

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.

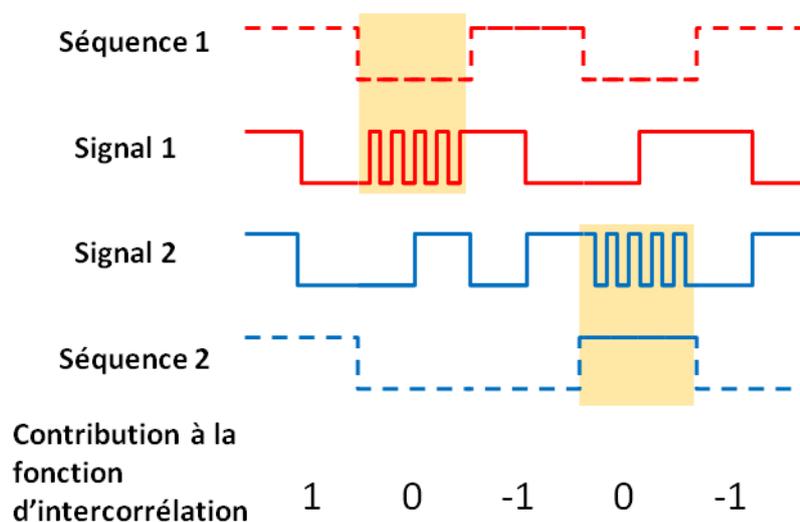


Figure III-1 : exemple de corrélation entre deux codes partiellement modulés en BOC

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.

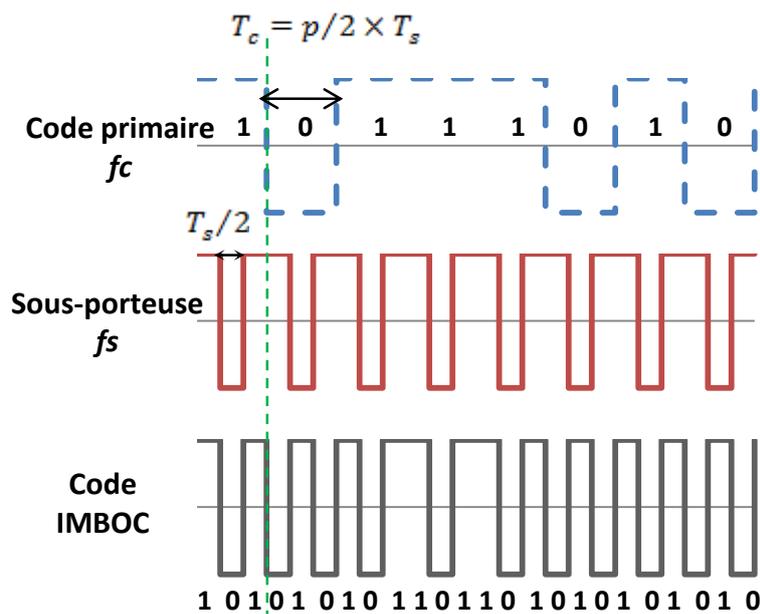


Figure III-2 : exemple de modulation IMBOC avec $p=3$

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 corrélérer 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 :

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

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 :

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

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

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 :

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

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 :

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

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 :

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

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.

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

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

$$\begin{aligned} C_{AY}(\tau) &= \frac{1}{pN} \sum_{p'=0}^{p-1} \sum_{k'=1}^N (-1)^{p'} * x_{k'} * y_{\left\lfloor k' + \frac{p'-\tau}{p} \right\rfloor} \\ C_{AY}(\tau) &= \frac{1}{p} \sum_{p'=0}^{p-1} (-1)^{p'} * \frac{1}{N} \sum_{k'=1}^N x_{k'} * y_{k' + \left\lfloor \frac{p'-\tau}{p} \right\rfloor} \\ C_{AY}(\tau) &= \frac{1}{p} \sum_{p'=0}^{p-1} (-1)^{p'} * C_{XY} \left(\left\lfloor \frac{p'-\tau}{p} \right\rfloor \right) \quad (2) \end{aligned}$$

$C_{XY} \left(\left\lfloor \frac{p'-\tau}{p} \right\rfloor \right)$ 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

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

D'où

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

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'intercorrélacion 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 répélites 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 résultats, 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.

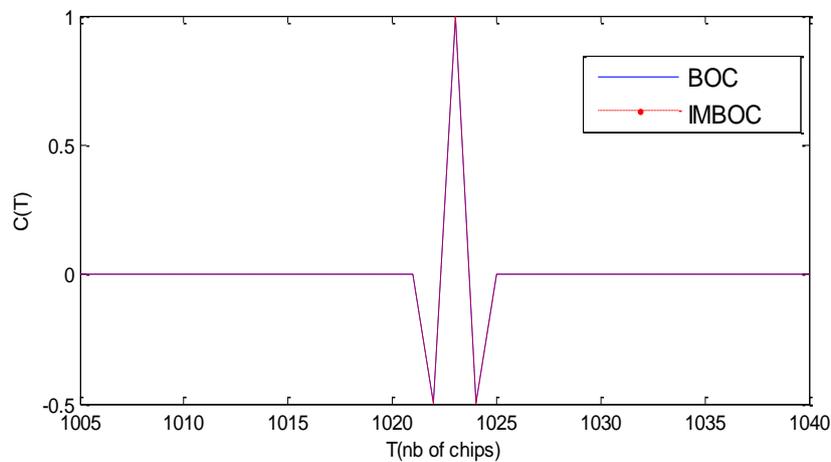


Figure III-3 : fonction d'autocorrélation de la séquence maximale de Glonass modulée en BOC et IMBOC avec $p=2$

