénario, cela signifie que la méthode de calibration est au moins aussi précise que le générateur SPIRENT. La Figure IX-4 montre le montage de la Figure IX-2 modifié.

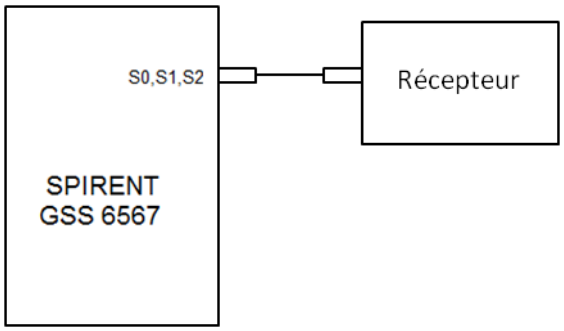


Figure IX-4 : calibration avec GSS6567

La recombinaison des signaux sur une voie unique est assurée entièrement par le SPIRENT comme le montre la Figure IX-4. Le Tableau IX-1 donne les résultats obtenus avec le générateur SPIRENT :

Tableau IX-1 : les résultats de calibration pour la phase de validation

	Canal 0 / Canal 1	Canal 0/ Canal 2
Délais GSS 6567 (m)	732,6306	1465,2613
Délais mesurés (m)	732,6334	1465,2598
Différence (m)	0,0028	-0,0015

On a une différence entre ce qui est induit et ce qui est mesuré de quelques millimètres : c'est une précision tout à fait acceptable étant données les ambitions du système. Dans une situation réelle le récepteur GNSS a une précision de l'ordre de 50 cm. Cependant, la qualité du signal GNSS peu bruité émis par le Générateur Spirent justifie cette haute précision de quelques millimètres.

3. Résultats de la calibration

On procède de la même manière mais cette fois-ci avec le système à répélite à base de fibre optique. On obtient les résultats reportés dans le Tableau IX-2 pour les trois délais mesurés pour les 4 signaux des répélites :

Tableau IX-2 : les résultats de calibration du système à répélites

	Canal 0 / Canal 1	Canal 0/ Canal 2	Canal 0/ Canal 3
Délais mesurés (m)	898,539	1823,532	2437,5

II. Comparaison des résultats de calibration à ceux de l'approche GNSS

La comparaison des résultats des deux approches de calibration a pour objectif d'évaluer la compatibilité des mesures basées sur le déphasage des signaux sinusoïdaux avec les mesures GNSS. L'idée est donc de vérifier si les mesures faites par la première méthode (jugée plus précise) sont de même ordre que les mesures de différences de pseudodistances données par le récepteur GNSS. Cette étape permet de vérifier la concordance entre les deux résultats et par conséquence confirmer la compatibilité des résultats de première calibration au technique GNSS.

Dans le Tableau IX-3, on calcule les différences entre les délais obtenus par l'approche optique et l'approche GNSS. Les valeurs de différences obtenues sont de quelques dizaines de centimètres. Etant donné que l'approche GNSS de calibration est basée sur la mesure de pseudodistances, sa précision est équivalente à celle du récepteur GPS qu'on estime à 1 mètre. D'autre part les incertitudes évaluées dans le cas de l'approche optique ne dépassent pas le centimètre. Par conséquent, on peut justifier les différences obtenues entre les résultats de ces deux approches par les incertitudes du récepteur GPS.

Tableau IX-3 : Comparaison des résultats de calibration des deux approches.

	Délais mesurés entre les signaux des répélites 0 et i		
	S1 – S0	S2 – S0	S3 – S0
Délais de l'approche optique (m)	743,46	1513,68	2437,52
Délais de l'approche GNSS (m)	742,67	1513,89	2437,5
Optique–GNSS (m)	0,79	-0,20	0,02

On en conclue alors que les résultats de l'approche de calibration optique sont compatibles avec ceux de l'approche GNSS. Dar ailleurs, on en déduit aussi que le système optique des décalages (par propagation sur fibre) n'introduit pas de distorsion supplémentaire du signal GNSS. En effet la similitude entre les délais calculés par l'approche GNSS et ceux donnés par la méthode optique à des précisions de quelques millimètres prouve que la qualité signal GNSS récupéré à la sortie des démodulateurs ne s'est dégradée. On peut donc, suite à cette comparaison, valider le fonctionnement du système à décalage et de l'approche optique de calibration.

Puisque la méthode de calibration optique basée sur la mesure de déphasage s'avère être plus précise que l'approche GNSS, on décide de prendre ses mesures de délais comme notre référence de calibration. Ainsi lors des tests de localisation du système à répélites, on attribuera aux valeurs des délais (initiaux) systémiques fournis au récepteur, celles mesurées par l'approche optique et compatible au technique GNSS. Puisque l'incertitude de ces mesures est de quelques millimètres, l'objectif de calibrer le système à répélites avec une précision inférieure au centimètre doit être atteint.

L'étape suivante est donc d'évaluer la précision du système de positionnement en indoor pour valider cet objectif.

III. Résultats des tests de positionnement du système répélites à base de fibre optique

1. Système de positionnement à répélites déployé en indoor.

Dans le but de valider le fonctionnement du système des répélites à base de fibre optique, on évalue ses performances de calcul de position en indoor. Les tests se déroulent dans une salle faisant 15 mètres de long sur 10 mètres de large. Quatre répélites sont placés en hauteur dans les coins de l'espace de test. Les photos de la Figure IX-5 montrent notre environnement de test et l'antenne émettrice (répélite). Cet environnement est constitué de plusieurs fenêtres et

d'une série de radiateurs ayant une surface réflectrice pour les signaux GNSS. Un tel espace correspond à un environnement typique dans lequel le système à répélites est susceptible d'être déployé. Dans un tel espace, des signaux satellitaires sont rarement détecté. Etant donné que cette salle se trouve au sous sol, il est impossible de calculer une position même si on se place à coté des fenêtres.

