

Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par **l'Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace**
Spécialité : Signal, image, acoustique et optimisation

Label européen

Présentée et soutenue par **Vincent HEIRIES**
le 20 décembre 2007

Optimisation d'une chaîne de réception
pour signaux de radionavigation à porteuse à double décalage (BOC) retenus
pour les systèmes GALILEO et GPS modernisé

JURY

M. Michel Bousquet, président du jury
M. Vincent Calmettes, co-directeur de thèse
M. Inbar Fijalkow, rapporteur
M. Günter W. Hein, rapporteur
M. Fabrice Legrand
M. Daniel Roviras, directeur de thèse

École doctorale : **Mathématiques, informatique et télécommunications
de Toulouse**

Unités de recherche : **TéSA, IRIT, IFEN (Université de Munich)**

Directeur de thèse : **M. Daniel Roviras**
Co-directeur de thèse : **M. Vincent Calmettes**

Autre rapporteur : **Mme Elena Simona Lohan**

MANUSCRIT de THESE

Vincent Heiries

Optimisation d'une chaîne de réception
~
pour signaux de radionavigation par satellite
~
à Porteuse à Double Décalage (BOC)

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Elena Simona Lohan, Inbar Fijalkow et Günter W. Hein pour avoir accepté de passer du temps à examiner ce mémoire. J'adresse également mes remerciements à Michel Bousquet pour avoir accepté de présider le jury. Je remercie tous les co-encadrants de cette thèse : Vincent Fleuriot pour avoir suivi cette thèse ; Daniel Roviras pour avoir dirigé cette thèse et pour la grande autonomie qu'il m'a accordée ; Lionel Ries pour sa grande disponibilité ; je remercie chaleureusement Vincent Calmettes pour son encadrement technique, sa gentillesse et son soutien. Je remercie tout particulièrement Nicolas Martin pour ses encouragements et pour sa grande expertise technique qui m'a éclairé même avant cette thèse. Merci pour tes nombreux conseils, ô combien pertinents, sans lesquels ce travail n'aurait pas pu être possible. Mes remerciements vont également à Christophe Macabiau pour m'avoir transmis la passion des systèmes de navigation par satellite, et m'avoir permis d'effectuer cette thèse.

Je remercie toutes les personnes du laboratoire TeSA/IRIT qui oeuvrent à faire régner une bonne ambiance au labo et ont contribué à faire de cette thèse un moment agréable. Merci à vous : Jean-Yves, Corinne, Nathalie, Marie, Martial, Jérôme, Patrice, André-Luc, Emmanuel, Benoît, Julien et bien évidemment Sylvie, nounou de tous les thésards.

I would like now to pay many thanks to the IfEN lab's team. I express first my gratitude to Mr Günter W. Hein to have welcome me in the lab. Thanks also to all the group to have made my stay in Munich so pleasant. I'll keep a very good memory of all of you. My special thanks go to Thomas and Andrea with whom, among other things, I confront myself to the Mount Snowdon (one day, I'll come back there, and I'll go on top!). I finally thank you, Jose-Angel, for your friendship and your kindness.

Je voudrais maintenant remercier toutes les personnes qu'il m'a été permis de rencontrer durant cette thèse pour qui j'ai la plus grande amitié. Tout d'abord mes valeureux collègues de bureau : Jean-Pierre pour nos défoulements verbaux salvateurs lors de pic de stress, Mahamadou pour ses cours captivants mais interminables sur la théologie ou la géopolitique du Gabon, et Bogdan pour tes démonstrations de silences stoïques et tes apports à ma culture en matière de musique roumaine. Viennent ensuite au générique de fin : Farid, l'homme-puma, yogi accompli et hip-hoper de génie, Frédéric, redoutable charmeur et expert en sociologie urbaine, Audrey, Virginie et Garmy, les drôles de dames du labo, Vincent (le petit), l'homme-qui-a-plein-d'amis, attaché de presse de Metallica dans le sud ouest et président du fan club de Télérama, Olivier, l'homme qui est originaire de tous les départements du Sud à la fois, Ridha, Alexandra, Sakuna, Milena, (j'aime bien les prénoms en 'a') , Florent, partenaire émérite de badminton, seul fan encore non anonyme de l'opéra rock de la révolution et créateur de cocktails siciliens improbables, Mathieu, grand gourou de la grimpe et cador du calembour

caustique, et enfin Will, bassiste d'exception et partenaire hors pair de concours d'absorption de demi-chataigne en sous-sol, mon idole en matière de pilosité faciale.

Mes pensées vont maintenant à mes parents pour l'éducation qu'ils m'ont donnée, pour leur amour et pour leur soutien inaltérable. Je pense aussi à toute ma famille au sein de laquelle je me suis très agréablement construit.

Last but not least, merci est un mot bien imparfait pour exprimer mes pensées pour Valérie qui est à mes cotés chaque jour.

Résumé

Avec le développement du système GALILEO, la modernisation du GPS et le probable déploiement d'autres systèmes de navigation, la nécessité de partager efficacement la bande spectrale allouée aux systèmes de navigation entre les nombreux signaux de ces futurs systèmes est apparue. Dans ce souci, la sous-modulation BOC a été retenue pour plusieurs signaux GNSS, en particulier pour le signal M du système GPS modernisé et pour la plupart des signaux du futur système GALILEO. Cette sous-modulation présente de très bonnes propriétés en terme de séparation spectrale, mais apporte aussi une meilleure précision et une robustesse accrue vis à vis des multitrajets. Néanmoins, l'utilisation de cette sous-modulation BOC rend l'acquisition des signaux plus complexe. Ce travail de thèse concerne l'optimisation d'une chaîne de réception de signaux BOC. Nous avons analysé les problèmes que pose l'utilisation de cette modulation lors de l'acquisition du signal, celle-ci étant rendue ambiguë par la forme oscillante de la fonction de corrélation de ces signaux BOC. Lors de notre étude, l'acquisition du signal BOC est décomposée en deux phases : la recherche d'énergie du signal et la transition vers la poursuite. Lors de ces deux phases, plusieurs solutions au problème d'ambiguïté ont été évaluées : BPSK-like, Elimination de la phase de sous porteuse, et Bump-jumping. Pour évaluer les performances de ces trois méthodes, une étude analytique du processus de recherche d'énergie du signal a permis de déterminer les expressions théoriques des signaux présents au niveau des différents étages du récepteur, et enfin les expressions de la probabilité de détection, de la probabilité de fausse alarme, et du temps moyen d'acquisition pour chaque méthode d'acquisition. En phase de transition, une étude analytique a permis de calculer les expressions théoriques de la variance de l'erreur affectant la boucle de code. L'effet du type de filtrage du signal BOC (filtre idéal ou filtre à phase non linéaire), en particulier sur la synchronisation du code et de la sous modulation, a aussi été étudié en détails. Les résultats ont été validés grâce à un simulateur de récepteur de signaux BOC.

Ensuite, l'étude s'est focalisée sur l'acquisition des signaux BOC en présence de multitrajets. Tout d'abord une étude bibliographique approfondie portant sur le modèle de canal multi-trajets et surtout sur les techniques existantes de lutte contre ces multi-trajets a été menée. Cette étude a été enrichie d'un travail de simulation essentiellement basé sur l'enveloppe d'erreur due aux multi-trajets. Les trois méthodes d'acquisition des signaux BOC précédemment citées ont été testées et plusieurs valeurs des paramètres N et M du signal BOC (N, M) ont été prises en compte.

De plus, considérant un récepteur multi-corrélateurs opérant en phase de poursuite, une étude visant à obtenir une forme optimisée du discriminateur de boucle de code a été menée. Utilisant au mieux les caractéristiques des signaux BOC (en particulier la forme de la fonction de corrélation), une nouvelle expression de la fonction de discrimination a été recherchée afin de lutter le plus efficacement possible contre les multi-trajets sans pour autant dégrader la robustesse face au bruit. Une autre méthode originale de réduction de l'erreur due au multitrajets basée sur un concept différent a été proposée et analysée. Cette méthode très simple affiche de très bonnes performances.

Enfin, les nouveaux signaux optimisés dérivés de la modulation BOC sont étudiés. Ces signaux sont candidats à l'élection pour le signal du service civil GALILEO sur la porteuse L1. L'évaluation des techniques de levée d'ambiguïté présentées en amont utilisées sur ces nouveaux signaux composites est fournie. L'adaptation de ces méthodes aux signaux composites est proposée et analysée.

Abstract

With the future European system GALILEO now soon coming, the future modernization of the GPS and the likely development of other navigation satellite systems, it appears essential to share efficiently the frequency band allocated to the navigation systems. Regarding this issue, the BOC modulation has been developed and rapidly chosen for several navigation signals such as the GPS M-code and numerous GALILEO signals. This BOC modulation exhibits not only very good properties in terms of efficient spectral band sharing, but also improves the precision during signal code tracking and leads to a reduction of the multipath error. Nevertheless, the use of this modulation makes the signal acquisition process more complex. This thesis is about the optimization of a BOC signals receiver architecture. The issue of the ambiguous signal acquisition raised by the use of this modulation has been addressed in this document. Indeed, the signal acquisition is made ambiguous because of the oscillating shape of the ACF. In this study, the acquisition process is decomposed into two stages : the energy search and the transition to tracking stage. During these two stages, several algorithmic solutions have been analyzed : the BPSK-like method, the Bump-Jumping method, and the Sub Carrier Phase Cancellation (SCPC) method. In order to assess the performance of these three methods, an analytical study of the energy search process gave us the opportunity to determine the theoretical expression of the signal present at different stages of the receiver. Thanks to this, it has been possible to evaluate the expressions of the detection probability, of the false alarm probability and of the mean acquisition time. Regarding the tracking stage, an analytical study leads us to evaluate the expression of the code tracking error standard deviation. The filtering effects on code acquisition and tracking (with an ideal filter or with a non linear phase filter), particularly the possible out of synchronisation of the code signal and the sub carrier signal, have been detailed. The theoretical study has been validated through the use of a dedicated simulation tool.

Then, we have been focusing on the BOC signal acquisition in presence of multipaths. First a thorough bibliographical study has been done on the multipath model and on the existing techniques that allow the reduction of the multipath error. This study has been enriched with some simulations done mainly on the multipath error envelope. The three unambiguous method introduced here have been tested in presence of multipath ; several N and M parameters of a BOC(N,M) signal have been taken into account.

Moreover, considering a multi-correlator architecture in tracking stage, a study on the optimization of the signal S-curve have been pursued. Regarding the particular shape of the BOC ACF function, the S-curve giving the best multipath resistance has been searched for. An other method based on a different concept has been proposed and evaluated. This very simple technique exhibits highly improved performance.

Finally, optimized signals derived from the BOC concept, have been studied. Those signals are candidate signals for the L1 OS civil signal. The assessment of the unambiguous method analyzed in this thesis, on those new signals is developed. Adapted versions of these unambiguous techniques have been proposed and analyzed.

Table des matières

1	Introduction	21
1.1	Motivations	21
1.2	Objectifs de la thèse	23
1.3	Contributions de la thèse	24
1.4	Organisation du document	24
2	Contexte système	27
2.1	Présentation du système GPS	27
2.1.1	Principe de positionnement	28
2.1.2	Caractéristiques des signaux GPS	30
2.1.3	Architecture système	33
2.2	Le système GALILEO	36
2.2.1	Les services	37
2.2.2	L'architecture	37
2.2.3	Signaux GALILEO	39
2.2.4	La sous modulation BOC	39
2.3	Conclusion	51
3	Techniques d'acquisition des signaux BOC	53
3.1	Introduction	53
3.2	Techniques d'acquisition non ambiguës	54
3.3	Traitement du signal BOC comme deux signaux BPSK	54
3.3.1	Première approche : Dual Side Band	54
3.3.2	Deuxième approche	61
3.4	Etude de la méthode par élimination de la sous porteuse	62
3.5	Etude de la méthode du Bump-Jumping et de sa variante	66
3.5.1	Algorithme Bump Jumping	66
3.5.2	Variante de l'algorithme Bump Jumping	66
3.6	Etude des effets du filtrage	68

3.7	Phase d'acquisition du signal	72
3.7.1	Acquisition standard	73
3.7.2	Méthode d'acquisition différentielle	75
3.8	Phase de transition vers la poursuite	76
3.9	Phase de poursuite	81
3.10	Conclusion	82
4	Simulations acquisition	85
4.1	Recherche d'énergie	85
4.2	Transition vers la poursuite	91
4.3	Poursuite	95
4.4	Conclusion	97
5	Analyse multitrajets	99
5.1	Modèle de multi-trajets	100
5.1.1	Cas du modèle de multi-trajets diffus	100
5.1.2	Cas du modèle de multi-trajets spéculaires : un seul signal réfléchi	103
5.2	État de l'art	107
5.3	Multi-trajets en phase de transition	108
5.3.1	Probabilité de faux accrochage	108
5.4	Optimisation de fonction S-curve	112
5.4.1	Position du problème	113
5.4.2	Approche analytique	114
5.4.3	Optimisation numérique	115
5.5	EMET	117
5.5.1	Modèle de signal	118
5.5.2	Technique classique ELS pour signaux BPSK	122
5.5.3	Technique EELS pour les signaux BOC	124
5.5.4	Résultats théoriques	126
5.5.5	Résultats de simulation	129
5.5.6	Conclusion	131
6	Sous-modulations composites	133
6.1	Description des signaux composites	134
6.1.1	Signal CBCS	134
6.1.2	Signal CBOC	135
6.2	Acquisition directe des signaux composites	135
6.2.1	Acquisition non ambiguë	137