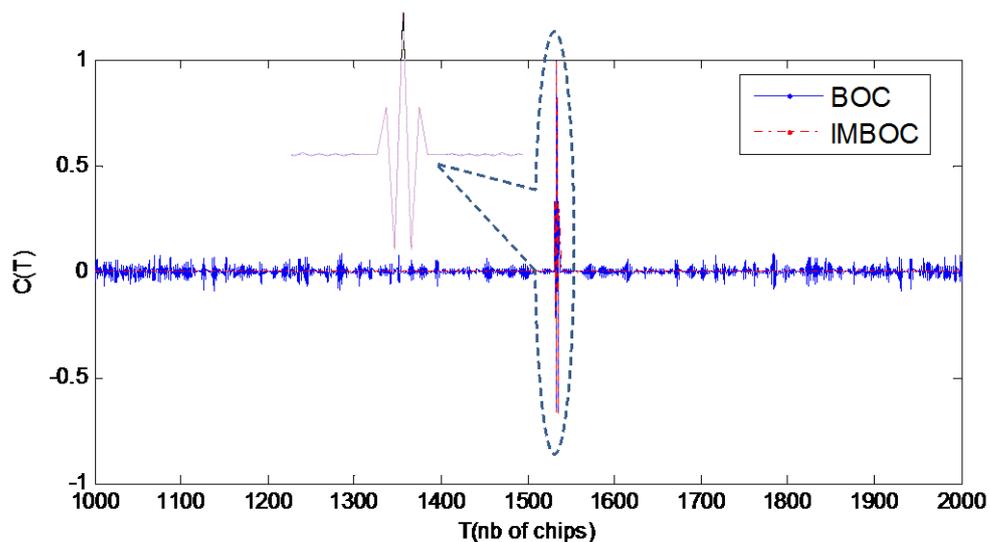


Figure III-4 : fonction d'autocorrélation de la séquence maximale de Glonass modulée en BOC et IMBOC avec $p=3$

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 ($\tau \in \left[-\frac{N}{2}; -p + 1\right] \cup \left[p - 1; \frac{N}{2}\right]$), 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).

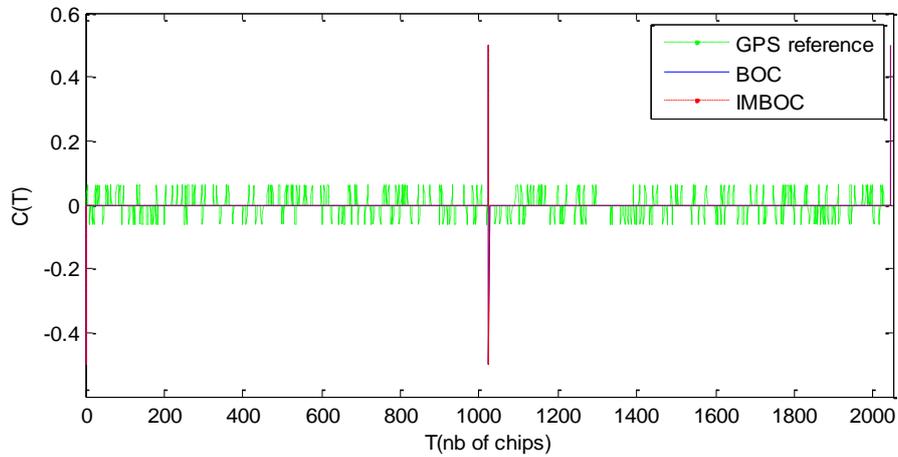


Figure III-5 : fonction d'intercorrélation de la séquence maximale de Glonass et celle modulée en BOC et IMBOC avec $p=2$

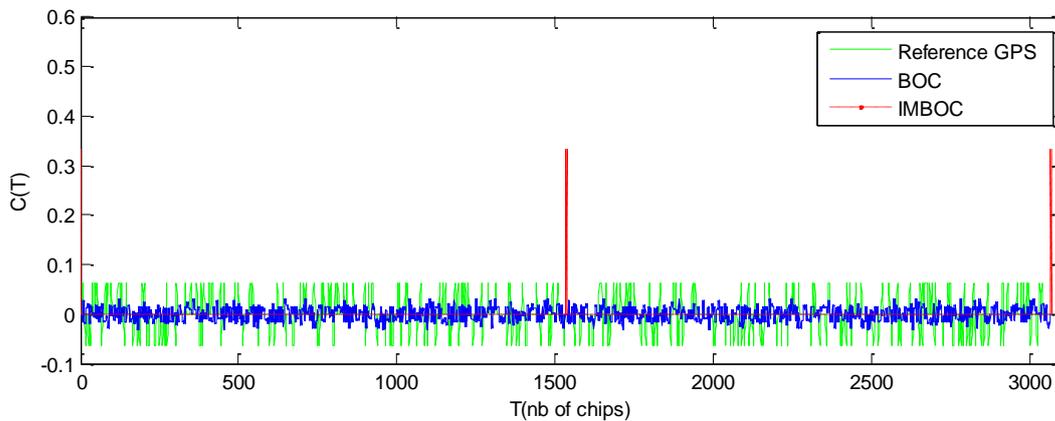


Figure III-6 : fonction d'intercorrélation de la séquence maximale de Glonass et celle modulée en BOC et IMBOC avec $p=3$

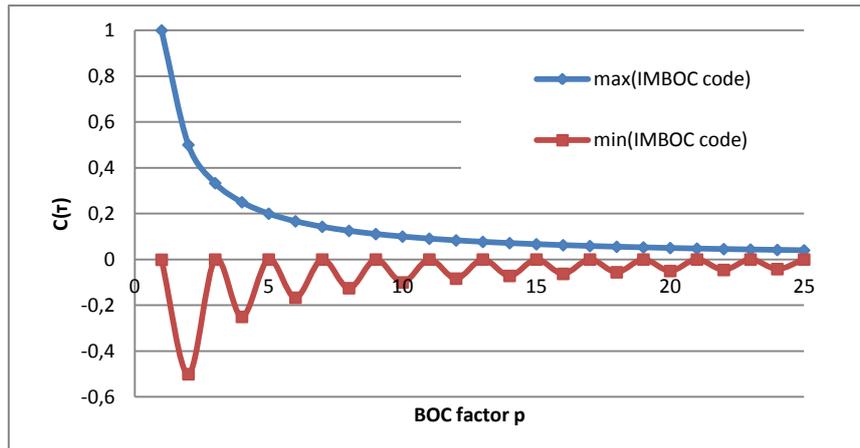


Figure III-7 : les valeurs maximales et minimales de la fonction d'intercorrélation entre la séquence de Glonass et sa réplique modulée en IMBOC pour $p \in [1 \ 25]$