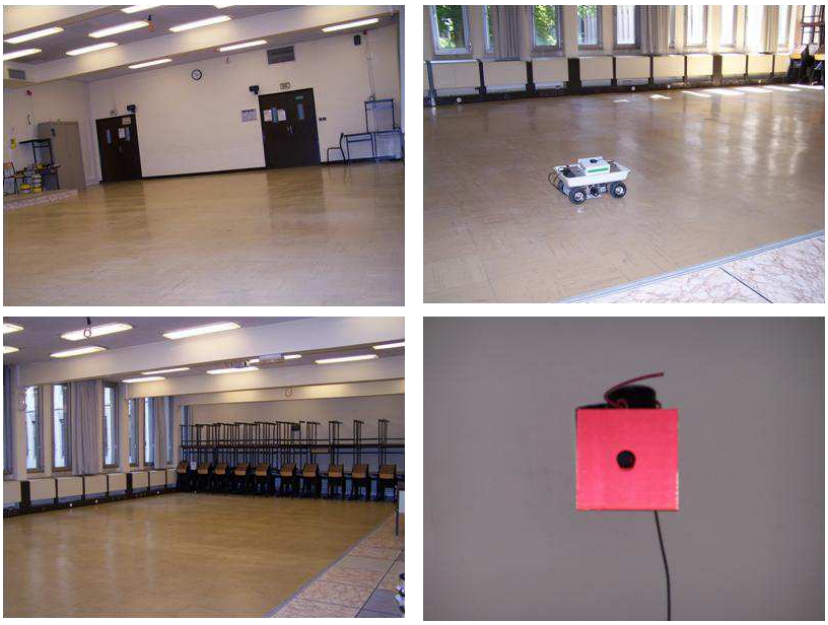


Figure IX-5 : photos de l'espace de test et d'un répélite

Le référentiel choisi dans cet environnement $(o, \vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$ est centré sur l'un des coins de la salle et ses axes $\vec{x}, \vec{y}$ et $\vec{z}$ sont représentés dans Figure IX-6. Les coordonnées des répélites placés proche du plafond, dans le référentiel local choisi, sont données dans le Tableau IX-4. Ces valeurs sont utilisées par l'algorithme de calcul de position.

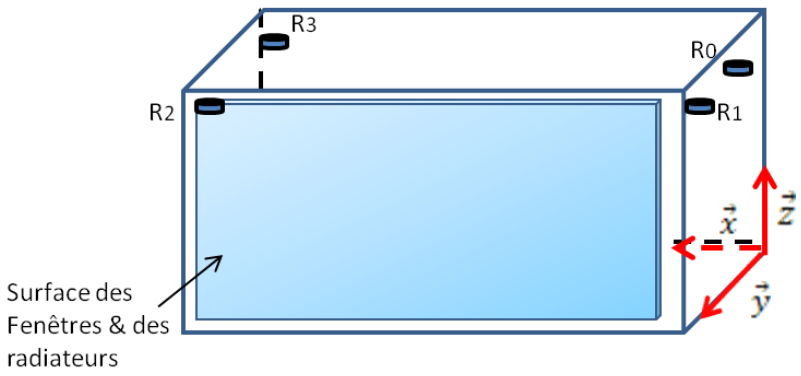


Figure IX-6 : référentiel local

Tableau IX-4 : coordonnées des répélites

	X (m)	Y (m)	Z (m)
Rép 0	2,73	0,09	2,80
Rép 1	12,37	0,05	2,70
Rép 2	13,06	9,22	3,22
Rép 3	0,08	8,68	3,25

L'infrastructure du système de positionnement est composée du simulateur de signaux GNSS LabSat[16], du modulateur optique, du coupleur ¼ et du démodulateur. Les bobines de fibres de 200 mètres sont déroulées depuis le générateur GNSS jusqu'aux positions des répélites. Ensuite la sortie du démodulateur est connectée à l'antenne émettrice du répélite. Pour équilibrer les niveaux de puissance RF, on adapte les gains des amplificateurs de chaque transmetteur optique de façon à avoir la même puissance transmise par toutes les antennes. Cette puissance respecte le seuil maximal de -50 dBm exigé par la commission Spatiale Européenne *(ECC REPORT 168 2011).*

Avant de commencer les tests de localisation, on calibre le système en utilisant l'approche détaillée dans le chapitre II. Les valeurs des délais systémiques estimées sont rentrées comme données à l'algorithme de localisation implémenté sur le récepteur IFEN SX-NSR.

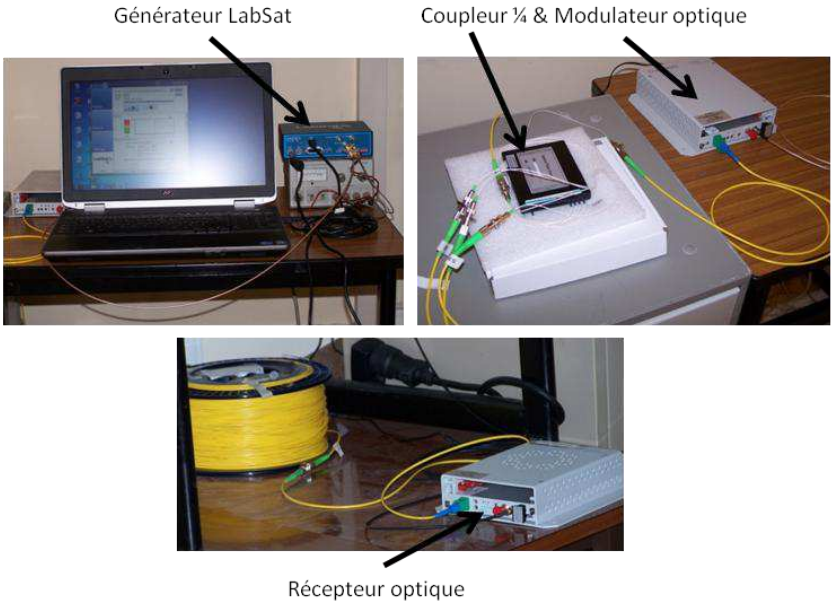


Figure IX-7 : montage du système de localisation

[16] Le LabSat permet d'enregistrer et de rejouer des signaux GNSS (GPS et Glonaas). Ici il remplace le génértaeur Spirent.

2. Résultats des tests de positionnement en indoor

L'objectif de ces tests de localisation est de valider le fonctionnement du système à base de fibre optique. L'algorithme de calcul de position utilisé est basé sur un programme standard du récepteur GNSS. Ce programme est adapté (par M. Vervisch Picois) aux spécificités du système à répélites à savoir un code unique émis par tous et un délai initial associé à chacun. L'algorithme d'acquisition commence par détecter un seul signal sur tous les canaux qu'on associe aux quatre répélites. Ensuite, l'algorithme définit une zone de recherche pour chaque canal en fonction de la position du premier signal détecté et des délais initiaux mesurés dans la phase de calibration. Chaque délai est attribué à un répélite dont les coordonnées sont données dans l'algorithme. Au moyen de cette correspondance (entre les délais et les répélites), on associe à chaque signal le répélite émettant. Ceci nous permet de mesurer les pseudodistances associées à chaque répélite. On déduit alors par la méthode standard de calcul de coordonnées (x,y,z) *(D.Kaplan & J. Hegarty 2006)* la position du récepteur GNSS.