6.3	Performances en transition vers la poursuite	140
6.3.1	Technique non ambiguë supplémentaire adaptée aux signaux de type BOC(N,N)	147
6.4	Poursuite des signaux composites	149
6.5	Conclusion	154
7	Conclusion	157
7.1	Conclusions	157
7.2	Perspectives	158
	Annexes	160
A	Calcul des expressions de la fonction de corrélation des signaux NRZ	163
B	Corrélation des bruits en sortie de corrélateurs	165
B.0.1	Calcul appliqué à la méthode BPSK-like	165
B.0.2	Calcul appliqué à la méthode ESP	166
C	Caractère du bruit sur les voies de corrélation	167
D	Acquisition et poursuite de signaux BOC en présence d'interférences	169
D.1	Introduction	169
D.2	Calcul des signaux en sortie de corrélateur	169
D.2.1	Code d'étalement périodique	170
D.2.2	Cas d'un code d'étalement non périodique	171
D.3	Calcul du SNIR et du $\left(\frac{C}{N_0}\right)_{eff}$ en présence d'interférence	173
D.4	Résultats de simulation	175
E	Etude détaillée de l'algorithme du Bump Jumping	179
E.1	Description de l'algorithme	179
E.2	Phase d'acquisition	180
E.3	Performances en poursuite	181
	Bibliographie	189

Table des figures

2.1	Fonction d'autocorrélation du code C/A (a) et zoom au centre (b)	33
2.2	Schéma de principe d'un récepteur de navigation	34
2.3	Représentation spectrale des signaux - tiré de [HGI ⁺ 02]	38
2.4	Bandes Spectrales GALILEO	39
2.5	Les différents signaux d'intérêts	41
2.6	Génération du signal Binary Offset Carrier.	41
2.7	DSP normalisées de différents signaux BOC	43
2.8	DSP normalisées du signal BOC(14, 2) en sinus et en cosinus	43
2.9	DSP normalisée du signal BOC(5,1) - caractéristiques du spectre BOC	44
2.10	Fonction d'autocorrélation du signal BOC(10, 5) non filtré	45
2.11	Fonction d'autocorrélation du signal BOC(14, 2) non filtré	45
2.12	Fonction de corrélation du signal BOC (10,5) pour différentes bandes de filtrage	46
2.13	Comparaison des fonctions de corrélation du signal BOC(10,5) en cosinus et en sinus - bande de filtrage : $25MHz$	46
2.14	Fonction de discrimination du code de type Dot-Product	47
3.1	Approche séquentielle adoptée	55
3.2	Acquisition du signal BOC par la technique BPSK-like	56
3.3	Principe de filtrage - Méthode DSSB - BOC(10,5)	57
3.4	Fonction de corrélation du signal BOC(10, 5) filtré sur le lobe inférieur	58
3.5	Principe de filtrage - Méthode BPSK-like - BOC(10,5)	61
3.6	Spectre des signaux - Méthode BPSK-like	62
3.7	Fonction de corrélations - Méthode BPSK-like	62
3.8	Méthode par Elimination de la Sous Porteuse - Architecture	63
3.9	Corrélation du signal BOC(10,5) avec le signal local en phase de sous porteuse	64
3.10	Corrélation du signal BOC(10,5) avec le signal local en quadrature de sous porteuse	65
3.11	Schéma de principe - Technique Bump-Jumping	66
3.12	Fonction de discrimination d'un signal BOC(10,5) - Bump-Jumping	67
3.13	Signaux combinés en recherche d'énergie	68
3.14	Impact du filtre sur l'ACF - $BW = 12.276MHz$, technique Dual Side Band	69
3.15	Fonction d'autocorrélation du BOC(14,2) et fonction de corrélation reconstruite par BPSK-like	70
3.16	Technique ESP - effets du filtrage	71
3.17	Technique Bump-Jumping - effets du filtrage	71

3.18	Fonction d'autocorrélation du BOC(14,2) et fonction de corrélation reconstruite par BPSK-like	72
3.19	Processus de recherche d'énergie	73
3.20	Comparaison entre les densités de probabilité théorique et simulée de $\frac{T_0}{\sigma^2}$ -	74
3.21	Comparaison acquisition algorithme standard/algorithmes combinés	77
3.22	Discriminateur de code Dot Product	78
4.1	Probabilité de détection - BOC(10,5) - technique ESP	86
4.2	Probabilité de détection - BOC(10,5) et BOC(14,2) - technique ESP	87
4.3	Pd - BOC(10,5) - technique BPSK-like	87
4.4	Pd - BOC(10,5) - technique combinant les voies VE et P	88
4.5	MAT - BOC(10,5) - Technique BPSK-like	88
4.6	MAT zoom - BOC(10,5) - Technique BPSK-like	89
4.7	MAT - BOC(10,5) - Technique ESP	89
4.8	MAT zoom - BOC(10,5) - Technique ESP	90
4.9	Pd - BOC(10,5) - comparaison des trois techniques	90
4.10	Temps Moyen d'Acquisition - BOC(10,5) - comparaison des trois techniques	91
4.11	Fonctions de discrimination associées aux méthodes ESP et BPSK-like - BOC(14,2) - bruit du premier et du second ordre	92
4.12	Écart type de l'erreur de retard de code en transition - méthodes ESP et BPSK-like - BOC(14,2)	93
4.13	Écart type de l'erreur de retard de code en transition vers la poursuite en fonction de l'espacement Early Late	94
4.14	Temps passé en transition vers la poursuite - méthodes ESP et BPSK-like - BOC(14,2)	95
4.15	Écart type de l'erreur de retard de code en transition vers la poursuite	96
4.16	Temps de transition vers la poursuite	96
4.17	Écart type de l'erreur de retard de code en poursuite	97
5.1	Modèle de canal	101
5.2	Exemple de profil de la puissance des signaux reçus obtenus à partir de mesures	102
5.3	Fonction de corrélation dans le cas d'un signal réfléchi - BOC(10, 5)	104
5.4	Fonction de corrélation dans le cas d'un signal réfléchi - BOC(10, 5) - technique BPSK-like	105
5.5	Fonction de discrimination BOC et BPSK-like dans le cas d'un signal réfléchi - BOC(10, 5)	105
5.6	Enveloppe d'erreur - BOC(10, 5)	106
5.7	Enveloppe d'erreur - BOC(10, 5) - technique DSSB	106
5.8	Enveloppe d'erreur - BOC(10, 5) - technique DSSB et BPSK-like	109
5.9	Probabilité de faux accrochage en poursuite - technique BPSK-like - BOC(10, 5) - influence du C/N_0	110
5.10	Probabilité de faux accrochage en poursuite - technique BPSK-like - BOC(10, 5) - influence de l'amplitude relative du signal réfléchi	111
5.11	Probabilité de faux accrochage en poursuite - BOC(10, 5) - influence du type de BOC	111

5.12	Probabilité de faux accrochage en poursuite - BOC(10, 5) - influence de l'écartement de corrélateurs (en chips)	112
5.13	Probabilité de faux accrochage - BOC(10, 5)	113
5.14	Courbe de discrimination en S optimisée	116
5.15	Distribution des corrélateurs - résultat de l'optimisation pour une fonction de discrimination BOC(10,5)	117
5.16	Enveloppe d'erreur due aux multitrajets obtenue en utilisant une fonction S optimisée - BOC(10,5)	118
5.17	Erreur moyenne due aux multitrajets obtenue en utilisant une fonction S optimisée - BOC(10,5)	119
5.18	Écart type de l'erreur de retard de code en poursuite en utilisant une fonction S optimisée - BOC(10,5)	120
5.19	Enveloppe d'erreur due aux multitrajets obtenue en utilisant une fonction S optimisée - BOC(14,2)	121
5.20	Erreur moyenne due aux multitrajets obtenue en utilisant une fonction S optimisée - BOC(14,2)	121
5.21	Fonction de corrélation en présence et absence de multitrajets	122
5.22	Fonctions de discrimination - signal BOC(10,5)	123
5.23	Principe de base de l'ELS - fonction de corrélation d'un signal BPSK	123
5.24	Principe ELS	124
5.25	Principe de base de la technique EELS - fonction de corrélation BOC(10,5)	125
5.26	Enveloppes d'erreur multitrajets - BOC(1,1)	127
5.27	Enveloppes d'erreur multitrajets - BOC(10,5)	127
5.28	RAWMEE - BOC(1,1)	128
5.29	RAWMEE - BOC(10,5)	129
5.30	Résultats de simulation - erreur de retard de code en poursuite - technique ELS	130
5.31	Résultats de simulation - erreur de retard de code en poursuite - technique EELS	130
5.32	Résultats de simulation - comparaison des techniques - écart type de l'erreur de retard de code en poursuite	131
6.1	Fonctions d'autocorrelation et de cross-correlation	136
6.2	Probabilité de détection - comparaison du BOC(1,1) avec les signaux optimisés	136
6.3	Temps Moyen d'Acquisition - comparaison du BOC(1,1) avec les signaux optimisés	137
6.4	Schéma du récepteur pour la technique dual SCPC	138
6.5	Fonctions de corrélations normalisées - signal CBCS	139
6.6	Fonctions de corrélations normalisées - signal CBOC	140
6.7	Comparaison des techniques de lever d'ambiguïté - Probabilité de détection - signal CBCS	141
6.8	Comparaison des techniques de lever d'ambiguïté - Temps Moyen d'Acquisition - signal CBCS	141
6.9	Comparaison des techniques de lever d'ambiguïté - Probabilité de détection - signal CBOC	142
6.10	Comparaison des techniques de lever d'ambiguïté - Temps Moyen d'Acquisition - signal CBOC	142

6.11	Fonction de discrimination normalisées - comparaison des différentes techniques - BW = 12 MHz, E-L = 0.5 chip, signal CBCS	143
6.12	Fonction de discrimination normalisées - comparaison des différentes techniques - BW = 12 MHz, E-L = 0.5 chip, signal CBOC	144
6.13	Écart type de l'erreur de synchronisation de code - comparaison des techniques non ambiguës- CS = 0.5 chip - BL=1 Hz - temps d'intégration de 20 ms, signal CBCS	145
6.14	Écart type de l'erreur de synchronisation de code - comparaison des techniques non ambiguës- CS = 0.5 chip - BL=1 Hz - temps d'intégration de 20 ms, signal CBOC	145
6.15	Enveloppe d'erreur multitrajet, signal CBCS - comparaison des techniques non ambiguës	146
6.16	Courbe d'erreur AWCBE, signal CBCS - comparaison des techniques non am- biguës	146
6.17	technique de lever d'ambiguïté - schéma de principe du récepteur	148
6.18	Fonction de corrélations - techniques de lever d'ambiguïtés	148
6.19	Écart type de l'erreur de retard de code - technique de lever d'ambiguïté sign- combined	149
6.20	Enveloppe d'erreur multitrajets - signal BOC(1,1) - comparaison des techniques de lever d'ambiguïté	150
6.21	Fonctions de corrélation - signal CBCS - nouvelle technique de lever d'ambiguïté sign-combined	150
6.22	Enveloppe d'erreur multitrajets - signal CBCS - comparaison des techniques de lever d'ambiguïté	151
6.23	Fonctions de discriminations utilisées en poursuite - signaux BOC(1,1) et si- gnaux optimisés	152
6.24	Écart type d'erreur de synchronisation de code en poursuite - signaux BOC(1,1) et signaux optimisés	152
6.25	Enveloppe d'erreur multitrajets en poursuite - CS = 0.1 chip - discriminateur EMLP	153
6.26	Courbe d'erreur AWCBE, signal CBCS - CS = 0.1 chip - discriminateur EMLP	153
6.27	Enveloppe d'erreur multitrajets - CS = 0.1 chip - discriminateur EMLP - Bande passante égale pour tous les signaux : 16 MHz	154
6.28	Courbe d'erreur AWCBE - CS = 0.1 chip - discriminateur EMLP - Bande passante égale pour tous les signaux : 16 MHz	155
C.1	Comparaison de la densité de probabilité de n_{I_H} et de la densité de probabilité théorique Gaussienne	168
C.2	Comparaison entre la distribution du bruit n_{I_I} et la densité de probabilité Gaussienne	168
D.1	Exemple de spectre de signal de navigation et interférent	176
D.2	C/N0 équivalent en présence d'interférences	176
D.3	Probabilité de détection en phase d'acquisition en présence d'interférences . . .	177
D.4	Précision de la boucle de code en présence d'interférences	178

E.1	Energie combinées des signaux en sortie de corrélateurs	180
E.2	Probabilité de succès - BOC(10,5)	183
E.3	Probabilité de succès - BOC(14,2)	184
E.4	Comparaison des probabilités de succès - BOC(10,5) vs BOC(14,2)	184
E.5	Probabilité de succès en fonction du seuil T et du nombre d'échantillons m - BOC(14,2)	185
E.6	Probabilité d'erreur en fonction du seuil T et du nombre d'échantillons m - BOC(14,2)	186
E.7	Probabilité de succès en fonction du seuil T et du nombre d'échantillons m - BOC(10,5)	187
E.8	Probabilité d'erreur en fonction du seuil T et du nombre d'échantillons m - BOC(10,5)	188

Acronymes

OS	Open Service
CS	Commercial Service
SoL	Safety of Life
PRS	Public Regulated Service
SAR	Search And Rescue
NRZ	Non Return to Zero
FI	Fréquence Intermédiaire
PRN	Pseudo Random Noise
BOC	Binary Offset Carrier
BCS	Binary Coded Symbols
PIT	Predetection Integration Time
PLL	Phase Lock Loop
DLL	Delay Lock Loop
FLL	Frequency Lock Loop
ESP	Elimination de Sous Porteuse
SCPC	Sub Carrier Phase Cancellation
BJ	Bump Jumping
DSP	Densité Spectrale Puissance
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
ACF	Auto Correlation Function
Rx	Récepteur
RAWMEE	Running Average of Weighted Multipath Error Enveloppe

Chapitre 1

Introduction

Sommaire

1.1	Motivations	21
1.2	Objectifs de la thèse	23
1.3	Contributions de la thèse	24
1.4	Organisation du document	24

1.1 Motivations

Le système américain de navigation par satellite Global Positioning System (GPS) opéré par le DoD (Department of Defence) et dans une moindre mesure le système russe GLONASS ont connu un large succès depuis leur mise en service. Conçu pour l'armée américaine, et utilisé seulement par eux au départ, le GPS est rapidement devenu populaire dans une communauté d'utilisateurs plus large. Sa capacité à fournir une information de position, de vitesse, et de temps en tous points du globe a séduit un grand nombre d'utilisateurs. Aujourd'hui, pouvant par exemple être intégré à un téléphone portable ou équipant une automobile, il pourrait bientôt faire partie du quotidien d'une grande partie de la population.