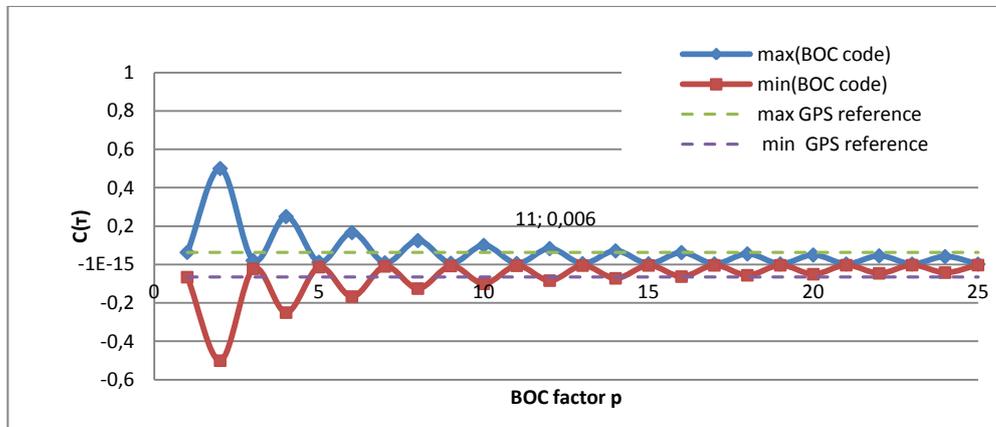


Figure III-8 : les valeurs maximales et minimales de la fonction d'intercorrélation entre la séquence de Glonass et sa réplique modulée en BOC pour $p \in [1 \ 25]$

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'intercorrélation 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'interférence 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 $511 \cdot 7$), 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 $20 \cdot \text{Log}_{10}(p)$.

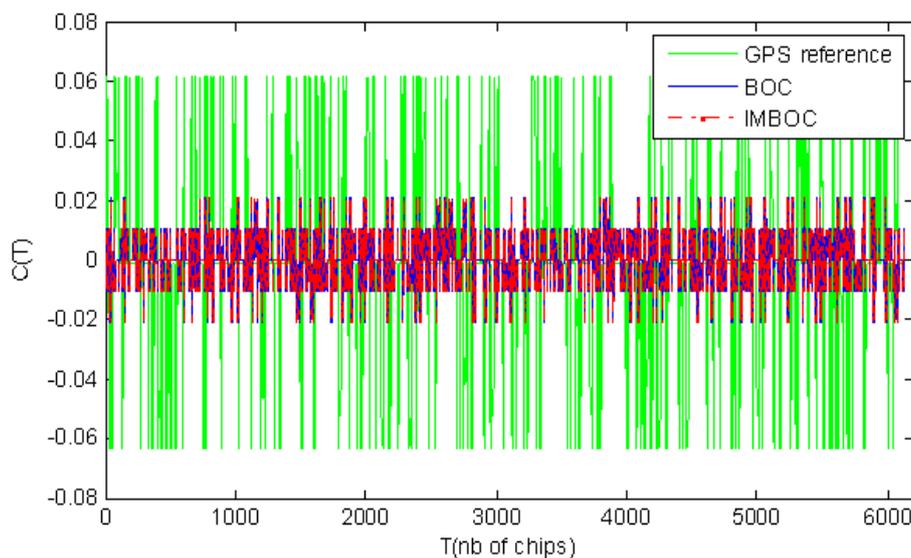


Figure III-9 : fonction d'intercorrélation de la séquence maximale générée par décimation et modulée en BOC et IMBOC pour p égal à 6 avec la séquence de Glonass

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 $p \cdot f_0$ ce qui correspond à un spectre de signal de largeur équivalente à $2p \cdot f_0$. 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 référence.

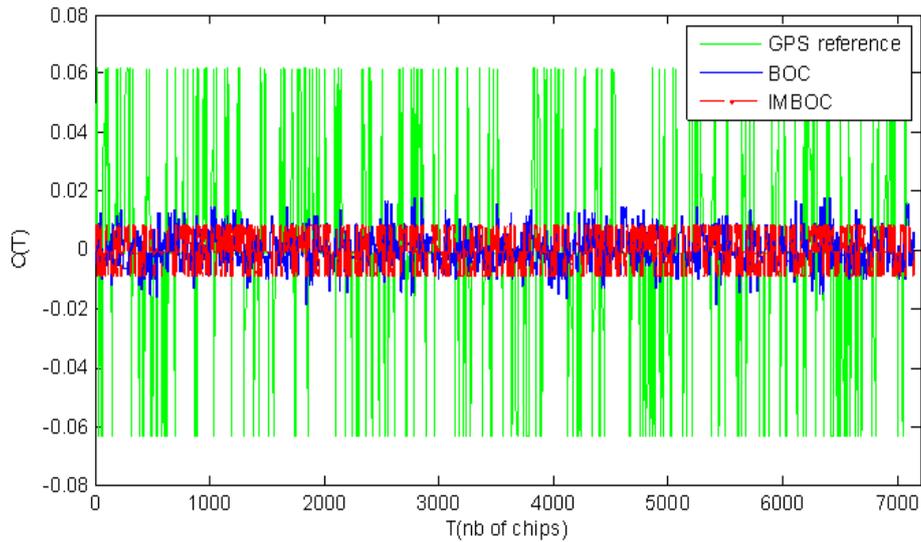


Figure III-10 : fonction d'intercorrélation de la séquence maximale générée par décimation et modulée en BOC et IMBOC pour p égale à 7 avec la séquence de Glonass

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 (G_1 dans ce cas) et l'un des codes de Gold GPS (PRN2 par exemple). On note que les niveaux d'interférence du code IMBOC (G_1 modulé en IMBOC) sont plus bas et plus réguliers que ceux du code BOC (G_1 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 G_1 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 G_1 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'intercorrélations 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'intercorrélations 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.