Dans un premier temps, on procède à des tests pour des positions fixes du récepteur. Dans ce cas l'antenne réceptrice est positionnée dans un point dont on veut calculer les coordonnées dans le repère local. Dans ce cas on applique la méthode du localisation absolu se basant sur les mesures de pseudodistance (phase du code). En comparant les résultats obtenus aux coordonnées réelles, on constate que les différences varient de 50 cm dans certaines positions à quelques mètres pour d'autres. Ces résultats sont donc insuffisants pour tirer une conclusion définitive sur le fonctionnement et les performances de notre système. Ces erreurs de localisation sont dues en partie aux effets des multi-trajets et du problème d'éblouissement. Pour réduire l'influence de ces phénomènes, on peut utiliser les techniques développer dans ce but notamment la SMICL et la DTT. Néanmoins pour ces premières expériences, on préfère valider le fonctionnement du système et on implémentera la SMICL et la DTT dans une deuxième phase pour améliorer ses performances.

Une deuxième solution consiste à faire des tests de localisation durant un déplacement du récepteur. Dans ce cas le récepteur prend en données sa position initiale. Ensuite il suit l'évolution de la phase de la porteuse des signaux des répélites pour déterminer sa position au cours de son déplacement. L'influence des multi-trajets sur la mesure de phase de porteuse est faible. Il est donc possible d'évaluer l'efficacité de notre système à travers cette approche en comparant la forme de la trajectoire réelle à celle tracée par le récepteur.

Pour déplacer l'antenne réceptrice suivant des trajectoires linéaire ou circulaire, on utilise un robot téléguidé. Ce robot porte le boitier du récepteur connecté à son antenne et à l'ordinateur portable qui permet de le piloter. Une photo du robot est présentée dans la Figure IX-8.

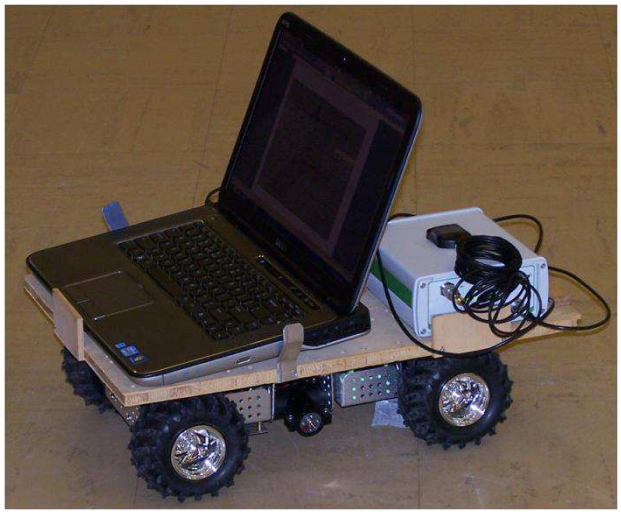


Figure IX-8 : robot téléguidé portant le récepteur GNSS et l'antenne réceptrice

Avant de commencer les tests, on délimite la zone où tous les signaux sont reçus à des niveaux de puissances proches. Si le rapport de puissance entre deux signaux reçus dépasse 15 dB, le signal le plus faible est noyé dans le bruit. Ceci est la conséquence du phénomène d'éblouissement. Dans ce cas le récepteur GNSS ne le détecte plus. Quand on se place dans la zone délimitée précédemment, on garantit la réception des signaux des quatre répélites. Cette zone est délimitée par les quatre points donnés dans le Tableau IX-5.

Tableau IX-5 : coordonnées des points limites

	X (m)	Y (m)	Z (m)
Point 1	9,91	5,55	0,02
Point 2	6,11	6,18	0,02
Point 3	4,88	3,43	0,02
Point 4	8,19	1,9	0,23

Les résultats des tests de localisation sont représentés dans les Figures Figure IX-9 et Figure IX-10. Sur ces figures, les points en croix rouges représentent les positions des répélites et ceux en violet ceux des quatre points limitant la zone de tests. Le triangle vert est celui de la position initiale à partir de laquelle le récepteur commence son déplacement. Les points en bleu représentent les positions calculées par le récepteur GNSS le long de la trajectoire suivie dont une estimation est tracée en rouge.

La forme générale des deux trajectoires ressemble à celle suivie par robot (trajectoire estimé en ligne rouge) .Etant donné qu'on n'a aucun suivi en temps réel du déplacement du robot et du calcul de position, on ne peut pas comparer les coordonnées des points calculés aux positions réelles. Mais puisque le point de départ et le point d'arrivé sont presque confondus, la comparaison de leurs coordonnées nous donne une idée sur la précision du système. En effet, la distance séparant le point initial de départ du point d'arrivée calculé par le récepteur est de quelques décimètres. Ces premiers résultats semblent alors assez satisfaisants. Ils sont donc la conséquence d'un fonctionnement correct de notre système des répélites.

Il est clair que cette première série de tests ne suffit pas pour tirer une conclusion sur la précision du système en indoor. Des expériences, permettant de comparer le déplacement du récepteur et les positions calculées en temps réel, sont prévues. Dans ce cas on aura une idée des précisions de tous les points de la trajectoire. En outre, une deuxième phase d'amélioration du système consiste à implémenter la SMICL et la DTT pour réduire l'erreur induite par les multi-trajets et l'éblouissement.