Ce succès technologique et commercial ainsi qu'une demande de performance croissante a motivé le développement d'une deuxième génération de système de navigation maintenant regroupés sous le terme GNSS pour Global Navigation Satellite System. Deux projets se détachent pour l'heure : la modernisation du système GPS et le développement du futur système de navigation européen GALILEO. Le système GALILEO inter-opérable avec GPS a été conçu pour apporter une indépendance à l'Europe vis à vis du système américain. Les négociations furent âpres entre les deux parties mais l'Union européenne et les États-Unis ont conclu un accord sur GALILEO et le GPS, le 26 juin 2004. Cet accord permettra à chaque système de fonctionner en parallèle, sans interférence de leurs signaux respectifs.

Le système GALILEO est conçu comme un système civil contrôlé par des civils qui fournira entre autre des services aux militaires ce qui tranche avec la politique du système GPS. Par ailleurs, la disponibilité des services offerts par GALILEO sera garantis et la précision accrue par rapport à celle que l'on peut obtenir aujourd'hui. GALILEO, qui devrait être fonctionnel

à partir de 2011, offrira de nombreux services : OS (service ouvert), CS (service commercial), PRS (service gouvernemental d'usage restreint), SoL (service sauvegarde à la vie humaine), et SAR (support au service de recherche et de secours). L'attente de la communauté internationale envers l'utilisation de ces nouveaux services est grande. En effet leur traitement combiné permettra d'augmenter la précision, l'intégrité, la continuité et la disponibilité du futur GNSS. Ces performances permettront l'utilisation du système pour de nombreuses applications et notamment pour des applications pour lesquelles la sécurité des personnes est en jeu comme que le trafic ferroviaire, le guidage des voitures ou encore le pilotage des avions en phase d'atterrissage. De plus, entre la modernisation de GPS, le développement de GALILEO et la modernisation de GLONASS, dans le cas où les récepteurs bénéficieraient de l'inter-opérabilité des services de navigation de ces systèmes, le nombre de satellites visible à tout instant serait largement augmenté permettant d'atteindre une disponibilité encore plus grande et une précision encore meilleure. D'autant que d'autres pays emboîtent le pas de l'Europe et des USA et financent des projets de navigation par satellite. La Chine développe le système mondial de navigation COMPASS, l'Inde le système régional de navigation IRNSS (Indian Radionavigation Satellite System) et le Japon le système d'augmentation régionale QZSS (Quazi Zenith Satellite System). Il est donc fortement probable que demain, n'importe qui dans le monde ait suffisamment de satellites en vue pour calculer sa position à l'aide d'un récepteur de radio-navigation.

La multiplication des systèmes va de pair avec l'augmentation du nombre de signaux de radio-navigation émis. Actuellement le système GPS ne fournit qu'un seul signal disponible pour les utilisateurs civils transmis sur la porteuse appelée L1 (1575.42MHz), et un deuxième signal pour les utilisateurs militaire transmis sur la porteuse L2 (1227.6 MHz). Lors de la modernisation du GPS, il sera mis en place plusieurs autres signaux tels que les signaux civil GPS L5 (porteuse à 1176.45 MHz), L2C, L1C et le signal militaire M-code sur L1. Afin d'offrir les services évoqués plus haut, les satellites GALILEO vont émettre 10 signaux sur trois porteuses E6 (1278.75 MHz), E1 (1575.42 MHz) et E5 (1191.795 MHz). Ces nouveaux signaux présentent deux particularités majeures : la présence généralisée d'une composante pilote et donnée pour chaque signal, et l'utilisation d'une nouvelle modulation, la modulation BOC (Binary Offset Carrier). Les améliorations apportées par la présence d'une voie donnée et pilote ne seront pas étudiées ici (voir [Jul05]). Ce travail de thèse se concentre sur l'étude de l'utilisation de la nouvelle modulation BOC.

En effet, la mise en service de tous ces signaux pose le problème du partage des bandes de fréquence. Les signaux doivent coexister et la compatibilité des divers systèmes est d'une importance capitale. Tous les signaux de navigation sont présents en bande L, plusieurs signaux sont même émis autour de la même porteuse L1, et la dégradation de précision apportée par les interférences inter-systèmes ou intra-système doit absolument être minimisée. Depuis plusieurs années, un travail important a été réalisé afin de développer de nouvelles modulations permettant d'optimiser le partage des bandes de fréquence et de diminuer les interférences entre les signaux. En particulier, l'introduction de la modulation BOC ([Bet99], [BCC00],[Bet02]) représente une avancée importante et a eu un impact majeur sur la définition des signaux des futurs systèmes de navigation. A ce titre, cette modulation BOC a été

retenue pour plusieurs signaux des systèmes futurs. Cette modulation, très simple au demeurant, permet une meilleure utilisation des bandes allouées et une réduction des interférences inter-systèmes (entre les signaux de systèmes différents) et intra-système (entre les signaux du même système). Outre le partage efficace de la bande spectrale, l'utilisation du BOC présente de nombreux avantages, notamment en terme de précision, et de résistance aux multi-trajets. Cependant, elle comporte des difficultés liées à l'acquisition et à la poursuite du signal. L'utilisation d'une telle modulation rend le processus d'acquisition des signaux plus complexe et en particulier ambiguë.

Ce travail de thèse concerne l'optimisation d'une chaîne de réception de signaux BOC. Nous nous sommes attachés à développer et à analyser des méthodes permettant de faciliter l'acquisition de ces signaux, et à maximiser les bénéfices pouvant être tirés de l'utilisation de cette modulation (en particulier lors de la présence de multitrajets).

1.2 Objectifs de la thèse

Les buts poursuivis lors de ce travail sont l'étude approfondie de l'utilisation de la modulation BOC, la résolution de l'ambiguïté apportée par cette modulation et l'optimisation des performances que l'on peut en tirer notamment vis à vis des multitrajets. Les objectifs de cette thèse sont donc multiples et sont énumérés plus en détails ci après.

1. Analyser les caractéristiques des nouveaux signaux de radionavigation. L'accent sera mis sur l'étude de la modulation BOC. L'examen des attributs de ces signaux dans le domaine spectral et fréquentiel est effectué. La comparaison de ces signaux vis à vis des signaux de première génération est effectuée.
2. Étudier de façon approfondie l'architecture d'un récepteur de navigation et comprendre les différents traitements numériques réalisés au sein de celui-ci. L'étude dont les résultats sont décrits dans le présent document se focalise sur les traitements effectués sur le signal en lui-même et non sur sa porteuse. En effet, les traitements effectués sur la porteuse du signal sont *a priori* les mêmes que ceux effectués sur les signaux de première génération. L'accent est donc mis sur la boucle de poursuite de code et non sur la boucle de poursuite de phase.
3. Évaluer l'impact de l'utilisation de la modulation BOC en acquisition et en poursuite. Nous verrons que l'impact majeur est la présence d'ambiguïté dans le processus de traitement du signal due à une fonction de corrélation particulière. Un traitement séquentiel de ces signaux et propos, et des méthodes de corrélation permettant le levée de cette ambiguïté sont introduites et analysées. Ces techniques seront évaluées par analyse théorique et par simulation.
4. Examiner l'impact de la présence de réflexions multiples des signaux (multitrajets) sur l'acquisition et la poursuite des signaux BOC. Les multitrajets étant une source d'erreur prédominante au sein des récepteurs GNSS, ils convient d'en évaluer les effets et l'interaction de ces effets avec le problème de l'ambiguïté du signal BOC.
5. Proposer des méthodes de réduction de l'erreur causée par la présence de multitrajets et évaluer leur performance.

6. Décrire et étudier de nouveaux signaux optimisés dérivés de la modulation BOC qui sont candidats à l'élection pour le signal civil GALILEO présent en L1.

1.3 Contributions de la thèse

Cette thèse s'est effectuée au laboratoire IRIT/ENSEEIH et à l'ENSAE. Elle a bénéficié du financement de la DGA. Par ailleurs, un soutien a été apporté par THALES-Avionics et le CNES.

Les contributions majeures de cette thèse sont les suivantes :

1. Analyse détaillée des méthodes de levée d'ambiguïté des signaux BOC et évaluation comparative de leurs performances.
2. Proposition et évaluation d'une combinaison différentielle de sorties de corrélation afin d'améliorer le processus de recherche d'énergie.
3. Proposition d'une méthode de recherche d'énergie réutilisant les ressources mise en place par la méthode de levée d'ambiguïté Bump-Jumping ([FW99]).
4. Etude de l'effet d'un filtrage à phase non linéaire sur la levée d'ambiguïté des signaux BOC.
5. Etude détaillée de l'impact des multitrajets sur les signaux BOC et notamment de l'effet des multitrajets sur la levée d'ambiguïté des signaux BOC.
6. Présentation d'une méthode d'optimisation de la fonction de discrimination afin de réduire l'erreur des multitrajets et des résultats associés.
7. Proposition d'une méthode de réduction de l'erreur multitrajets par évaluation de corrections à apporter a posteriori à la boucle de code.
8. Proposition d'une méthode de levée d'ambiguïté adaptée aux signaux de type BOC(N,N) permettant la réduction de l'erreur multitrajet.
9. Evaluation de l'impact de l'utilisation de signaux optimisés dérivés du signal BOC à la place du signal BOC. Analyse de l'adaptation des méthodes de levée d'ambiguïté à ces signaux.

Les résultats obtenus lors de ce travail de thèse ont fait l'objet de plusieurs publications.

1.4 Organisation du document

Ce rapport de thèse s'organise comme suit.

Après une introduction faite en chapitre 1, le chapitre 2 fournit une description du contexte système dans lequel les travaux vont se dérouler. Le principe de positionnement par satellite est décrit ainsi que les principales sources d'erreur du système. L'architecture des systèmes GALILEO et GPS est détaillée. Les caractéristiques des signaux GALILEO et GPS sont analysées.

Le chapitre 3 présente le problème d'ambiguïté des signaux BOC et les méthodes de levée d'ambiguïté. Il décrit l'approche séquentielle du traitement du signal adoptée (recherche d'énergie, transition vers la poursuite, poursuite) et l'architecture des récepteurs associés aux

méthodes d'acquisition non ambiguës. Une étude analytique des traitements effectués en acquisition et en poursuite est fournie. L'expression des signaux en sortie de corrélation est développée ainsi que celle de l'écart type de l'erreur de code. Les effets d'un filtrage des signaux par un filtre à phase non linéaire sur la fonction de corrélation sont examinés vis à vis de la levée d'ambiguïté BOC.

Le chapitre 4 donne les résultats de simulation correspondant aux développements théoriques menés au chapitre 3.

Les modèles de multitrajets envisageables sont décrits au chapitre 5. Le comportement des techniques de levée d'ambiguïté du BOC sont évaluées en présence de multitrajets, notamment au travers de la probabilité de faux accrochage des boucles de poursuite dû à la présence de multitrajets. Une méthode d'optimisation de la fonction de discrimination BOC est aussi présentée ainsi que les résultats associés. Enfin, une nouvelle technique de réduction de l'erreur multitrajets spécifiquement adaptée au signaux BOC et basée sur un calcul de corrections à apporter à la boucle de code est proposée et analysée.

De nouveaux signaux dérivés de la modulation BOC et composés d'une composante principale BOC(1,1) sont décrits au chapitre 6. L'évaluation des techniques de levée d'ambiguïté présentées en amont utilisées sur ces nouveaux signaux composites est fournie. L'adaptation de ces méthodes aux signaux composites est proposée et analysée. Une technique spécifique de traitement des signaux de type BOC(N,N) est introduite et étudiée.

Pour terminer, nos conclusions et nos perspectives sont exposées au chapitre 7.

Chapitre 2

Contexte système - Introduction à la navigation

Sommaire

2.1	Présentation du système GPS	27
2.1.1	Principe de positionnement	28
2.1.2	Caractéristiques des signaux GPS	30
2.1.3	Architecture système	33
2.2	Le système GALILEO	36
2.2.1	Les services	37
2.2.2	L'architecture	37
2.2.3	Signaux GALILEO	39
2.2.4	La sous modulation BOC	39
2.3	Conclusion	51

L'objet de ce premier chapitre est de préciser le contexte système de cette thèse, qui est dédiée au développement d'algorithmes de traitement de signaux de navigation. Dans la première partie, nous donnerons une description du système américain GPS. Une deuxième partie présentera le futur système de navigation Européen GALILEO. Dans cette deuxième partie nous nous intéresserons plus particulièrement aux caractéristiques des signaux prévus pour les futurs systèmes de navigation.