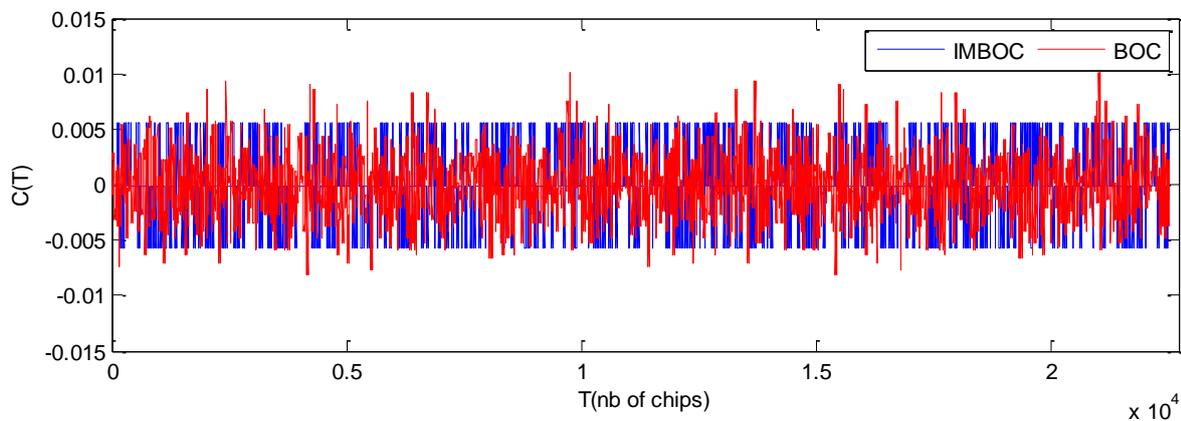


Figure III-11 : fonction d'intercorrélations entre la version BOC et IMBOC ($p=11$) de la séquence maximale G1 les codes GPS.

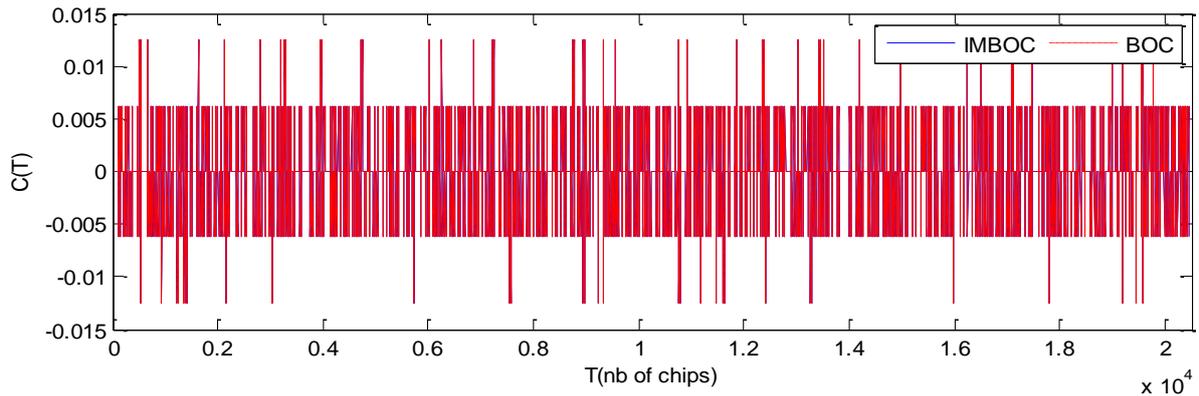


Figure III-12 : fonction d’intercorrélation entre la version BOC et IMBOC ($p=10$) de la séquence maximale G1 les codes GPS.

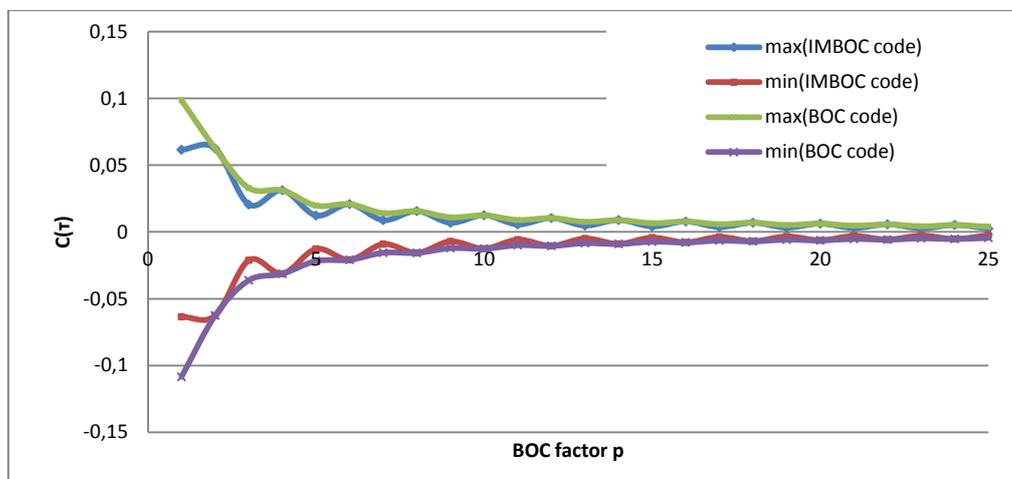


Figure III-13 : les valeurs maximales et minimales des fonctions d’intercorrélation des modulations BOC et IMBOC pour la bande GPS

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
$\max(\text{IMBOC}) 10^{-3}$	62,56	20,53	31,28	12,32	20,85	8,80	15,64	6,84	12,51	5,60	10,43
$\min(\text{IMBOC}) 10^{-3}$	-62,56	-21,18	-31,28	-12,71	-20,85	-9,08	-15,64	-7,06	-12,51	-5,78	-10,43
$\max(\text{BOC}) 10^{-3}$	62,56	32,91	31,28	19,75	20,85	14,10	15,64	10,97	12,51	8,98	10,43
$\min(\text{BOC}) 10^{-3}$	-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.