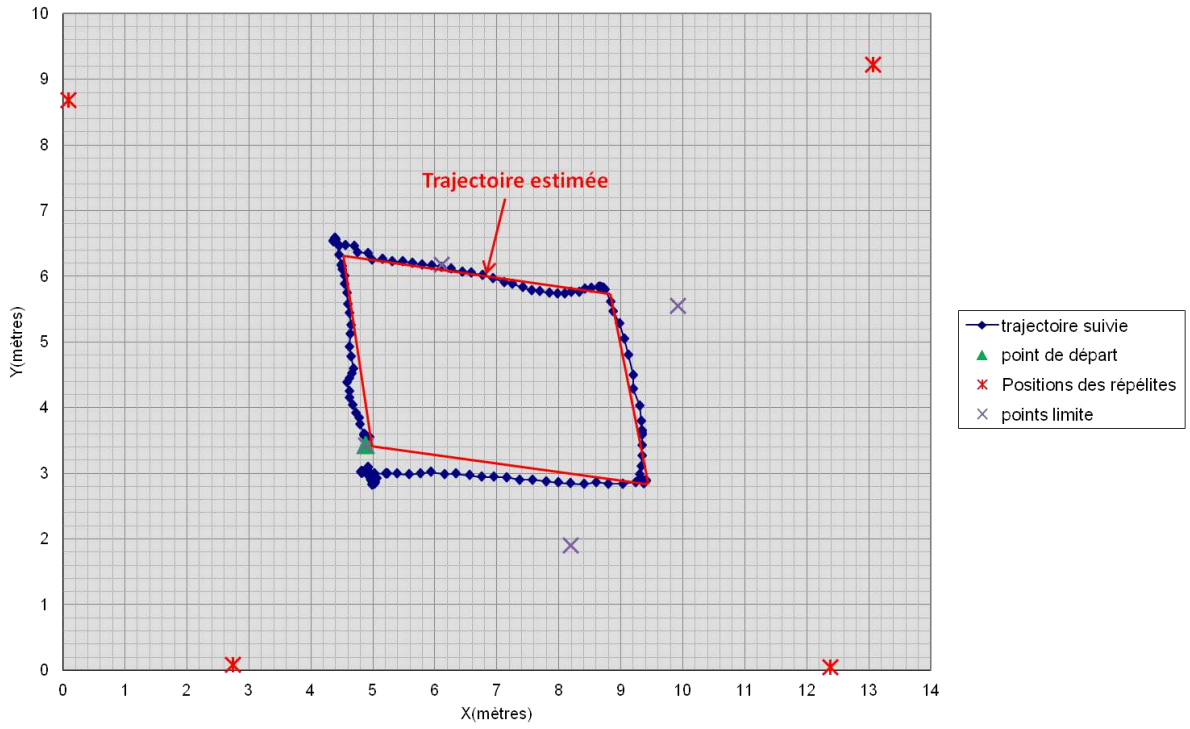


Figure IX-9 : test de trajectoire linéaire

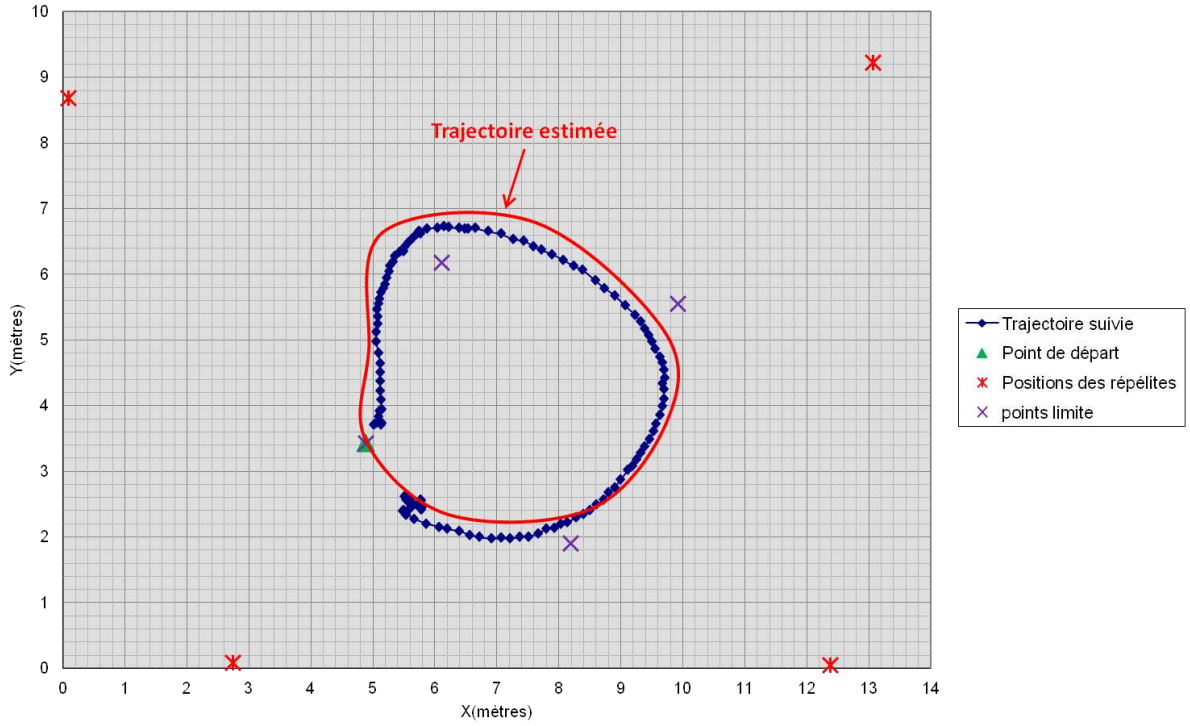


Figure IX-10 : test de trajectoire circulaire

3. Conclusion

Pour conclure, on a décrit la mise en œuvre et le déploiement de notre système à répélites dans un espace intérieur typique. Les tests de localisation dans cet environnement nous ont permis d'évaluer l'erreur de calcul pour une position fixe ainsi que pour la forme générale de trajectoires lors du déplacement du récepteur. Ces premiers résultats obtenus sont à améliorer. Ils permettent cependant dans un premier temps de valider le fonctionnement du système à répélites à base de fibre optique en attendant les futures expériences (en temps réel).

Les erreurs de mesure pour les points fixes sont inférieures au mètre pour les positions se trouvant dans la zone de test. Par conséquent, on peut donc confirmer que les résultats de la phase de calibration sont suffisamment précis pour assurer une marge d'erreur de quelques décimètres. Ainsi l'étape de calibration des délais a atteint ses objectifs.

IV. Conclusion sur la mise en œuvre du système à répélites à base de fibre optique

Dans cette deuxième partie, on a étudié la nouvelle architecture de notre système indoor à base de fibre optique. Les avantages nombreux de ce support de signal ont fait de lui le meilleur moyen pour remplacer les câbles coaxiaux et créer les différents délais systémiques.

On a donc mis en œuvre le système à répélites en utilisant la fibre optique. Le signal GNSS est converti en signal optique au moyen d'un modulateur direct (transmetteur optique) puis reconverti en signal RF au moyen d'un démodulateur (récepteur optique). Pour valider le fonctionnement du montage optique, les signaux récupérés à la sortie des démodulateurs sont envoyés dans un récepteur GPS pour vérifier leurs caractéristiques. La qualité de ces signaux en termes de niveaux de bruit et de puissance RF est assurée, reste alors la question de la calibration des délais réels introduits sur chaque signal.

Une méthode d'estimation des délais réels basée sur la mesure de déphasages est implémentée. Par ailleurs une deuxième technique basée sur la mesure des pseudodistances est aussi utilisée pour calibrer ces délais. La comparaison des résultats et des performances en termes d'incertitudes de ces deux approches prouve leur convergence à une différence de quelques décimètres. Cette différence est principalement due à la précision du récepteur GPS évaluée à moins d'un mètre. On conclue alors sur la validité de la méthode de calibration optique et le bon fonctionnement du système des décalages. Par conséquent les résultats de l'approche optique, basée sur la mesure de déphasage des signaux sinusoïdaux, sont considérés comme notre référence de calibration du système à répélites.

D'autre part cette technique permet d'avoir un moyen d'auto-calibration du système de localisation, indépendant de la mesure de position, peu coûteux et avec une précision satisfaisante inférieure au centimètre). Il est aussi remarquable qu'une telle approche n'ait pas besoin de matériel spécifique pour réaliser ses mesures. Cette méthode de calibration répond donc à tous les besoins de notre à système : à savoir sa simplicité, son autonomie et sa précision.