2.1 Présentation du système GPS

L'histoire de la navigation par satellite commence en 1958 avec le lancement du programme Transit par l'US Navy. Transit, qui fut opérationnel en 1964, était un système utilisant sept satellites à basse altitude (1100 km) en orbite polaire. L'utilisateur se positionnait grâce aux signaux de navigation émis à bord des satellites en calculant leur décalage Doppler. Malheureusement, un seul satellite était en vue à chaque instant, et l'utilisateur devait attendre parfois cent minutes avant de pouvoir calculer sa position.

Malgré tout, l'idée était très prometteuse, et le succès de ce programme encouragea le DoD (Department of Defense) américain à développer un système de localisation beaucoup

plus performant, fiable, précis et de couverture mondiale. Le nom complet donné à ce système fut : NAVSTAR, *The Global Positioning System* ; NAVSTAR pour NAVigation System with Time And Ranging. L'architecture de base du GPS fut adoptée en 1973 par le DoD, le premier satellite de la constellation fut lancé en 1978, et le système déclaré opérationnel en 1995. Cette partie s'appuie en grande partie sur les ouvrages [ME01], [Kap96], [PSa96].

2.1.1 Principe de positionnement

Chaque satellite de la constellation émet en permanence un signal daté. Un récepteur synchronisé peut alors calculer le temps de propagation de ce signal et en déduire la distance associée le séparant du satellite, de position connue. Chaque mesure de distance représente le rayon d'une sphère centrée sur un satellite en particulier. Pour déterminer les trois dimensions de la position de l'utilisateur, trois mesures données par trois satellites différents sont donc nécessaires.

Cependant, l'horloge du récepteur est affectée par un biais car elle n'est pas synchrone des horloges à bord des satellites. Ce biais est la différence de temps entre l'horloge utilisateur et l'horloge GPS. Ce biais d'horloge se traduit par une erreur sur la distance utilisateur-satellite mesurée. Ce biais de temps a priori inconnu doit être déterminé. Il est donc nécessaire de disposer d'une quatrième mesure effectuée sur un quatrième satellite pour pouvoir résoudre le système d'équation. En pratique, il n'est pas rare d'utiliser six ou huit satellites en visibilité. Les horloges non synchrones entre elles sont toutes référencées par rapport au temps GPS. Le GPST, GPS Time, est défini sur la base de mesures faites à partir d'un panel d'horloges au Cesium et au Rubidium présentes dans les stations de contrôle et à bord des satellites. Le zéro du temps GPS est le 6 janvier 1980 à 0h. Ce temps n'est pas réactualisé pour tenir compte de la rotation de la terre en moins de 24h. Par conséquent, il est en avance sur le temps UTC de 13 secondes actuellement.

Les paramètres à déterminer sont suivant le repère : la longitude, la latitude, l'altitude, et le biais d'horloge. La position du satellite considéré et de l'utilisateur doivent être exprimées dans le même référentiel, qui peut être inertiel ou centré sur la terre. Le repère choisi est le WGS84 (World Geodetic System 84) qui est un repère ECEF (Earth Centered Earth Fixed). Si l'on considère (x, y, z) et $(x^{(k)}, y^{(k)}, z^{(k)})$ comme étant respectivement les coordonnées de l'utilisateur et du satellite numéro k au moment de la transmission du signal, la distance géométrique utilisateur-satellite s'écrit :

$$r^{(k)} = \sqrt{((x^{(k)} - x)^2 + (y^{(k)} - y)^2 + (z^{(k)} - z)^2) + c \cdot \Delta t_k} \quad (2.1)$$

c est la vitesse de la lumière (299792458 m/s) et Δt_k est le biais d'horloge entre l'horloge du récepteur et le satellite numéro k .

On appelle pseudo-distance la mesure de distance entre le satellite et le récepteur, entachée des erreurs de synchronisation, biaisée par les erreurs de propagation et les différences entre les échelles de temps. La mesure de pseudo-distance du satellite numéro k au temps t (temps GPS) peut être modélisée par les équations 2.2 et 2.3 suivantes, respectivement pour la pseudo-mesure de code et la pseudo-mesure de phase :

pour la pseudo-mesure de code :

$$\rho_c^{(k)} = r^{(k)}(t, t - \tau) + c \left[\delta t_u(t) - \delta t^{(k)}(t) \right] + I^{(k)} + T^{(k)} + M_c^{(k)} + \epsilon_{\rho_c}^{(k)}(t) \quad (2.2)$$

pour la pseudo-mesure de phase :

$$\rho_\phi^{(k)} = r^{(k)}(t, t - \tau) + c \left[\delta t_u(t) - \delta t^{(k)}(t) \right] - I^{(k)} + T^{(k)} + M_\phi^{(k)} + N^{(k)}(t) + \epsilon_{\rho_\phi}^{(k)}(t) \quad (2.3)$$

$r^{(k)}(t, t - \tau)$ est la distance réelle entre l'antenne du récepteur à l'instant de réception t , et l'antenne du satellite au temps de transmission $(t - \tau)$

$\delta t_u(t) = t_r^r - t^r$ et $\delta t^{(k)} = t_s^e - t^e$ sont les offsets d'horloge récepteur et satellite. t^r, t^e sont les instants de réception/émission du signal dans l'échelle de temps GPS. t_r^r est l'instant de réception dans l'échelle de temps récepteur et t_s^e est l'instant d'émission dans l'échelle de temps du satellite.

$I^{(k)}$ est le retard de propagation dû à la ionosphère

$T^{(k)}$ est le retard de propagation dû à la troposphère

$M_c^{(k)}$ et $M_\phi^{(k)}$ sont respectivement l'erreur due aux multitrajets sur le code et sur la phase du signal

$N^{(k)}(t)$ est l'ambiguïté portant sur la phase.

$\epsilon_{\rho_c}^{(k)}(t)$ et $\epsilon_{\rho_\phi}^{(k)}(t)$ représentent les erreurs résiduelles (i.e. erreur de modélisation sur l'erreur d'horloge satellite, erreur de prédiction d'orbite du satellite, bruit blanc présent au niveau du récepteur) respectivement sur le code et la phase.

Un détail des erreurs affectant la mesure est fait ici.

2.1.1.1 Erreur Ionosphérique

L'ionosphère est constituée de plusieurs couches de l'atmosphère dans sa partie haute (entre 50 et 100 km). Ce milieu dispersif entraîne un retard sur la propagation du signal qui dépend entre autre de la fréquence du signal. L'erreur induite est positive sur le code (vitesse de groupe) et négative sur la phase (vitesse de phase) et s'écrit :

$$I = c \cdot \Delta_p = \pm \frac{40.3TEC}{f^2} \quad (2.4)$$

avec :

$$TEC = \int_R^S n_e(l) dl \quad (2.5)$$

TEC est la concentration totale en électrons le long du chemin de propagation et calculé pour une section dont la surface est 1 m^2 .

On peut tenter de résoudre cette erreur en utilisant deux signaux à deux fréquences différentes (mode bi-fréquence).

2.1.1.2 Erreur Troposphérique

La variation de l'indice de réfraction de la troposphère, partie basse de l'atmosphère, modifie le temps de propagation des signaux GPS, surtout lorsque le satellite est bas sur l'horizon. L'erreur troposphérique vaut environ 1 mètre au zénith et jusqu'à plus de 10 mètres à basse élévation. La composition de la troposphère variant peu, on peut corriger cette erreur avec des modèles. L'erreur résiduelle n'est alors que de quelques centimètres.

2.1.1.3 Ambiguïté sur la phase

On mesure une distance en estimant le déphasage du signal émis par rapport au signal local au sein du récepteur. Ce déphasage est en fait mesuré à un nombre entier de cycles (2π) près. C'est ce qu'on appelle l'ambiguïté de cycle. Ce paramètre peut prendre des valeurs très importantes et il est essentiel de l'estimer par des algorithmes adaptés avant de pouvoir réaliser une estimation de position.

2.1.1.4 Erreur due aux multitrajets

Dans de nombreuses applications des systèmes GNSS, les multi-trajets sont une source d'erreur dominante. Le signal provenant du satellite se réfléchit sur différentes structures (bâtiment, voiture, sol ...). Il parvient alors au récepteur un signal composite, somme du signal direct et de tous les signaux réfléchis. L'apparition de ces signaux réfléchis vient perturber le traitement de signal et entraîne un biais sur l'estimée du retard de propagation du signal direct. Les caractéristiques de ces multi-trajets - leur nombre, leur amplitude, leur retard, leur déphasage - sont très variables, et dépendent dans une large mesure de l'environnement local. Il est très ardu de modéliser le phénomène de multitrajets, et de nombreuses études sont menées afin de réduire l'impact des ces signaux réfléchis sur la mesure. Un chapitre sera dédié à ce problème.

2.1.1.5 Erreur totale de positionnement

Une valeur est souvent utilisée dans la littérature pour caractériser l'effet combiné de toutes ces sources d'erreur sur la mesure de distance. Cette quantité est dénommée : UERE (User Equivalent Range Error) et s'exprime par :

$$\sigma_{UERE} = \sqrt{\sigma_{cse}^2 + \sigma_{ap}^2 + \sigma_{nm}^2} \quad (2.6)$$

On considère que les différentes erreurs sont non corrélées.

σ_{cse} est l'écart type de l'erreur commise sur l'erreur d'horloge satellite et sur les paramètres d'éphémérides

σ_{ap} est l'écart type de l'erreur résiduelle après correction de l'erreur due à la propagation dans l'atmosphère

σ_{nm} est l'écart type de l'erreur induite par le bruit et les multitrajets.

Une erreur typique pour un récepteur GPS mono-fréquence est : $\sigma_{UERE} = 6m$.

2.1.2 Caractéristiques des signaux GPS

Les signaux GPS sont des signaux à spectre étalé par séquence directe, utilisant la technique CDMA (Code Division Multiple Access). L'étalement de spectre, outre le fait de faciliter l'accès multiple aux messages de plusieurs satellites sur le même canal, permet de résister au brouillage. En effet, si une bande de fréquence est brouillée ou entachée d'erreur, le spectre étalé permet de retrouver l'information sur une autre bande de fréquence. Ce procédé est d'autre part parfaitement adapté au caractère discret des signaux GPS, puisque, le spectre étant étalé sur une large bande, le niveau de la DSP du signal utile est inférieure au niveau de

la DSP du bruit. Le spectre d'un signal GPS est noyé dans le bruit, et seule la connaissance du code utilisé pour l'étalement permet de désétalement le signal. Les signaux GPS initiaux utilisent par ailleurs une modulation BPSK avec des codes d'étalement NRZ. Ainsi les signaux ont une enveloppe constante, ce qui est nécessaire pour les amplificateurs haute performance à bord des satellites.

Les satellites GPS émettent en continu deux signaux radio fréquence en bande L (1-2 GHz). Le système utilise deux porteuses :

$$f_{L1} = 1575.42 \text{ MHz} = 154 \cdot 10.23 \text{ MHz} \text{ et } f_{L2} = 1227.7 \text{ MHz} = 120 \cdot 10.23 \text{ MHz} \quad (2.7)$$

10.23MHz étant la référence de fréquence des horloges atomiques à bord des satellites.

Les signaux sur L1 et L2 sont modulés par deux codes d'étalement. Le code P ou plutôt sa version sécurisée P(Y) est réservé aux militaires. Il assure le PPS, Precise Positioning System. Quant au code C/A (Coarse Acquisition), utilisé par les civils, il assure le SPS, Standard Positioning System. Ce code C/A était au départ prévu pour permettre une acquisition rapide du code P(Y) étant donné sa longueur beaucoup plus courte et sa fréquence dix fois inférieure à celui-ci. Le code P est une séquence PRN (Pseudo Random Noise) ([Gol67] [PSa96]) de rythme 10.23MHz et de période une semaine, dont les clefs cryptographiques nécessaires au désétalement de spectre sont seulement connues des utilisateurs autorisés par le gouvernement américain. Sa longueur d'onde est de 29.3m. Il module une porteuse en quadrature sur L1 et en phase sur L2. Le code C/A est un code de Gold de rythme 1.023MHz de période 1ms (longueur 1023 bribes de code). Sa longueur d'onde est de 293m. Il module une porteuse en phase sur L1.