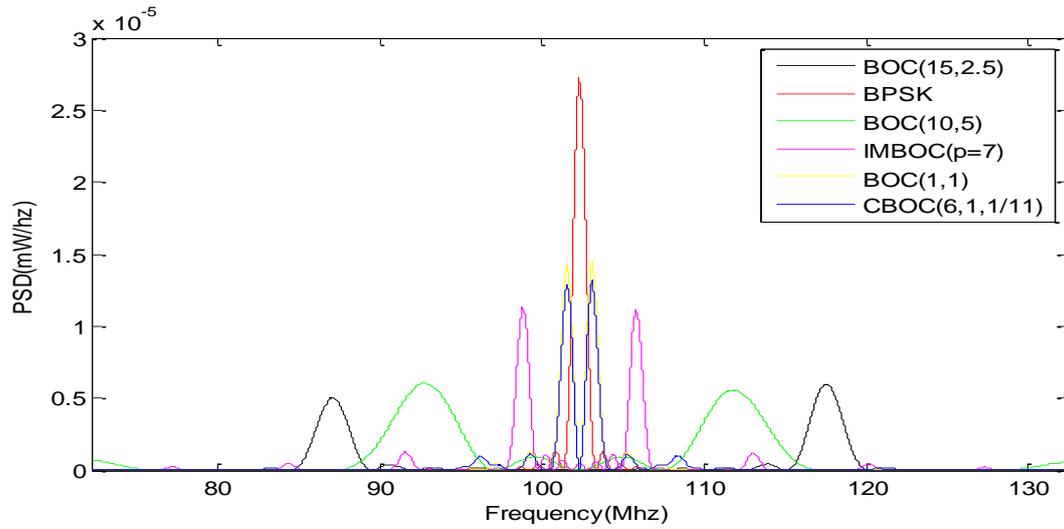


Figure III-14 : les spectres des signaux GPS et Galileo de la bande L1 avec le nouveau signal IMBOC pour $p = 7$.

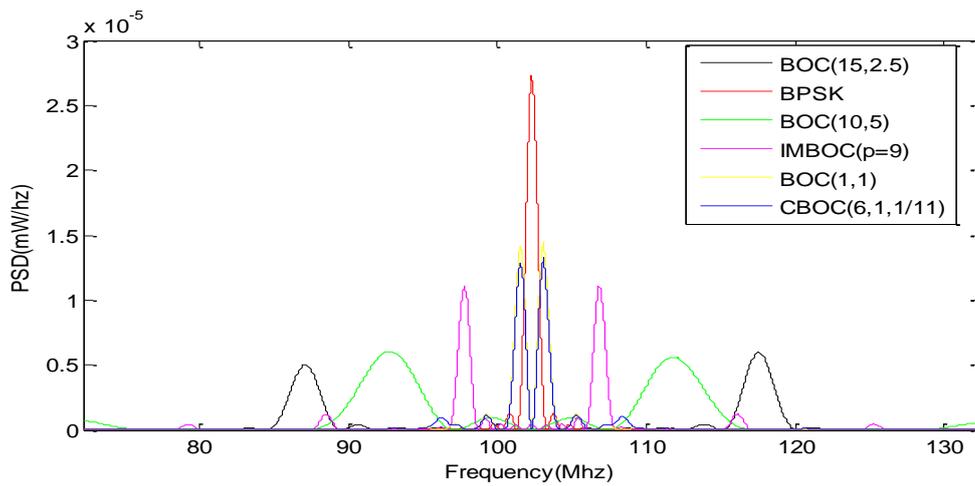


Figure III-15 : les spectres des signaux GPS et Galileo de la bande L1 avec le nouveau signal IMBOC pour $p = 9$.

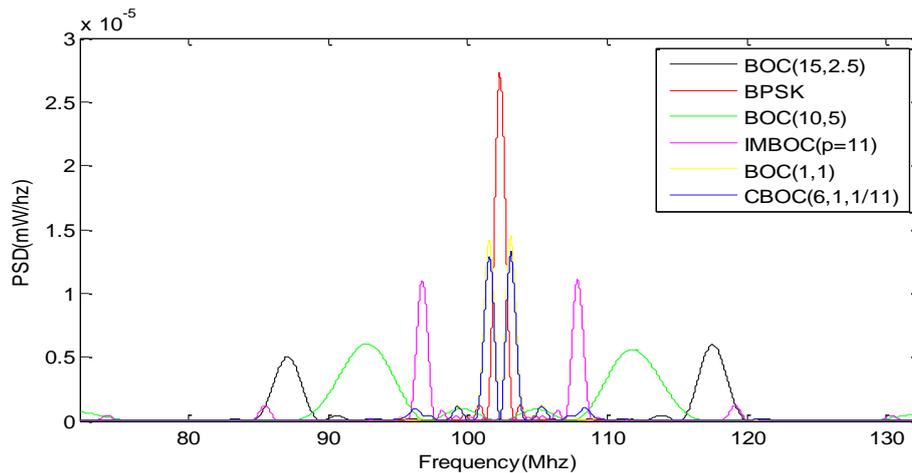


Figure III-16 : les spectres des signaux GPS et Galileo de la bande L1 avec le nouveau signal IMBOC pour $p = 11$.

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 croisement 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.