Pour finir, on a effectué une première série de tests de localisation qui s'est avérée prometteuse. Les résultats de positionnement relatif obtenus sont estimés à quelques décimètres de la trajectoire réelle.

Conclusion et perspectives

Avec le système à répélites, on offre une continuité du service GNSS de localisation fonctionnant à l'extérieur avec des précisions suffisantes (inférieures au mètre). Cette solution reste favorisée par rapport aux autres solutions proposées pour la localisation en indoor puisqu'elle garantit l'utilisation des même ressources matérielles et logicielles quand on passe de l'extérieur vers l'intérieur. Dans le cadre de ce système, on a réalisé un ensemble d'études pour améliorer son architecture et réduire les interférences qu'il peut induire sur les signaux extérieurs.

Pour conclure sur les travaux réalisés durant cette thèse, on résume les résultats obtenus dans les deux parties et on décrit le système à répélite optimisé au moyen ces travaux. On détaillera, par la suite, les perspectives envisagées. Dans la première partie, les différents codes proposés pour le système à répélites offrent un gain en puissance d'interférence satisfaisant (autour de 16 à 20 dB). D'autre part les fonctions d'autocorrélation de ces codes ne présentent aucuns pics secondaires, d'où leur parfaite adéquation avec les répélites et l'utilisation de la DTT. En effet dans ce cas on n'est plus contraint par les positions des pics secondaires pour choisir les délais initiaux et le nombre de répélites à utiliser.

Dans la deuxième partie, on a utilisé la fibre optique pour alléger l'infrastructure et créer les différents délais initiaux par propagation du signal (dans un milieu guidé qui est la fibre optique). Dans le but de déterminer avec précision les délais initiaux réels pour garantir une précision de localisation inférieure au mètre, on a développé une méthode de calibration des délais des répélites. Les résultats d'estimation des délais sont obtenus avec une incertitude estimée de quelques millimètres.

Nous concluons avec les premiers résultats des tests de localisation indoor utilisant le système. Ces premières observations semblent satisfaisantes et promettent une précision de l'ordre de quelques décimètres en indoor.

Dans le futur système à répélites, le générateur GNSS envoie une séquence maximale IMBOC, idéale en termes d'autocorrélations. Ceci permettra une utilisation optimale du principe des répélites et de la DTT. Après création des délais par l'architecture optique, la méthode de calibration des délais à des incertitudes millimétriques limite la marge d'erreur du calcul de position en indoor. On bénéficie ainsi des avantages des travaux que j'ai réalisés pour un fonctionnement optimal des répélites. De plus, en intégrant la SMICL et la DTT développées précédemment, on profite de la réduction des effets des trajets indirects et de

l'éblouissement. On crée ainsi un système à répélites avec une architecture allégée, à faible niveau d'interférence avec les signaux satellitaires et intégrant différentes techniques de réduction des erreurs de position.

En ce qui concerne les perspectives de mes travaux, je suggère d'étudier les codes résultants des combinaisons de plusieurs codes IMBOC à différentes valeurs de p de façon similaire à celle de la CBOC ou la CBCS. De telles combinaisons peuvent apporter une amélioration supplémentaire en termes d'interférences inter-système.

Par ailleurs, l'étude des codes menée dans ces travaux concerne uniquement la bande L1. On peut envisager d'étendre cette étude et la technique des codes IMBOC aux autres bandes GNSS L2 et L3.

Une autre perspective intéressante concerne une nouvelle méthode de détection des trajets indirects. Celle–ci se base sur les figures d'intercorrélation, entre la séquence maximale et sa version modulée en IMBOC à p défini (pair ou impair). Ces tracés de corrélation sont composés de p pics secondaires de largeur égale à $\frac{2}{p}$ chip (de la m-séquence) qui apparaissent au début et à la fin de la séquence. En dehors de ces pics la fonction d'intercorrélation est nulle ou quasi-nulle. Sur de telles figures de corrélation, un trajet indirect de longueur supérieure à $\frac{1}{p}$ chip peut être distingué du trajet direct. Dans une deuxième étape, il faudra chercher à améliorer les performances de cette méthode pour détecter des multi-trajets plus courts que $\frac{1}{p}$ car il semble qu'ils soient dominants en indoor.

Références

(Akrout et al. 2008)	Akrout, A. A., A. Shen, G. Duan, and A. Romdane, "Etude du «chirp» et de l'intervalle spectrale libre des modes Fabry-Perot d'une diode laser verrouillée en mode"**,** 2008.
(Avila-Rodriguez 2008)	Avila-Rodriguez, J.-A., On Generalized Signal Waveforms for Satellite Navigation, 2008 Bundeswehr München, 438 pp. http://137.193.32.1/research/docs/phd_Jose_Angel_Avila_Rodriguez.pdf.
(Avila-Rodriguez et al. 2006)	Avila-Rodriguez, J.-A., S. Wallner, and G. W. Hein, 2006: How to optimize GNSS signals and codes for indoor positioning.
(Bally & Berroir 2008)	Bally, F.-X., and J.-M. Berroir, Incertitudes expérimentales, 2008. http://poisson.ens.fr/Ressources/incertitudes.pdf
(Barnes et al. 2003)	Barnes, J., C. Rizos, J. Wang, D. Small, G. Voigt, and N. Gambale, Locata: A new positioning technology for high precision indoor and outdoor positioning. Proceedings 2003 International Symposium on GPS$\backslash$ GNSS, 9–18.
(Barnes et al. 2006)	Barnes, J., C. Rizos, M. Kanli, and A. Pahwa, A Positioning Technology for Classically Difficult GNSS Environments from Locata. Position, Location, And Navigation Symposium, 2006 IEEE/ION, 715– 721.
(Binhao et al. 2010)	Binhao Wang, Guofeng Yan, and Chunsheng Yan, Fiber length and chromatic dispersion measurement technology using a novel optical frequency domain reflectometry. Adv. Optoelectron. MicroNano-Opt. AOM 2010 OSA-IEEE-COS, 1–3, doi:10.1109/AOM.2010.5713515.
(Bird & Arden 2011)	Bird, J., and D. Arden, Indoor navigation with foot-mounted strapdown inertial navigation and magnetic sensors [Emerging Opportunities for Localization and Tracking]. Wirel, 2011. Commun. IEEE, 18, 28–35, doi:10.1109/MWC.2011.5751293.
(Borre 2007)	Borre, K., A Software-Defined GPS and Galileo Receiver: A Single-Frequency Approach. 2007th ed. Birkhäuser, 198 pp.
(Bosch & Lescure 1997)	Bosch, T., and M. Lescure, Crosstalk analysis of 1 m to 10 m laser phase-shift range finder. 1997, Instrum. Meas. IEEE

Trans., 46, 1224–1228, doi:10.1109/19.668256.