Le signal émis par un satellite k a finalement pour expression :

$$\begin{aligned} s^{(k)}(t) &= \sqrt{2 \cdot P_{C/A}} G^{(k)}(t) D^{(k)}(t) \cos(2\pi f_{L1}t + \theta_{L1}) \\ &+ \sqrt{2 \cdot P_{Y1}} P(Y)^{(k)}(t) D^{(k)}(t) \sin(2\pi f_{L1}t + \theta_{L1}) \\ &+ \sqrt{2 \cdot P_{Y2}} P(Y)^{(k)}(t) D^{(k)}(t) \cos(2\pi f_{L2}t + \theta_{L2}) \end{aligned} \quad (2.8)$$

$P_{C/A}$, P_{Y1} et P_{Y2} sont la puissance des signaux respectivement C/A sur L1, P(Y) sur L1 et P(Y) sur L2

$G^{(k)}(t)$, $P(Y)^{(k)}(t)$ sont les codes C/A et P(Y) émis par le satellite k

$D^{(k)}(t)$ est le signal véhiculant les données émises par le satellite k

θ_{L1} et θ_{L2} sont les déphasages sur les deux porteuses

2.1.2.1 Généralités sur la fonction de corrélation

Les codes utilisés pour les signaux C/A et P(Y) ont été choisis car ils présentent de très bonnes propriétés de corrélation. Un code de GOLD ([Gol67]) est une séquence pseudo-aléatoire résultant de la somme modulo 2 de deux séquences à longueur maximales (de longueur n) de même période L_c et de même rythme. On note n la taille du registre à décalage générateur, et on a $L_c = 2^n - 1$. La somme de ces deux séquences engendre une famille de $L_c + 2$ codes dont les versions numériques $c_i(k)$ possèdent des fonctions de corrélations telles que l'intercorrélation ne prend que trois valeurs possibles (voir [Gol67]) :

$$K_{C_i.C_j}(t) = -\frac{1}{L_c} \text{ ou } -\frac{1}{L_c}.\alpha(n) \text{ ou } \frac{1}{L_c}.[\alpha(n) - 2] \quad (2.9)$$

avec :

$$\alpha(n) = [1 + 2^{\frac{n+1}{2}}] \text{ si } n \text{ impair } \text{ ou } \alpha(n) = [1 + 2^{\frac{n+2}{2}}] \text{ si } n \text{ pair} \quad (2.10)$$

avec $i \neq j$

l'autocorrélation ne prend que quatre valeurs possibles :

$$K_{C_i.C_i}(t) = 1 \text{ ou } -\frac{1}{L_c} \text{ ou } -\frac{1}{L_c}.\alpha(n) \text{ ou } \frac{1}{L_c}.[\alpha(n) - 2] \quad (2.11)$$

Par exemple pour le code C/A, on a :

$$K_{C_i.C_j}(t) = -\frac{1}{1023} \text{ ou } -\frac{65}{1023} \text{ ou } \frac{63}{1023} \quad (2.12)$$

avec $i \neq j$

et :

$$K_{C_i.C_i}(t) = 1 \text{ ou } -\frac{1}{1023} \text{ ou } -\frac{65}{1023} \text{ ou } \frac{63}{1023} \quad (2.13)$$

En pratique, c'est la partie centrale autour du pic de corrélation qui est d'une importance majeure dans le traitement des signaux. Lorsqu'on modélise les codes GPS, particulièrement pour les codes longs, on suppose fréquemment que les bribes de codes sont indépendantes entre elles. Il en découle alors que la fonction d'autocorrélation du code peut être approximée par la fonction de corrélation de la forme d'onde servant à mettre en forme le code ([Hol82]). L'expression de la fonction de corrélation est alors donnée par :

$$K_C(\tau) = 1 - \frac{|\tau|}{T_c} \text{ si } |\tau| < T_c \text{ et } 0 \text{ sinon} \quad (2.14)$$

T_c étant la durée d'une brise de code, et L_c la longueur du code (1023 pour le C/A). (voir Figures 2.1) La fonction de corrélation du signal de navigation étant au coeur des algorithmes de traitement du signal mis en oeuvre dans les récepteurs, de plus amples réflexions sur les propriétés des fonctions de corrélation des signaux seront menées dans la suite de cette étude.

2.1.2.2 Généralités sur la DSP

La densité spectrale de puissance (DSP) des signaux GPS est un spectre de raies (cf. [Hol82]). La présence du code d'étalement PRN conduit à ce spectre de raies dont l'enveloppe est une fonction *sinc*. Cette enveloppe correspond à la DSP de la forme d'onde du code (rectangulaire dans le cas présent). La DSP du signal est usuellement exprimée comme la DSP de son enveloppe. Ainsi on a par exemple pour le code C/A :

$$G_{C/A}(f) = T_c \cdot \left(\frac{\sin\left(\pi \frac{f}{f_c}\right)}{\frac{f}{f_c}} \right)^2 \quad (2.15)$$

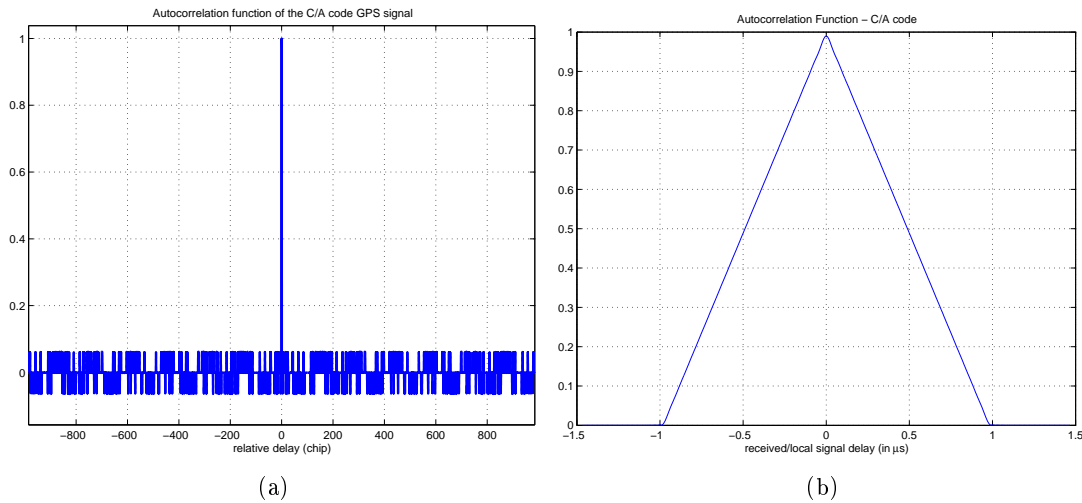


FIG. 2.1 – Fonction d'autocorrélation du code C/A (a) et zoom au centre (b)

f_c étant la fréquence du code d'étalement.

$$f_c = \frac{1}{T_c}$$

La largeur du lobe principal pour le code C/A est de 2 MHz alors que celle du lobe principal de la DSP du code P est de 20 MHz. Afin de ne pas interférer avec d'autres systèmes de communications existants, la puissance du signal GPS est très faible. La puissance minimum du signal reçu spécifiée est -160dBW . En pratique, sa valeur est autour de -154dBW . On peut par ailleurs approximer le niveau de la DSP du bruit thermique à -205dBW/Hz .

2.1.2.3 Le signal de navigation

Le message de navigation est constitué de trames de 1500 bits. Chaque trame, d'une durée de 30 secondes contient cinq sous-trames de 6 secondes chacune. Le contenu des sous-trames 1 à 3 ne change pas de trame à trame tandis que celui des sous-trames 4 et 5 contient des pages différentes à chaque trame. La sous-trame 1 contient les paramètres de correction d'horloge, les sous-trames 2 et 3, les éphémérides indiquant la position du satellite transmettant le message. Les sous-trames 4 et 5 contiennent notamment les almanachs, donnant la position approximative des autres satellites, et les paramètres du modèle ionosphérique. Un message de données complet se compose de 25 trames. Son émission dure par conséquent 12.5 minutes.

2.1.3 Architecture système

Le système GPS est composé de satellites et de récepteurs utilisateurs. Ces deux parties du système GPS sont appelées respectivement segment spatial et segment utilisateur. Un troisième segment, le segment de contrôle, veille à la bonne marche du système.

2.1.3.1 Segment spatial

Il est constitué de 24 satellites en orbite autour de la terre (dont 21 sont opérationnels, et 3 sont des satellites de réserve). Les satellites sont répartis sur six orbites ayant chacune quatre

satellites équi-répartis. Les orbites sont inclinées de 55° par rapport au plan équatorial et sont presque circulaires de 26600 km de rayon. La distance à l'utilisateur varie entre 20200 km pour un satellite situé au zénith et 25 600 km pour un satellite situé au ras de l'horizon. Les temps de propagation des signaux radioélectriques varient entre 67 et 86 ms. Les satellites sont positionnés de manière à ce qu'un minimum de six soient visibles, et l'utilisateur dispose d'un minimum de quatre satellites à toute heure quelle que soit sa position dans l'environnement proche de la Terre. Chaque satellite est identifié par un numéro et émet des informations relatives à la navigation et à sa position. Ces informations sont mises à jour par le segment de contrôle. Ainsi chaque satellite émet en continu des informations sur sa position orbitale vers les récepteurs.

2.1.3.2 Segment de contrôle

Il se compose de cinq stations au sol qui assurent la surveillance et la gestion de la constellation et des messages de navigation transmis par les satellites. Quatre de ces stations servent à l'observation tandis que la dernière (station mère située à Colorado Springs) sert au contrôle de la constellation. Les stations d'observation mesurent en continu les signaux GPS des satellites et transmettent ces données à la station mère. C'est elle qui calcule alors les orbites précises (les éphémérides) ainsi que les corrections d'horloge pour chaque satellite. Elle renvoie à chaque satellite sa correction d'horloge et le calcul de sa position. Les satellites réémettent à leur tour vers le segment utilisateur. Au bilan, le segment de contrôle est donc invisible pour l'utilisateur.

2.1.3.3 Segment utilisateur

Le segment utilisateur consiste en une variété de récepteurs GPS militaires ou civils. Un récepteur est conçu pour recevoir, décoder et traiter les signaux émis par les satellites GPS. L'architecture générale simplifiée d'un récepteur GPS peut être schématisée sur la figure 2.2. Le premier module du récepteur GPS après l'antenne est la partie électronique HF. Cette par-

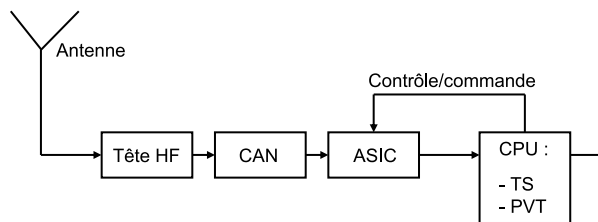


FIG. 2.2 – Schéma de principe d'un récepteur de navigation

tie assure la réception du signal analogique, de son amplification et de son filtrage. Son rôle est aussi de ramener le signal en bande de base afin qu'il puisse être numérisé par le CAN (Convertisseur Analogique Numérique). Enfin, un Contrôle Automatique de Gain (CAG) des amplificateurs permet de maintenir une puissance de bruit constante à l'entrée de l'ASIC (Application Specific Integrated Circuit). Après conversion, le signal est traité par un circuit numérique qui utilise un ASIC. Ce dernier, qui réalise le traitement hardware du signal est commandé par le module de traitement du signal (TS) de la carte CPU. L'ASIC se compose de plusieurs canaux, chaque canal étant affecté à un satellite visible. Chaque canal génère localement :

- une réplique de la porteuse du signal
- une réplique du code propre au satellite qui lui est affecté

Cela lui permet d'effectuer des opérations d'intercorrélation, notamment entre le code reçu et le code local. Ce traitement effectué sur le code permet de désétaler le signal qui doit ensuite être corrigé d'un biais de fréquence (Doppler).

L'ASIC génère ensuite des couples d'échantillons en phase et quadrature (I,Q) qui sont envoyés au module de traitement du signal (TS) après filtrage.

Le module de traitement du signal est codé en logiciel dans un DSP (Digital Signal Processor). Son rôle est de fournir régulièrement des pseudo-distances ainsi que des pseudo-vitesses au module PVT (Position, Vitesse, Temps).

Les résolutions de la position et du temps de référence se font simultanément à condition qu'au moins quatre signaux GPS provenant de satellites différents soient asservis. De cette manière, le PVT à partir des quatre mesures de pseudo-distances, résout par un algorithme récursif, un système de quatre équations à quatre inconnues. Le message de navigation permet d'effectuer différentes corrections (corrections d'horloges, éphémérides...) nécessaires pour obtenir la précision.

2.1.3.4 GPS modernisé et nouveaux signaux

Le GPS est un succès technologique, opérationnel et commercial. Un très grand nombre d'utilisateurs de par le monde utilise maintenant cette technologie pour une très grande variété d'applications. Cependant, les technologies et les besoins évoluant, la nécessité de moderniser le système s'est fait ressentir. Le développement des blocs IIR-M (replenishment-modernization), IIF (follow-on), et III va permettre d'apporter les améliorations nécessaires afin de satisfaire les exigences requises. Lors de cette phase de modernisation, entre autres améliorations, quatre nouveaux signaux vont voir le jour. Les signaux civils *L1C*, *L2C* et *L5*, ainsi que le signal militaire M-code. Ces quatre signaux sont brièvement décrits dans ce qui suit.

signal L1C

Ce signal est porté à la fréquence L1, à 1575.42MHz . Il est modulé par un signal BOC(1,1) (la modulation BOC pour Binary Offset Carrier est décrite dans la suite), et comporte deux voies, une voie pilote et une voie donnée. Ce signal emploie des codes d'étalement longs de longueur 10230 bits, de fréquence 1.023MHz , ce qui correspond à une période de répétition de 10 ms. Les données ont un rythme de 100 bits par seconde. La manière de multiplexer ce signal avec les autres signaux transmis sur L1 n'est pas encore choisie. Tous les détails sur ce signal sont fournis dans [BJCD⁺06] et [SYS06a].

signal L2C

Le signal L2C est transmis en quadrature sur la porteuse L2. Il contient deux codes BPSK, le code CM et le code CL, de longueur différentes. Le code CM est de longueur 10230 bits et a une période de répétition de 20ms. Il est modulé par un signal de donnée. Le code CL est de longueur 767250 bits et a une période de répétition de 1.5s, et n'est modulé par aucun signal

de donnée. Le signal L2C est transmis par un satellite américain en orbite depuis 2005. Tous les détails sur ce signal sont fournis dans [FRCNS01] et [SYS06b]

signal L5

Le signal L5 est centré sur la fréquence 1176.45 MHz. Ce signal cible particulièrement les applications de type aviation civile. Il est émis par un satellite depuis 2005. Il présente une modulation QPSK et contient deux composantes dont les codes d'étalement ont pour fréquence 10.23MHz. La composante en phase représente la voie donnée et contient le message de navigation dont le rythme est de 100 bits par seconde. La composante en quadrature, voie pilote, ne contient aucune donnée. Tous les détails sur ce signal sont fournis dans [SYS05] et [SYS06b].

signal M-code

Le signal M-code est un signal destiné aux applications militaires. Il est modulé par un signal BOC(10,5), et est transmis à la fois sur L1 et L2. Plus de détails sont donnés dans [BCC00].