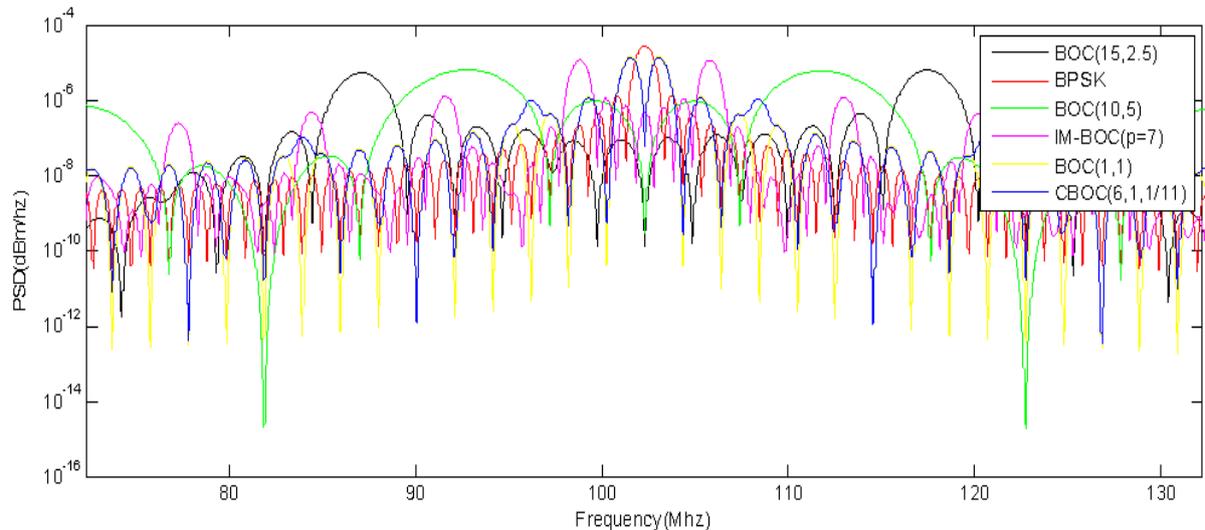


Figure III-17 : les spectres (en dBm) des signaux dans la bande L1 avec le signal IMBOC à $p = 7$

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 :

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

Où $C(S)$ est la fonction d'autocorrélation du signal S et $C(S, IMBOC)$ est la fonction d'intercorrélacion 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

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

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 répéteur, 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 répéteurs. 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 répéteurs. 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 répéteurs 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 répéteurs.

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 côté 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.

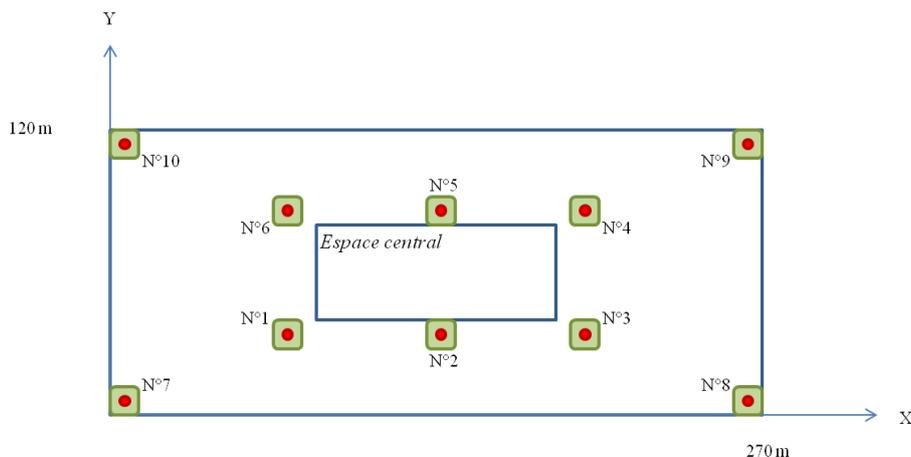


Figure III-18 : exemple du déploiement du système de positionnement à base de répélites dans le bâtiment de la Cité des Sciences

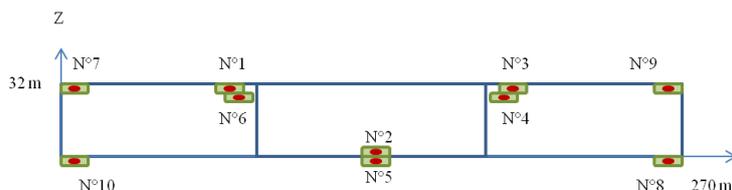


Figure III-19 : vu de coté du système à base de répélites déployé dans le bâtiment de la Cité des Sciences

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 coordonnées (en mètres) des répélites

<i>Les coordonnées des répélites placés dans le couloir central</i>			
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
<i>Les coordonnées des répélites placés en dehors du couloir central</i>			
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.

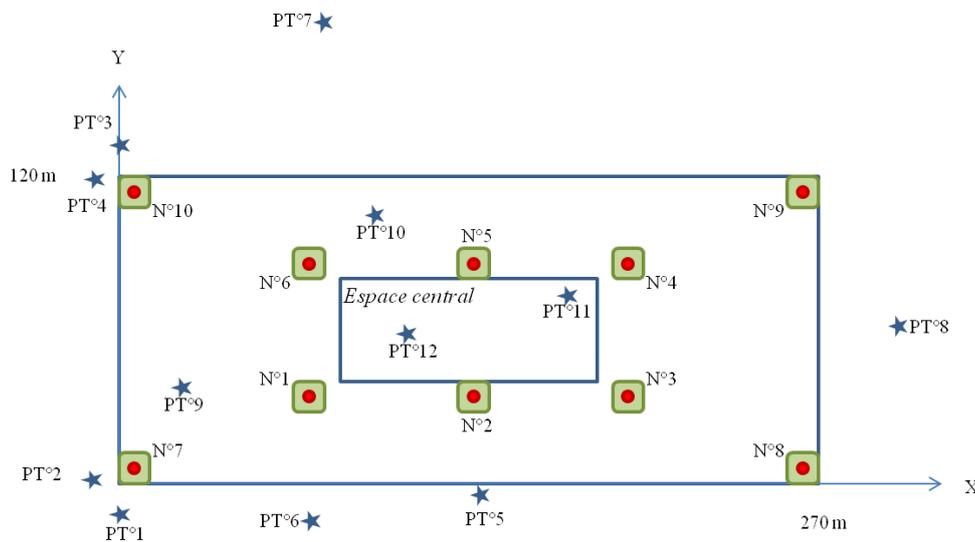


Figure III-20 : la distribution spatiale des positions de test dans le bâtiment de la Cité des Sciences

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 :

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

Où L est la distance qui sépare le répéteur 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 répéteur 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 :

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

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

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

<i>Les positions de test en dehors du bâtiment</i>			
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										
Position de test	Les répélites									
	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'intercorrélacion 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).