(Bouet 2008) Bouet, M., and A. L. dos Santos, RFID tags: Positioning principles and localization techniques. Wireless Days, 2008. WD '08. 1st IFIP, 1–5.

(Cailliez & Pagès 1976) Cailliez, F., and J.-P. Pagès, Introduction à l'analyse des données. Société de mathématiques appliquées et de sciences humaines, 1976, Paris.

(Caratori et al. 2004) Caratori, J., M. François, N. Samama, and A. Vervich-Picois, UPGRADE RnS Indoor Positioning System in an Office Building, 2004.

http://www.ion.org/search/view_abstract.cfm?jp=p&idno=5880 (Accessed March 15, 2012).

(Cemin Zhang et al. 2006) Cemin Zhang, M. Kuhn, B. Merkl, M. Mahfouz, and A. E. Fathy, Development of an UWB Indoor 3D Positioning Radar with Millimeter Accuracy. Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International, 106–109.

(Costa et al. 1982) Costa, B., D. Mazzoni, M. Puleo, and E. Vezzoni: Phase shift technique for the measurement of chromatic dispersion in optical fibers using LED's. 1982, Quantum Electron. IEEE J., 18, 1509– 1515, doi:10.1109/JQE.1982.1071432.

(D.Kaplan & J. Hegarty 2006) D.Kaplan, E., and C. J. Hegarty, «UNDERSTANDING GPS: Principles and applications». Artech House, 2006.

(Dedes & Dempster 2005) Dedes, G., and A. G. Dempster, Indoor GPS positioning - challenges and opportunities. Vehicular Technology Conference, 2005. VTC-2005-Fall. 2005 IEEE 62nd, Vol. 1 of, Vehicular Technology Conference, 2005. VTC-2005-Fall. 2005 IEEE 62nd, 412– 415.

(Dejun et al. 2009) Dejun Zou, Zhongliang Deng, Jianming Huang, Huadong Liu, and Lei Yang, A Study of Neuman Hoffman Codes for GNSS Application. Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2009. WiCom '09. 5th International Conference on, Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2009. WiCom '09. 5th International Conference on, 1–4.

(Dixon 1984)	Dixon, R. C., 1984: Spread Spectrum Systems: With Commercial Applications. second edition. John Wiley & Sons, Inc. New York, NY, USA, 573 pp.
(ECC REPORT 168 2011)	ECC REPORT 168, ECC REPORT 168 REGULATORY FRAMEWORK FOR INDOOR GNSS PSEUDOLITES. Electronic Communications Committee (ECC) within the European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), 2011, Miesbach, http://www.erodocdb.dk/docs/doc98/official/pdf/ECCRep168.pdf.
(Escofier 2004)	Escofier, J. P., Théorie de Galois. 2nd ed. Dunod, 2004.
(Al Fakir 2004)	Al Fakir, S., « Théorie de Galois & codes, géométrie & arithmétique ». Ellipses, 2004.
(Fisk et al. 1994)	Fisk, M., M. M. Prcic, G. Rzyski, and R. Stevens,: Application of fiber-optic delay lines in radar phase noise measurement. AUTOTESTCON '94. IEEE Systems Readiness Technology Conference. "Cost Effective Support Into the Next Century", Conference Proceedings. 1994, 179–182.
(Fluerasu & Samama 2011)	Fluerasu, A., and N. Samama, A Brief History of the Evolution of Local Infrastructure Based GNSS Indoor Positioning Systems From Pseudolites to Repealites, through Repeaters. 2011, Londres.
(Fujii et al. 2007)	Fujii, A., H. Sekiguchi, M. Asai, S. Kurashima, H. Ochiai, and R. Kohno, Impulse Radio UWB Positioning System. Radio and Wireless Symposium, 2007 IEEE, 55–58.
(G.Proakis 2008)	G.Proakis, John, Digital Communication. 5th ed, 2008.
(Gigl et al. 2007)	Gigl, T., G. J. M. Janssen, V. Dizdarevic, K. Witrisal, and Z. Irahhauten, Analysis of a UWB Indoor Positioning System Based on Received Signal Strength. Positioning, Navigation and Communication, 2007. WPNC '07. 4th Workshop on, 97–101.
(Giuliani 2002)	Giuliani, G., M. Norgia, S. Donati, and T. Bosch, Laser diode self-mixing technique for sensing applications, 2002, doi:10.1088/1464-4258/4/6/371.

(Gold 1967)	Gold, R., Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing (Corresp.). Inf. Theory IEEE Trans., 13, 619–621, 1967.
(Gold 1968)	Gold, R., Maximal recursive sequences with 3-valued recursive cross-correlation functions (Corresp.). Inf. Theory IEEE Trans., 14, 154–156, 1968.
(Gross 2003)	Gross, J., Linear Regression. 2003. http://books.google.fr/books?id=ZCSwnQEACAAJ.
(Guenda et al. 2011)	Guenda, L., L. Bras, M. Oliveira, and N. B. Carvalho, Indoor/outdoor management system compliant with Google Maps and Android® OS. EUROCON - International Conference on Computer as a Tool (EUROCON), 2011 IEEE, EUROCON - International Conference on Computer as a Tool (EUROCON), 2011 IEEE, 1–4.
(Gueuning et al. 1997)	Gueuning, F. E., M. Varlan, C. E. Eugne, and P. Dupuis, Accurate distance measurement by an autonomous ultrasonic system combining time-of-flight and phase-shift methods. 1997, Instrum. Meas. IEEE Trans., 46, 1236–1240, doi:10.1109/19.668260.
(Haverinen & Kemppainen 2009)	Haverinen, J., and A. Kemppainen, Global indoor self-localization based on the ambient magnetic field. 5th Int. Conf. Comput. Intell. Robot. Auton. Syst. 5th CIRAS, 2009. doi:10.1016/j.robot.2009.07.018.
(Hein et al. 2006)	Hein, G., J.-A. Avila-Rodliguz, and S. Wallner, The DaVinci Galileo Code and Others In. InsideGNS, 2006.
(Hui et al. 2007)	Hui Liu, H. Darabi, P. Banerjee, and Jing Liu, Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems. Syst. 2007, Man Cybern. Part C Appl. Rev. IEEE Trans., 37, 1067–1080.
(Hyman & Lait 1960)	Hymans, A. J., and J. Lait, Analysis of a frequency-modulated continuous-wave ranging system. 1960, Proc. IEE - Part B Electron. Commun. Eng., 107, 365–372, doi:10.1049/pi-b-2.1960.0130.
(Jain 2003)	Jain, S., A survey of Laser Range Finding, 2003. http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/summary?doi=10.1.1.130.6167.

(Jardak & Samama 2010) Jardak, N., and N. Samama, Short Multipath Insensitive Code Loop Discriminator. 2010, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, January, VOL.46, No1.