2.2 Le système GALILEO

Il existe des limitations à l'utilisation du système GPS. D'une part il n'y a pour l'instant pas de message donnant l'état du système et son intégrité. De plus il n'existe aucune garantie de services, le GPS est sous contrôle militaire, et cette situation pourrait être stratégiquement dangereuse pour l'Europe. L'Europe ne peut rester tributaire des militaires américains et de nombreux utilisateurs attendent beaucoup des services de navigation garantis : transport maritime, routier, ferroviaire, aviation civile...

La double nécessité de sécurité et d'indépendance se traduit par les exigences suivantes pour le futur système GALILEO :

- intégrité
- disponibilité et continuité de service
- précision
- contrôle par une autorité civile internationale

Pour toutes ces raisons, économiques, stratégiques et politiques, les institutions européennes ont posé les bases de la création d'un système civil européen global de navigation par satellite dit de seconde génération, EGNOS (European Geostationary Navigation Overlay System). EGNOS fut une première étape pour l'Europe vers le système GALILEO, permettant de mettre en oeuvre un certain nombre de services de positionnement en anticipation de GALILEO, et en particulier de commencer les opérations de certification pour les applications à haut niveau de sécurité comme l'aviation civile.

Après confirmation de l'importance stratégique du programme, le lancement effectif de GALILEO peut être daté de mars 2002 quand le Conseil Européen a décidé de l'ensemble des mécanismes institutionnels et financiers. L'accord final entre les différents partenaires privés

et institutionnels du projet est intervenu en mai 2003.

GALILEO est basé sur la même technologie que le GPS et offre un degré de précision similaire, voire supérieur en raison de la structure de la constellation de satellites et des systèmes terrestres de contrôle et de gestion prévus. GALILEO sera le premier système de navigation par satellite, procurant un service de positionnement et de synchronisation de couverture mondiale, très précis et garanti. Ce système sera sous contrôle civil et sera inter-opérable avec les systèmes existants GPS et GLONASS (GLObal NAVigation Satellite System, système russe).

2.2.1 Les services

Le système GALILEO va délivrer cinq services :

- le service ouvert dit **OS** (Open Service)
service gratuit grand public offert à tous les utilisateurs civils.
- le service commercial **CS** (Commercial Service)
service payant à accès contrôlé et garantie de services pour les applications commerciales.
- le service **SoL** (Safety of Life)
service payant à accès contrôlé et garantie de services pour des applications mettant en jeu la sécurité des personnes. Il améliore les performances du service ouvert en avertissant à temps l'utilisateur de l'impossibilité d'assurer certains degrés de précision (intégrité).
- le service gouvernemental **PRS** (Public Regulated Service)
service à accès contrôlé et protégé vis à vis des brouillages pour les applications gouvernementales (en particulier militaires). Deux signaux de navigation PRS utilisant des codes et données chiffrées seront disponibles.
- le service **SAR** (Search and Rescue)
c'est un complément du système COSPAS-SARSAT actuel pour identifier et localiser les signaux de détresse.
La précision sera inférieure à 10 m pour tout type d'utilisation. Le service Safety of Life sera le service offrant la meilleure précision et répondra aux critères fixés pour l'atterrissage tous temps.

2.2.2 L'architecture

Comme on l'a dit précédemment, GALILEO s'appuie sur la même technologie que GPS, notamment avec un segment spatial, un segment sol de contrôle et un segment utilisateur.

La constellation de GALILEO sera composée de 30 satellites en orbite moyenne (MEO : Medium Earth Orbit), sur trois plans inclinés à 56 degrés à 23616 km. Cette constellation est optimisée pour couvrir, mieux que ne le fait le système GPS, l'Europe et les pays de hautes latitudes.

Les satellites devraient avoir une masse d'environ 700kg, pour une puissance de 1.5 kW. Cela permet de délivrer un signal au sol plus puissant que le signal GPS actuel, ce qui permet d'être plus résistant au brouillage.

Une différence concernant la datation est présente entre GPS et GALILEO. GALILEO utilisera des horloges atomiques au Cesium installées au sol alors que GPS les embarque. A bord, les satellites seront équipés de 2 horloges au rubidium et de 2 horloges à Maser à hydrogène passif, ce qui permet une datation à quelques nanosecondes. Le calcul d'orbite se fera au sol.

GALILEO entraîne des besoins en bande de fréquence (Bande L) pour des liaisons descendantes et des liaisons montantes. Deux largeurs de bande sont actuellement allouées à la navigation par satellite : la bande L1 (1559-1610 MHz) et la bande L2 (1215-1260 MHz), utilisées en grande partie par le GPS et GLONASS. Les fréquences prévues pour GALILEO (voir aussi Figure 2.3) permettront d'émettre 10 signaux de navigation dans les bandes :

- E5a|E5b : 1164 MHz - 1215 MHz
- E6 : 1260 MHz - 1300 MHz
- E2 : 1559 MHz- 1563 MHz
- E1 : 1587 MHz - 1591 MHz

La combinaison de signaux sur ces diverses fréquences permet d'obtenir les services décrits ci dessus.

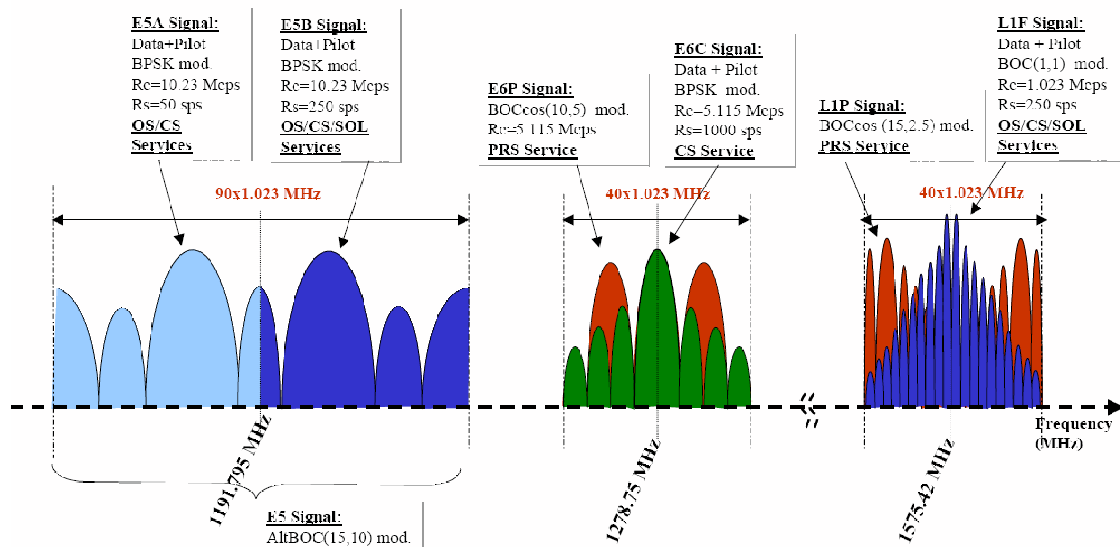


FIG. 2.3 – Représentation spectrale des signaux - tiré de [HGI⁺02]

Deux centres de contrôle GALILEO (GCC : Galileo Control Centers), seront mis en place sur le sol Européen afin de contrôler la constellation GALILEO et assurer la gestion du système de navigation. Les données collectées par un réseau de 20 stations de mesure (GSS : GALILEO Sensor Stations) seront envoyées aux GCC. Les stations de contrôle GCC utiliseront les informations des stations GSS afin d'établir l'information d'intégrité et afin de synchroniser les horloges des satellites et des stations sols. L'échange de données entre les stations de contrôle et les satellites se fera au travers de stations assurant la voie montante. 5 stations d'émission pour la voie montante en bande S, et 10 stations d'émission en bande C seront mises en place sur la planète.

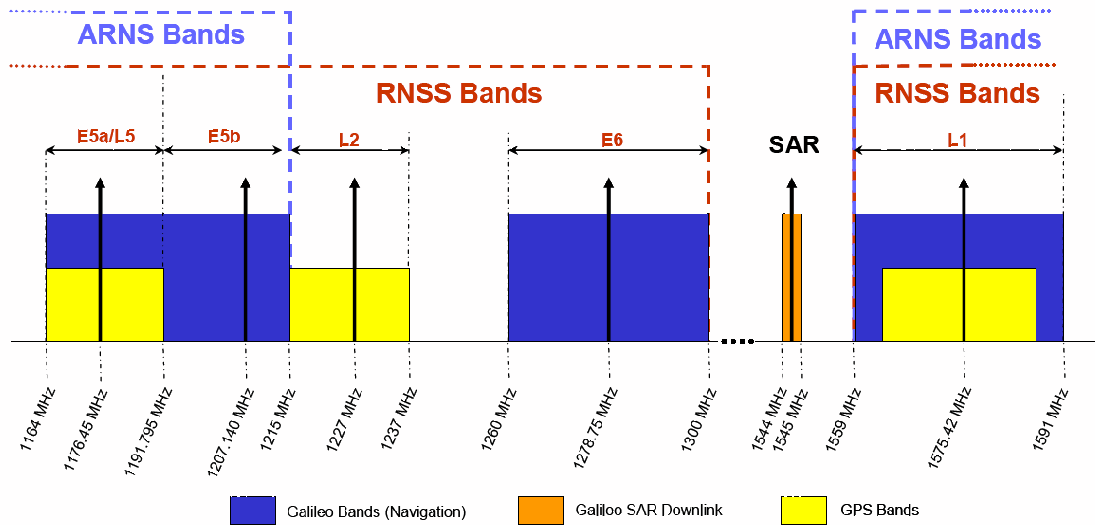


FIG. 2.4 – Bandes Spectrales GALILEO

2.2.3 Signaux GALILEO

Un élément essentiel de la modernisation du GPS et du développement de GALILEO est le partage de la bande spectrale allouée pour les différents signaux utilisés pour tous les services de radionavigation délivrés aux utilisateurs civils et militaires. La modulation par une sous porteuse proposée à l'origine par Betz dans [Bet99] est une technique simple et efficace pour translater le spectre du signal de part et d'autre de la porteuse et ainsi répartir la puissance du signal au mieux dans la bande afin de limiter les interférences inter-systèmes et intra-système. Cette sous-modulation est appelée BOC : Binary Offset Carrier ; ou Porteuse à Double Décalage. A l'origine, cette technique était proposée pour les nouveaux signaux militaires (proposé par J.W. Betz pour le signal M-code), mais finalement, elle est adoptée par plusieurs des nouveaux signaux civils. Outre un bon degré de séparation spectrale, elle montre de très bonnes performances en matière de précision et de résistance aux multitrajets. Cette modulation BOC est prévue pour les signaux GALILEO suivants :

- signal en bande L1 pour les composantes correspondant au signal OS et au signal PRS
- signal en bande E6 pour la composante correspondant au signal PRS

Pour le signal E5a-E5b, une version modifiée du BOC est prévue, appelé AltBOC. Cette modulation développée par le CNES et permettant de transmettre sur un même signal à enveloppe constante deux codes d'étalement différents, ne sera que brièvement décrite dans la suite. Comme cela a été dit plus haut au sujet des signaux qui seront diffusés lors de la modernisation du GPS, cette modulation BOC est aussi prévue pour les signaux GPS suivants :

- signal civil L1C
- signal militaire M-code en bande L1 et L2

2.2.4 La sous modulation BOC

L'expression du signal analytique BOC est :

$$s(t) = \sqrt{C}.c(t).d(t).sc(t).e^{(j2\pi f_P t + \theta)} \quad (2.16)$$

avec

\sqrt{C} : amplitude du signal complexe

$d(t)$: signal de données

$c(t)$: code d'étalement

$sc(t)$: signal de sous porteuse - fonction périodique de période T_{SC}

f_P : fréquence de la porteuse

θ : phase du signal

Le code d'étalement $c(t)$ est un signal PRN (Pseudo Random Noise) ayant les propriétés associées. Par exemple, pour des signaux GPS, le code d'étalement est un code de Gold. La matérialisation du code $c(t)$ est une forme d'onde rectangulaire. Si, on note $m(t)$ la matérialisation du code d'étalement, l'expression de $c(t)$ est :

$$c(t) = \left[\sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k \cdot \delta(t - kT_C) \right] * m(t) \quad (2.17)$$

* est l'opération de convolution

T_c est la durée d'une bribe de code (chip).

f_c est la fréquence du code.

$c_k = \pm 1$ est la valeur du chip.

Le signal $sc(t)$ a une fréquence égale ou supérieure à la fréquence du code. On la note f_{sc} . Les signaux de code et de sous porteuse sont générés avec une fréquence multiple de la fréquence référence du GPS f_0 (avec $f_0 = 1.023MHz$). On a :

$$\begin{aligned} f_{sc} &= \frac{1}{T_{sc}} \text{ et } f_{sc} = N \cdot f_0, \\ f_c &= \frac{1}{T_c} \text{ et } f_c = M \cdot f_0 \end{aligned} \quad (2.18)$$

Une modulation BOC utilise une sous porteuse carrée. On appelle ce type de signal BOC(f_{sc}, f_c) - ou BOC(N, M). La Figure 2.6 donne le schéma de principe de la génération du signal BOC. La Figure 2.5 donne une représentation des signaux de code, de sous-porteuse et de porteuse (ici un signal de type BOC(2,1)). Il est à remarquer que le code pseudo-aléatoire d'étalement $c(t)$ et le signal de sous-porteuse $sc(t)$ sont des signaux synchrones.