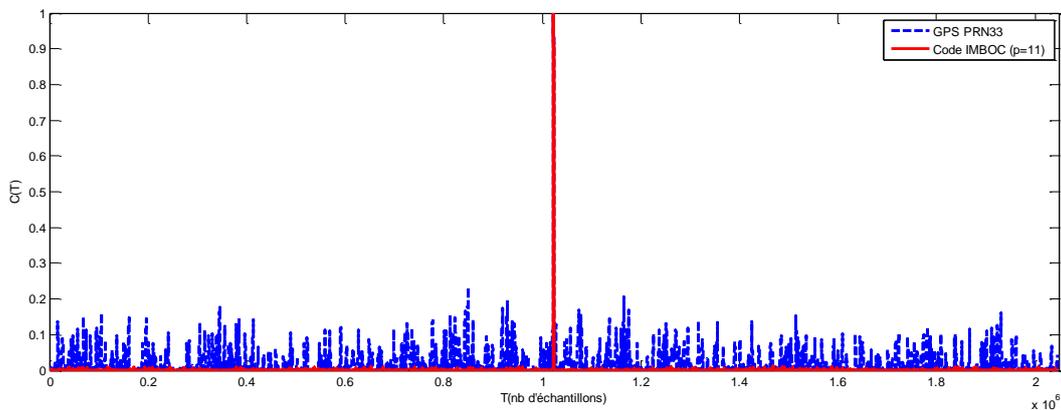


Figure III-21 : fonction d'autocorrélation du PRN1 reçu à la position de test PT1 quand le PRN 33 / le code IMBOC (p=11) est émis par les répélites en indoor

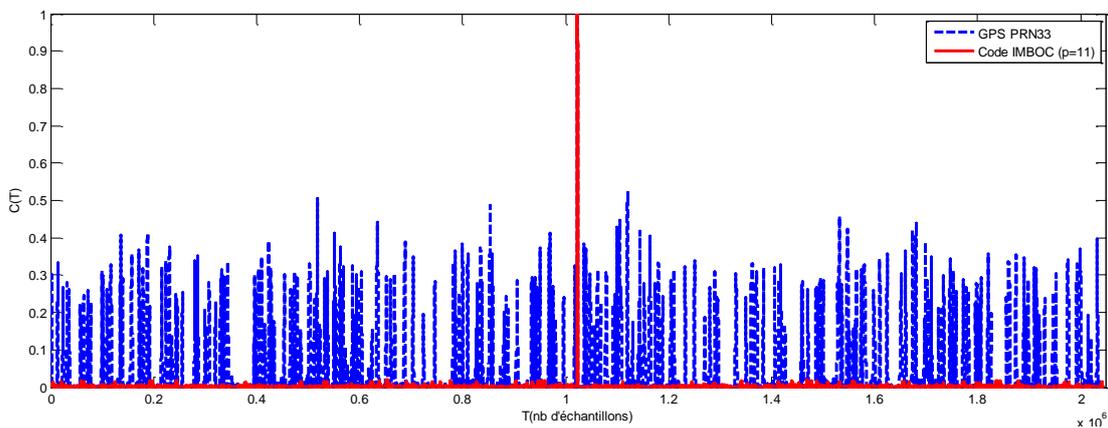


Figure III-22 : fonction d'autocorrélation du PRN1 reçu à la position de test PT4 quand le PRN 33 / le code IMBOC (p=11) est émis par les répélites en indoor

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

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

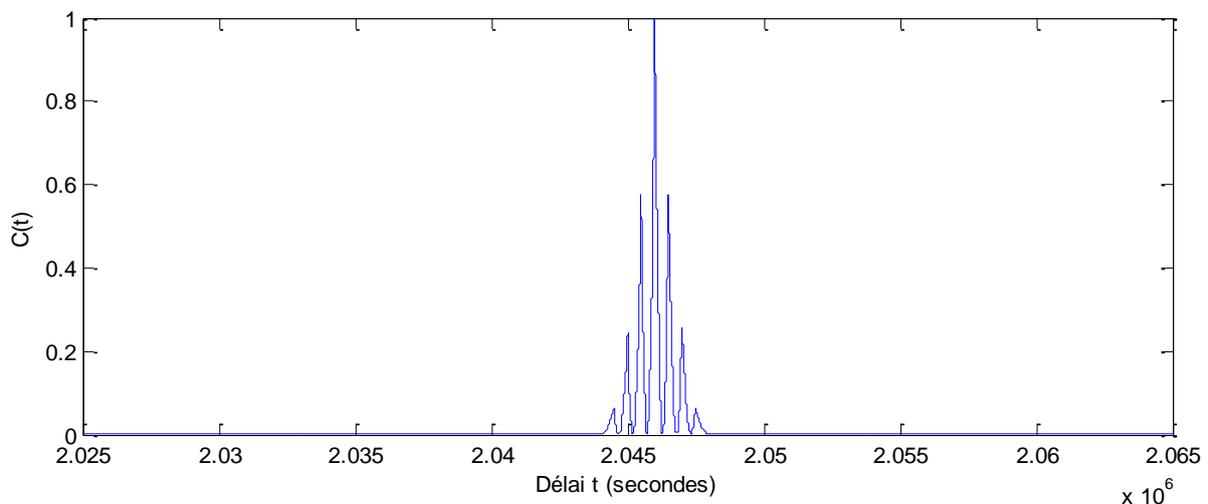


Figure III-23 : fonction d'autocorrélation du signal M GPS reçu à la position de test PT4 quand le PRN 33 ou le code IMBOC ($p=11$) sont émis par les répélites en indoor

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.

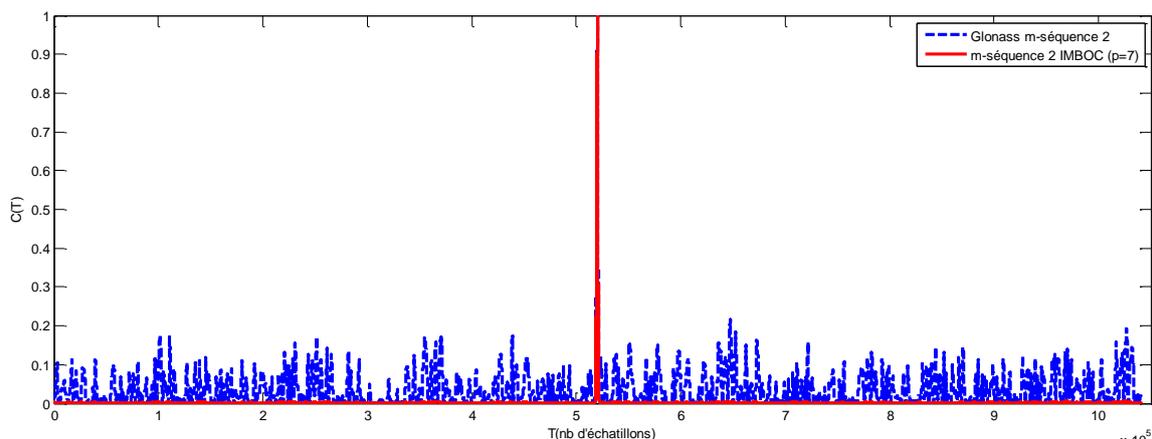


Figure III-24 : fonction d'autocorrélation du signal Glonass reçu à la position de test PT1 quand la seconde m-séquence ou sa version modulée en IMBOC ($p=7$) est émise par les répéteurs en indoor