(Jee et al. 2005) Jee, G.-I., J. Lee, and S.-H. Im, Indoor Positioning Using Time Synchronized Switching GPS Repeater, 2005. http://www.ion.org/search/view_abstract.cfm?jp=p&idno=6484 (Accessed March 15, 2012).

(Jie et al. 2007) Jie Qin, C. Stroud, and F. Dai, Phase Delay Measurement and Calibration in Built-In Analog Functional Testing. System Theory, 2007. SSST '07. Thirty-Ninth Southeastern Symposium on, System Theory, 2007. SSST '07. Thirty-Ninth Southeastern Symposium on, 145–149.

(Jong-Seon 1997) Jong-Seon No, Kyeongcheol Yang, Haboug Chung, and Hong-Yeop Song, New construction for families of binary sequences with optimal correlation properties, 1997. Inf. Theory IEEE Trans., 43, 1596–1602.

(Jong-Seon 2003) Jong-Seon No, Gang-Mi Gil, and Dong-Joon Shin, Generalized construction of binary bent sequences with optimal correlation property, 2003. Inf. Theory IEEE Trans., 49, 1769–1780.

(Journet et al. 1996) Journet, B., G. Bazin, and F. Bras, Conception of an adaptative laser range finder based on phase shift measurement. Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1996., Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on, Vol. 2 of, Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1996, Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on, 784–789 vol.2.

(Kee et al. 2001) Kee, C., D. Yun, H. Jun, B. Parkinson, S. Pullen, and T. Lagenstein, Centimeter-Accuracy Indoor Navigation Using GPS-Like Pseudolite GPS World, 2001.

http://www.gpsworld.com/wireless/indoor-positioning/centimeter-accuracy-indoor-navigation-using-gps-like-pseudolites-716 (Accessed March 15, 2012).

(Kuudniemi et al. 2012) Kuusniemi, H., M. Z. H. Bhuiyan, M. Strom, S. Soderholm, T. Jokitalo, Liang Chen, and Ruizhi Chen, 13: Utilizing pulsed pseudolites and high-sensitivity GNSS for ubiquitous outdoor/indoor satellite navigation. Indoor Position. Indoor Navig. IPIN 2012 Int. Conf., 1–7,

doi:10.1109/IPIN.2012.6418911.

(Langley 2011) Langley, R., Innovation: GLONASS: Developing Strategies for the Future: GPS World, 2011. http://gpsworld.com/innovation-glonass-11405/ (Accessed September 2, 2013).

(Liu & Komo 1992) Liu, S.-C., and J. J. Komo, Nonbinary Kasami sequences over GF(p), 1992. Inf. Theory IEEE Trans., 38, 1409–1412, doi:10.1109/18.144728.

(Magid 1958) Magid, M., Precision Microwave Phase Shift Measurements, 1958. Instrum. IRE Trans., I-7, 321–331, doi:10.1109/IRE-I.1958.5006809.

(Mautz 2009) Mautz, R., The Challenges of Indoor Environments and Specification on some Alternative Positioning Systems, 2009. http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4907800 (Accessed February 15, 2012).

(Mautz 2011) Mautz, R., and S. Tilch, Survey of optical indoor positioning systems. Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2011 International Conference on, 1–7.

(McEliece 1987) McEliece, R. J., Finite Fields for Computer Scientists and Engineers. Kluwer Academic Publishers, 1987.

(Mourikis & Roumeliotis 2004) Mourikis, A. I., and S. I. Roumeliotis, Analysis of positioning uncertainty in simultaneous localization and mapping (SLAM). Vol. 1 of, Intelligent Robots and Systems, 2004. (IROS 2004). Proceedings. 2004 IEEE/RSJ International Conference on, 13–20 vol.1.

(Ng'oma 2005) Ng'oma, A., Radio-over-Fibre Technology for Broadband Wireless Communication Systems. Technische Universiteit Eindhoven, 2005 http://alexandria.tue.nl/extra2/200512106.

(Niemi & Ludvigsen 2001) Niemi, T., G. Genty, and H. Ludvigsen, Group-delay measurements using the phase-shift method: improvement on the accuracy. Optical Communication, 2001. ECOC '01. 27th European Conference on, Vol. 4 of, Optical Communication, 2001. ECOC '01. 27th European Conference on, 496– 497 vol.4.

(No & Kumar 1989) No, J.-S., and P. V. Kumar, A new family of binary pseudorandom sequences having optimal periodic correlation properties and larger linear span, 1989. Inf. Theory IEEE

Trans., 35, 371–379.

(Norgia et al. 2007) Norgia, M., G. Giuliani, and S. Donati, Absolute Distance Measurement With Improved Accuracy Using Laser Diode Self-Mixing Interferometry in a Closed Loop, 2007. Instrum. Meas. IEEE Trans., 56, 1894–1900, doi:10.1109/TIM.2007.904551.

(Olsen et al. 1982) Olsen, J., R. Scholtz, and L. Welch, Bent-function sequences, 1982. Inf. Theory IEEE Trans., 28, 858–864.

(Passy & Von der Weid 1995) Passy, R., N. Gisin, and J.-P. Von der Weid, High-sensitivity-coherent optical frequency-domain reflectometry for characterization of fiber-optic network components, 1995. Photonics Technol. Lett. IEEE, 7, 667–669, doi:10.1109/68.388759.

(Petrovski et al. 2003) Petrovski, I., K. Okano, S. Kawaguchi, H. Torimoto, K. Suzuki, M. Toda, and J. Akita, Indoor Code and Carrier Phase Positioning with Pseudolites and Multiple GPS Repeaters, 2003. http://www.ion.org/search/view_abstract.cfm?jp=p&idno=5293

(Poujouly et al. 1999a) Poujouly, S., B. Journet, and D. Miller, Laser range finder based on fully digital phase-shift measurement. Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1999. IMTC/99. Proceedings of the 16th IEEE, Vol. 3 of, Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1999. IMTC/99. Proceedings of the 16th IEEE, 1773–1776 vol.3.

(Poujouly et al. 1999b) Poujouly, S., B. Journet, and D. Placko, Digital laser range finder: phase-shift estimation by undersampling technique. Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE, Vol. 3 of, Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE, 1312–1317 vol.3.

(Protassov 2002) Protassov, K., Analyse statistique des données expérimentales. EDP Sciences, 2002. http://search.ebscohost.com/login.aspx?direct=true&db=nlebk&AN=120120&site=ehost-live.

(Puntanen 2010) Puntanen, S., Linear Regression Analysis: Theory and Computing, 2010.