La sous-porteuse a pour expression :

$$sc(t) = \text{sign}(\sin(2\pi \cdot f_{sc} \cdot t)) \text{ ou } sc(t) = \text{sign}(\cos(2\pi \cdot f_{sc} \cdot t)) \quad (2.19)$$

Les propriétés du spectre et de la fonction de corrélation des signaux BOC utilisant ces deux sous-porteuses sont données dans les paragraphes suivants.

Remarque 1 : Le signal BOC est jusqu'ici présenté comme le produit synchrone du signal de code d'étalement, mis en forme par un signal rectangulaire, et de la sous porteuse, signal

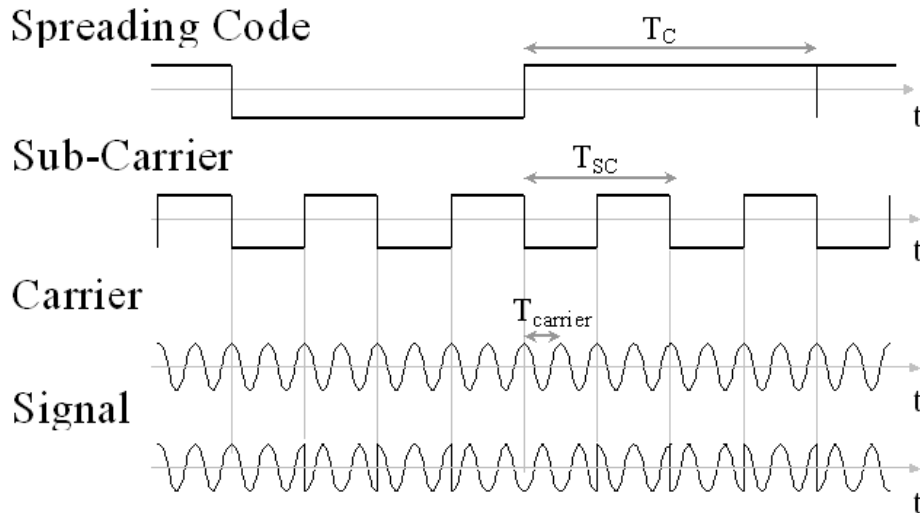


FIG. 2.5 – Les différents signaux d'intérêts

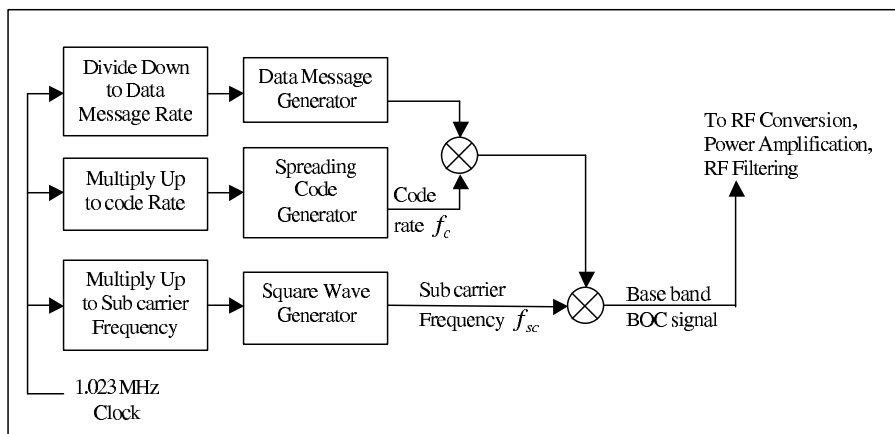


FIG. 2.6 – Génération du signal Binary Offset Carrier.

rectangulaire périodique. On peut aussi trouver dans la littérature, notamment dans [PO03], une définition du signal BOC différente. En effet, on peut définir le signal BOC comme un code d'étalement, séquence de +1 et -1 directement mis en forme par la sous porteuse rectangulaire périodique. Ceci dit, c'est la convention décrite plus haut qui est adoptée le plus souvent par l'ensemble des personnes travaillant sur le sujet, c'est pourquoi nous garderons cette convention pour toute la suite de l'étude.

Remarque 2 : Nous verrons dans la suite de ce rapport que plusieurs analyses ont été conduites sur le signal BOC(14,2) qui fut l'un des signaux proposé pour le service PRS. Ce signal n'est aujourd' hui plus d'actualité. Néanmoins, les analyses menées pour ce signal restent tout à fait pertinentes pour d'autres signaux BOC, et en particulier pour les signaux BOC dont le ratio N/M vaut 7.

Spectre du signal BOC On peut montrer d'après [RML⁺05] et [Win00] que pour une sous-porteuse en sinus, la densité spectrale de puissance (DSP) du signal BOC, normalisé en puissance, en bande de base a pour expression :

$$S_{BOC}(f) = f_c \left(\frac{\sin(\frac{\pi f}{2f_{sc}}) \sin(\frac{\pi f}{f_c})}{\pi f \cos(\frac{\pi f}{2f_{sc}})} \right)^2 \text{ pour } n = \frac{2f_{sc}}{f_c} = \frac{2N}{M} \text{ pair} \quad (2.20)$$

$$S_{BOC}(f) = f_c \left(\frac{\sin(\frac{\pi f}{2f_{sc}}) \cos(\frac{\pi f}{f_c})}{\pi f \cos(\frac{\pi f}{2f_{sc}})} \right)^2 \text{ pour } n = \frac{2f_{sc}}{f_c} \text{ impair}$$

D'après [RML⁺05] et [Win00], on montre que pour une sous-porteuse en cosinus, la densité spectrale de puissance du signal BOC normalisé en bande de base a pour expression :

$$S_{BOC}(f) = f_c \left(\frac{\sin(\frac{\pi f}{f_c}) \left(\cos(\frac{\pi f}{2f_{sp}}) - 1 \right)}{\pi f \cos(\frac{\pi f}{2f_{sp}})} \right)^2 \text{ pour } n = \frac{2f_{sp}}{f_c} \text{ pair} \quad (2.21)$$

$$S_{BOC}(f) = f_c \left(\frac{\cos(\frac{\pi f}{f_c}) \left(\cos(\frac{\pi f}{2f_{sp}}) - 1 \right)}{\pi f \cos(\frac{\pi f}{2f_{sp}})} \right)^2 \text{ pour } n = \frac{2f_{sp}}{f_c} \text{ impair}$$

On rappelle que la densité spectrale de puissance du signal conventionnel BPSK a pour expression :

$$S_{BPSK}(f) = \frac{1}{f_c} \left(\frac{\sin(\frac{\pi f}{f_c})}{\frac{\pi f}{f_c}} \right)^2 \quad (2.22)$$

Ces différentes densités spectrales de puissance ont été tracées sur les Figures 2.7 et 2.8.

Au regard des figures 2.7, 2.8 et 2.9 quelques commentaires peuvent être faits sur la forme générale de la DSP des signaux BOC. Tout d'abord, la somme du nombre de lobes principaux (en l'occurrence deux) et du nombre de lobes secondaires entre les lobes principaux est égale à n , le double du rapport entre la fréquence de la sous-porteuse et de la fréquence du code. Les passages à zéro des lobes principaux sont espacés de $2f_c$ tandis que les passages à zéro des lobes secondaires sont espacés de f_c . Le maximum des lobes secondaires est situé à une fréquence très proche de la fréquence de la sous-porteuse. Notons que la différence entre le spectre du signal BOC en sinus et le spectre du signal BOC en cosinus est l'amplitude des lobes secondaires. En effet, avec une sous-porteuse en sinus, les lobes secondaires dans la bande entre les deux lobes principaux ont une amplitude supérieure aux lobes secondaires à l'extérieur de cette bande (au delà des lobes principaux). Pour le BOC en cosinus, ce phénomène est inversé et la puissance des lobes secondaires est concentrée à l'extérieur de la bande entre les lobes principaux.

C'est une propriété très intéressante au regard des phénomènes d'interférence avec les signaux de radionavigation existant. En effet, un signal BOC en cosinus sera à l'origine d'interférence moindre avec les signaux déjà présents dans la bande $L1$: le signal C/A et le signal P(Y). Néanmoins, dans le cas où le filtre utilisé en réception a une bande n'excédant pas la largeur de la bande des lobes principaux, les pertes seront plus importantes pour un signal BOC en cosinus que pour un signal BOC en sinus.

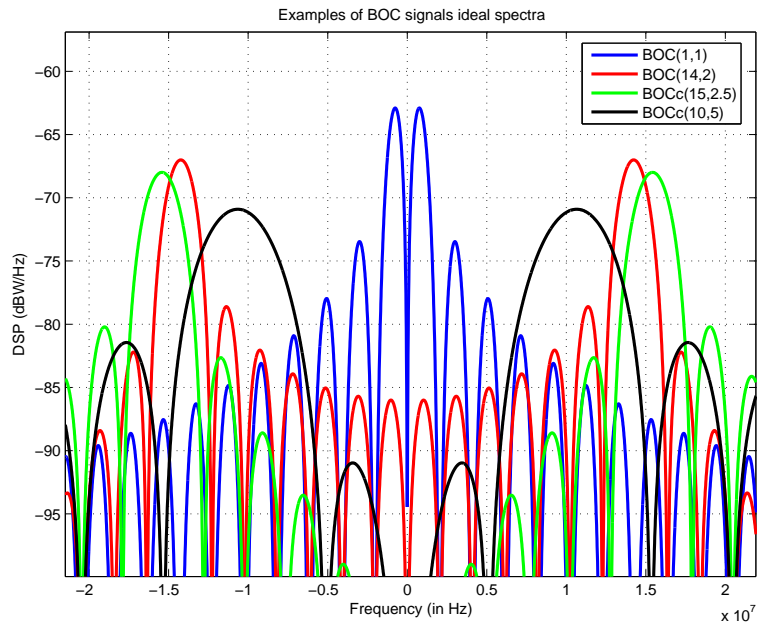


FIG. 2.7 – DSP normalisées de différents signaux BOC

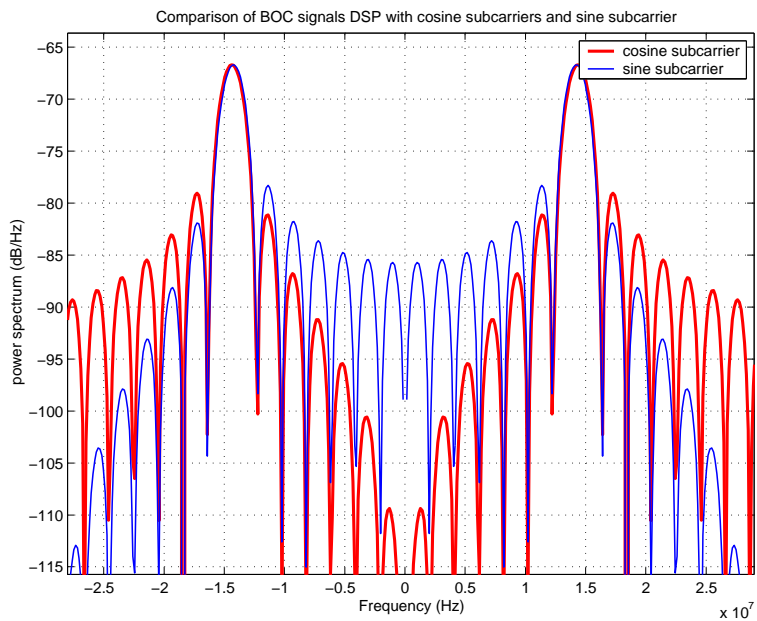


FIG. 2.8 – DSP normalisées du signal BOC(14, 2) en sinus et en cosinus

Fonction d'Autocorrélation du signal BOC

Les performances du traitement de signal en réception sont fortement liées à la forme de la fonction d'autocorrélation du signal (AutoCorrelation Function : ACF). L'expression de la fonction d'autocorrélation d'un signal BOC dans le cas idéal (signal non filtré) a été donnée

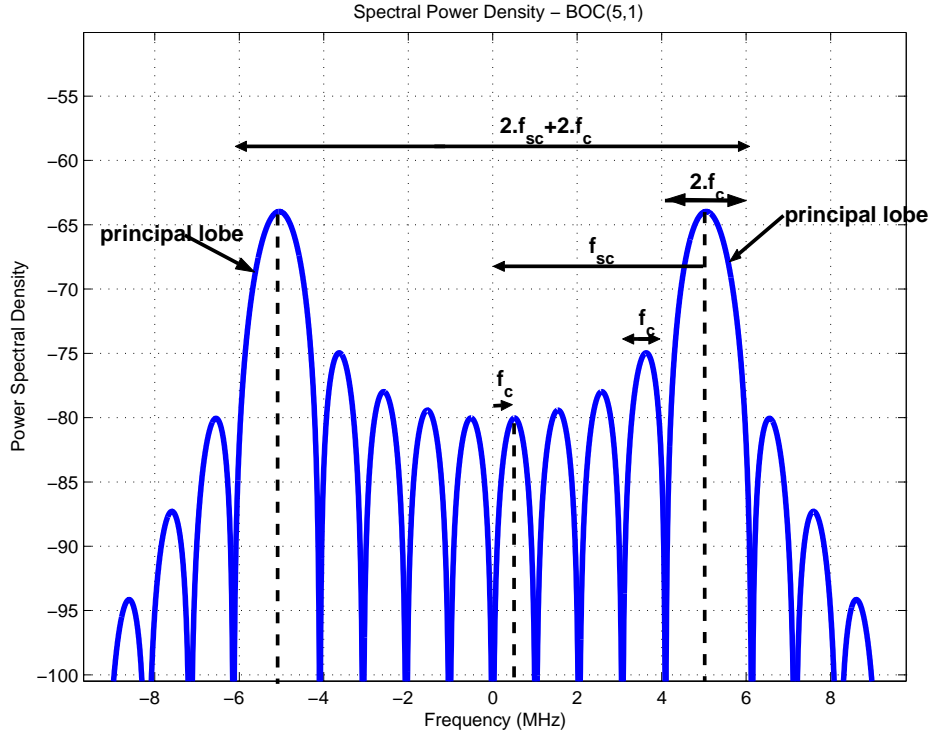


FIG. 2.9 – DSP normalisée du signal BOC(5,1) - caractéristiques du spectre BOC

par [Win00] :

$$\begin{aligned}
 R_{BOC}(t) = & \sum_{-n+1}^{n-1} (n - |k|) [2Tri(t/T_c - 2k) \\
 & - Tri(t/T_c - 2k - 1) - Tri(t/T_c - 2k + 1)]
 \end{aligned} \quad (2.23)$$

$Tri(\tau/T_c)$ étant la fonction triangle avec pour support $[-T_c, T_c]$.