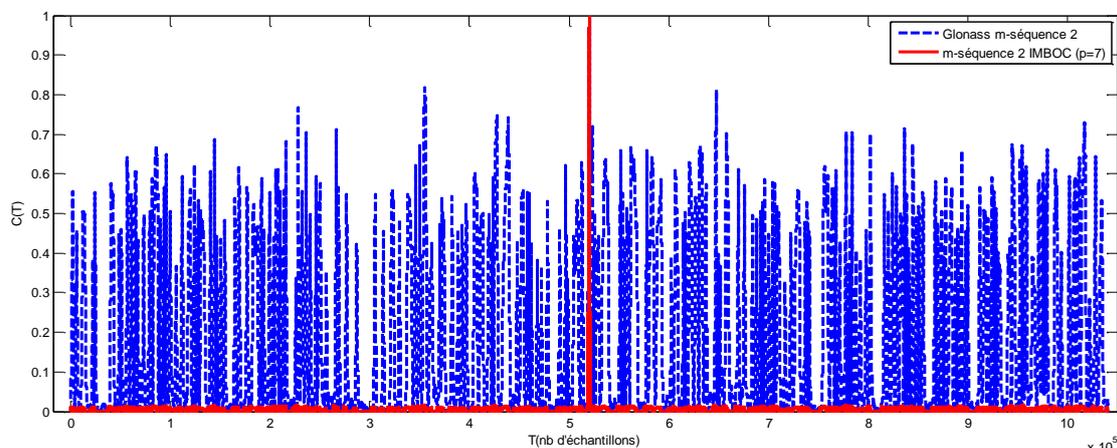


Figure III-25: fonction d'autocorrélation du signal Glonass reçu à la position de test PT4 quand la seconde m-séquence ou sa version modulée en IMBOC ($p=7$) est émise par les répéteurs en indoor

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

rappports 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

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

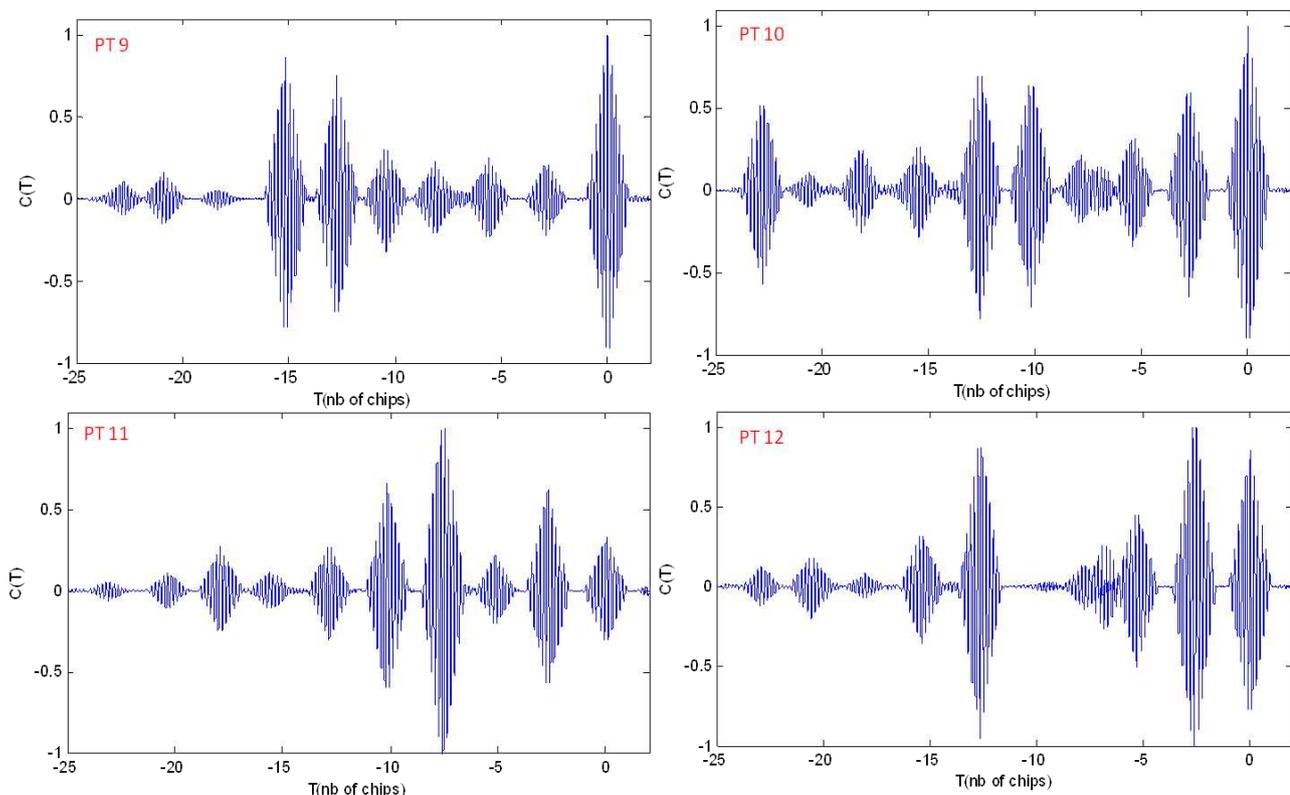


Figure III-26 : les fonctions d'autocorrélation des 10 répélites tracées pour les points de test indoor du PT9 au PT12.

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.