(Qiyue et al. 2007)	Qiyue Zou, A. Tarighat, and A. H. Sayed, Compensation of Phase Noise in OFDM Wireless Systems. Signal Process, 2007. IEEE Trans., 55, 5407–5424, doi:10.1109/TSP.2007.899583.
(R.petit 1931)	R.petit, « Ondes électromagnétiques en radioélectricité et en optique », 1931.
(Al-Raweshidy & Komaki 2002)	Al-Raweshidy, H., and S. Komaki, Basic Microwave Properties of Optical Links: intertion loss, Noise Figure, and Modulation Transfer. Radio over Fibre Technologies for Mobile communications Networks, 2002. ’ http://books.google.fr/
(Rizos et al. 2010)	Rizos, C., G. Roberts, J. Barnes, and N. Gambale, Experimental results of Locata: A high accuracy indoor positioning system. Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on, Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on, 1–7.
(Rue & Held 2005)	Rue, H., and L. Held, Gaussian Markov random fields. Chapman & Hall/CRC, Boca Raton, 2005.
(Samama 2008)	Samama, N., Global Positioning: Technologies and Performance. Wiley, 420 pp, 2008.
(Sancho et al. 2013)	Sancho, S., A. Suarez, and F. Ramirez, General Phase-Noise Analysis From the Variance of the Phase Deviation, 2013. Microw. Theory Tech. IEEE Trans., 61, 472–481,
(Schon & Bienlenberg 2008)	Schon, S., and O. Bielenberg, On the capability of high sensitivity GPS for precise indoor positioning. Positioning, Navigation and Communication, 2008. WPNC 2008. 5th Workshop on, 121–127.
(Selmi & Samama 2011)	Selmi, I., and N. Samama, Optimal Codes for GNSS-like Signals for Indoor Positioning. European Navigation Conference 2011, London.
(Selmi & Samama 2013a)	Selmi, I., and N. Samama, Design of New Codes for Reducing Interference Between GNSS-Like Signals Transmitted Indoors. Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN 2013), Montbéliard.
(Selmi & Samama 2013b)	Selmi, I., and N. Samama, New optimized codes for indoor positioning. Submitt. Febr. 2013, Annales of Telecom.

(Selmi et al. 2013a) Selmi, I., and A. Vervich-Picois, Positoning Results of the Repealite Based Indoor Positioning System in a Small Room New Calibration and 2D positioning. JETSAN, 2013, Fontainebleau.

(Selmi et al. 2011) Selmi, I., Y. Gottesman, F. Delavault, A. Vervich-Picois, and N. Samama, Time delayed transmitter based indoor positioning system A simple electronic and optical architecture for signal generation. European Navigation Conference 2011, London.

(Selmi et al. 2012a) Selmi, I., A. Vervisch-Picois, Y. Gottesman, and N. Samama, Experimental Positioning Results of the Repealite Based Indoor Positioning System Preliminary 2D results. 2012 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, Sydney, Australie.

(Selmi et al. 2013b) Selmi, I., N. Samama, Y. Gottesman, and A. Vervisch-Picois, GNSS-Based Calibration of the Infrastructure of the Repealite Indoor Positioning System. IPIN 2013, Montbéliard.

(Selmi et al. 2012b) Selmi, I., A. Vervisch-Picois, Y. Gottesman, and N. Samama, Optical and radio calibration of the repealite based indoor positioning system. Indoor Position. Indoor Navig. IPIN 2012 Int. Conf., 1–8, doi:10.1109/IPIN.2012.6418906.

(Soller et al. 2005) Soller, B. J., D. K. Gifford, M. S. Wolfe, and M. E. Froggatt, High resolution optical frequency domain reflectometry for characterization of components and assemblies, 2005. Opt Express, 13, 666–674.

(Verneuil 2003) Verneuil, J.-L., Simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique à 40 Gbits/s, 2003. Université de Limoges. http://epublications.unilim.fr/theses/2003/verneuil-jean-louis/verneuil-jean-louis.pdf.

(Vervisch-Picois et al. 2012) Vervich-Picois, A., A. Bideau, M. Jeannot, and N. Samama, 2D Indoor Dynamic Positioning Using GNSS Based Repeaters, 2006. http://www.ion.org/search/view_abstract.cfm?jp=p&idno=6925 (Accessed March 15, 2012).

(Vervisch-Picois 2010) Vervisch-Picois, A., Etude de Systèmes de Positionnement en Intérieur Utilisant de Mesures de Phase du Code ou de Phase de Porteuse de Signaux de Navigation par Satellites, 2010, Université Pierre et Marie Curie-Paris6.

(Vervisch-Picois & Samama 2011) Vervisch-Picois, A., and N. Samama, Near-Far interference mitigation for pseudolite using double transmission. September 2011, en révision à IEEE.

(Vervisch-Picois et al. 2010) Vervisch-Picois, A., I. Selmi, Y. Gottesman, and N. Samama, Current status of the repealite based approach: A sub-meter indoor positioning system. Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing (NAVITEC), 2010 5th ESA Workshop on, 1–6.

(Wallner et al. 2007) Wallner, S., J.-A. Avila-Rodriguez, G. W. Hein, and J. J. Rushanan, Galileo E1 OS and GPS L1c Pseudo Random Noise Codes: Requirements, Generation, Optimization and Comparison, 2007. Proceedings of the 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2007), 1549 – 1563.

(Wei et al. 2000) Wei Zhou, Jianguo Yu, Jie Li, Zongqiang Xuan, and Hui Zhou, A precision frequency standard comparison method and instrument. Frequency Control Symposium and Exhibition, 2000. Proceedings of the 2000 IEEE/EIA International, Frequency Control Symposium and Exhibition, 2000. Proceedings of the 2000 IEEE/EIA International, 557–560.

(Von der Weid 1997) Von der Weid, J.-P., R. Passy, G. Mussi, and N. Gisin, On the characterization of optical fiber network components with optical frequency domain reflectometry, 1997. Light. Technol. J., 15, 1131–1141, doi:10.1109/50.596958.

(Yuksel et al. 2009a) Yuksel, K., M. Wuilpart, V. Moeyaert, and P. Megret, Optical frequency domain reflectometry: A review. Transparent Optical Networks, 2009. ICTON '09. 11th International Conference on, Transparent Optical Networks, 2009. ICTON '09. 11th International Conference on, 1–5.

(Yuksel 2009b) Yuksel, K., M. Wuilpart, V. Moeyaert, and P. Megret, Optical frequency domain reflectometry: A review. Transparent Opt. Networks 2009 ICTON 09 11th Int. Conf., 1–5, doi:10.1109/ICTON.2009.5185111.

(Zhiqi et al. 2007) Zhiqi Li, Wei Zhou, Baoying Feng, and Lihu Teng, An Ultra-high Resolution Phase Difference Measurement meter. Frequency Control Symposium, 2007, Joint with the 21st European Frequency and Time Forum. IEEE International, Frequency Control Symposium, 2007 Joint with the 21st

European Frequency and Time Forum. IEEE International, 862–864.