Les fonctions de corrélation des signaux BOC(10,5) et BOC(14,2) dans le cas idéal (bande infinie) ont été tracées Figure 2.10 et Figure 2.11. On remarque immédiatement la forme caractéristique de la fonction de corrélation du signal BOC, celle-ci est oscillante et présente plusieurs pics et plusieurs passages à zéro. Ces caractéristiques rendront le traitement du signal BOC plus délicat. Le nombre de pics positifs est égal à $n - 1$. Les pics secondaires (positifs ou négatifs) apparaissent à des multiples de $\frac{T_{sc}}{2}$. Enfin, plus n est grand, plus le nombre de pics de la fonction de corrélation est important, et plus le pic central de corrélation est étroit.

Sur la Figure 2.12, la fonction de corrélation du signal BOC(10, 5) filtré avec un filtre passe bas idéal a été tracée. Le filtrage tend à arrondir et à atténuer les pics de corrélation. On remarque aussi que si la bande de filtrage est très étroite, inférieure à la largeur des lobes principaux (par exemple $20MHz$ pour un BOC(10,5)) la fonction de corrélation commence à se dilater. Enfin, sur la Figure 2.13, les fonctions de corrélation du signal BOC(10,5) en cosinus et en sinus ont été tracées. Tout d'abord, on peut remarquer que l'effet du filtrage est le même dans les deux cas. Cependant, le pic central de corrélation est plus fin dans le cas du BOC en cosinus, ce qui est à l'origine de meilleures performances en terme de poursuite du

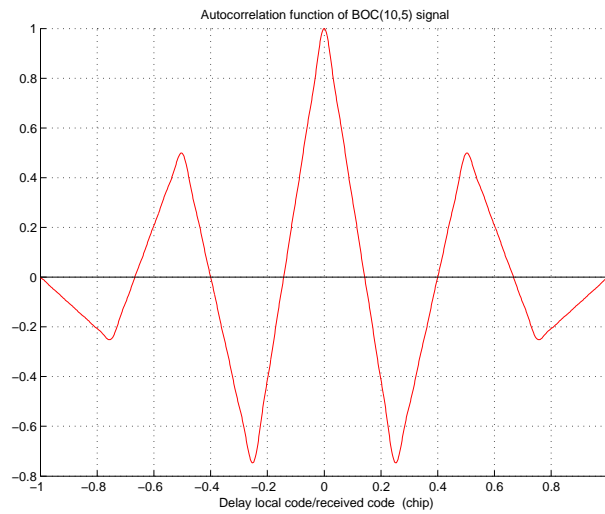


FIG. 2.10 – Fonction d'autocorrélation du signal BOC(10, 5) non filtré

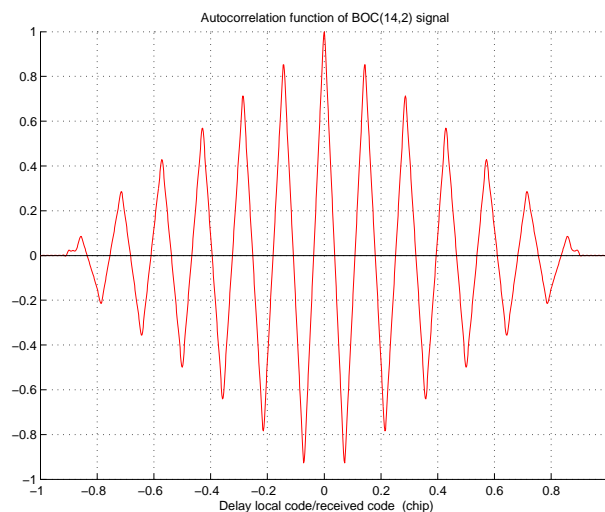


FIG. 2.11 – Fonction d'autocorrélation du signal BOC(14, 2) non filtré

signal. Néanmoins, les pics secondaires de corrélation dans le cas du BOC en cosinus présentent une amplitude supérieure. Ceci peut pénaliser l'acquisition du signal (faux accrochage sur un pic secondaire).

Fonction de discrimination du signal BOC

La forme de la fonction de discrimination (appelée aussi S-curve) est par construction étroitement liée à celle de la fonction de corrélation. La définition de la fonction de discrimination dépend du type de discriminateur mis en oeuvre. Les deux types de discriminateurs les plus couramment utilisés sont le discriminateur Dot-Product ou le discriminateur Early Minus Late power processing.

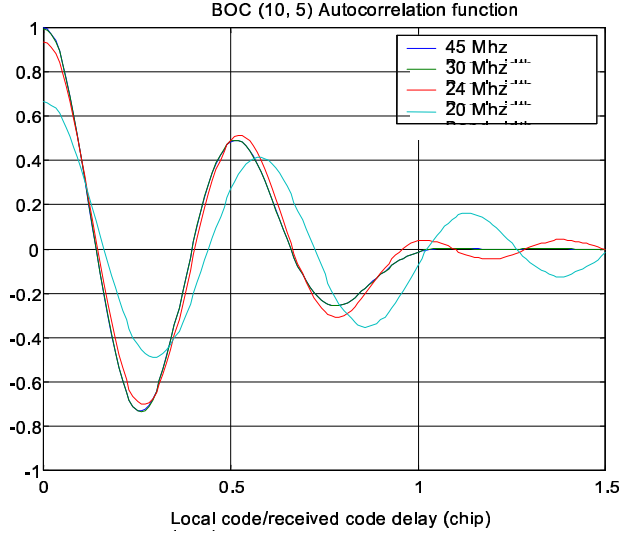


FIG. 2.12 – Fonction de corrélation du signal BOC (10,5) pour différentes bandes de filtrage

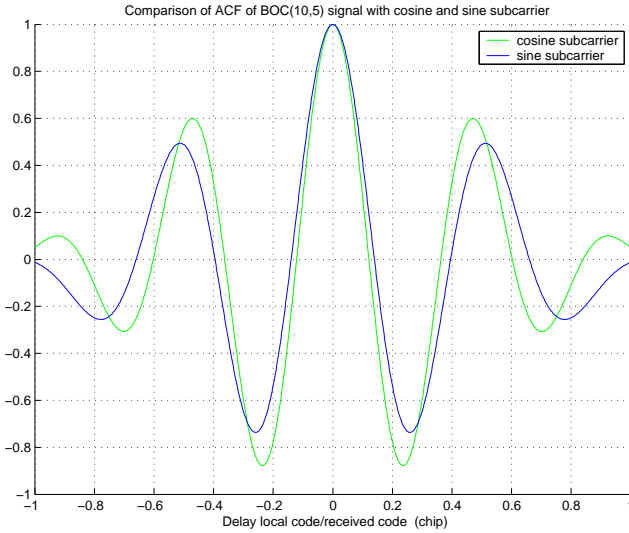


FIG. 2.13 – Comparaison des fonctions de corrélation du signal BOC(10,5) en cosinus et en sinus -bande de filtrage : 25MHz

La fonction de discrimination est alors définie par :

$$\begin{aligned} S_{dp}(\epsilon) &= (R_s(\epsilon - \delta) - R_s(\epsilon + \delta))R_s(\epsilon) \text{ -dot product} \\ S_{emlp}(\epsilon) &= (R_s(\epsilon - \delta))^2 - (R_s(\epsilon + \delta))^2 \text{ -EMLp} \end{aligned} \quad (2.24)$$

ϵ est l'erreur entre le retard de propagation réel du signal et le retard estimé.

δ est le demi écartement Early Late.

Sur la Figure 2.14, on peut distinguer les multiples passages à zéro de la fonction de discrimination qui sont autant de points d'accrochage stables pour la boucle de code (Delay Lock Loop, DLL). La plage de fonctionnement correcte du discriminateur se situe bien évidemment

autour du point $(0,0)$. Si, au cours du processus de traitement du signal, en poursuite, le bruit est suffisamment fort, pour "pousser" le discriminateur hors de cette plage de capture centrale, la boucle de code peut s'accrocher sur un point de convergence stable secondaire, et ainsi conduire à une erreur d'estimation inacceptable.

Ce problème sera discuté longuement dans la suite de cette étude.

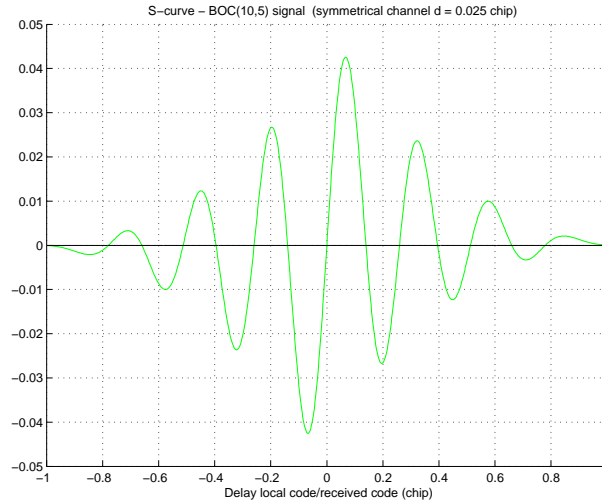


FIG. 2.14 – Fonction de discrimination du code de type Dot-Product

Comparaison des signaux BOC par rapport aux signaux BPSK

En conclusion, quelques remarques peuvent être faites sur l'intérêt du BOC. Étant donné la finesse du pic central de corrélation, les performances en poursuite de code sont accrues. On peut s'attendre à des erreurs sur les pseudo distances plus faibles. En effet, une plus grande finesse du pic central de corrélation induit une plus grande pente à l'origine de la fonction de discrimination et donc une précision accrue.

De plus, l'utilisation de signaux BOC réduit les interférences avec les signaux déjà présents dans la bande et présente de très bonnes performances vis à vis des multitrajets en raison de la forme particulière de sa fonction de discrimination.

Néanmoins, étant donnée la forme de la fonction de corrélation du signal BOC, l'acquisition et la poursuite du signal sont rendues plus complexes. L'acquisition des signaux BOC fait l'objet des chapitres 3 et 4.

Signal AltBOC

La modulation AltBOC permet de garder les caractéristiques du BOC mais en différenciant les deux lobes spectraux. En effet, grâce à cette modulation il est possible de transmettre plusieurs codes différents sur la même composante du signal.

Cette modulation est proche du BOC, mais ici, on va utiliser une sous-modulation "complexe". Dans [RLAM⁺02] et [RLL⁺03], le signal AltBOC est défini comme le produit d'un code PRN et d'une sous-porteuse complexe. Le signal AltBOC peut être composé de deux ou quatre codes. Dans le cas où il n'y a pas de voie pilote et que le signal n'est composé que de deux

codes, le signal s'écrit :

$$x_{AltBOC}(t) = c_U(t).er(t) + c_L(t).er^*(t) \quad (2.25)$$

avec :

$$er(t) = \text{sign}(\cos(2\pi f_{sp}t)) + j.\text{sign}(\sin(2\pi f_{sp}t)) \quad (2.26)$$

$c_U(t)$ est le code que l'on peut retrouver sur le lobe supérieur du spectre et $c_L(t)$ est le code que l'on peut retrouver sur le lobe inférieur du spectre.

Si une voie pilote et une voie donnée sont utilisées, quatre codes d'étalement sont nécessaires et l'expression du signal AltBOC devient :

$$x_{AltBOC}(t) = (c_{IU}(t) + j.c_{QU}(t)).er(t) + (c_{IL}(t) + j.c_{QL}(t)).er^*(t) \quad (2.27)$$

$c_{IU}(t)$ est le code que l'on peut retrouver sur le lobe supérieur du spectre et qui étale les données et $c_{IL}(t)$ est le code que l'on peut retrouver sur le lobe inférieur du spectre et qui étale les données. Les codes $c_{QU}(t)$ et $c_{QL}(t)$ correspondent aux codes de la voie pilote.

Ce signal n'étant malheureusement pas à enveloppe constante, un signal AltBOC modifié à enveloppe constante est présenté en [RLAM⁺02] et [RLL⁺03] :

$$\begin{aligned} x_{AltBOC}(t) &= (c_{IL}(t) + j.c_{QL}(t)).[sc_s(t) - j.sc_s(t - \frac{T_s}{4})] \\ &+ (c_{IU}(t) + j.c_{QU}(t)).[sc_s(t) + j.sc_s(t - \frac{T_s}{4})] \\ &+ (\overline{c_{IL}(t)} + j.\overline{c_{QL}(t)}).[sc_p(t) - j.sc_p(t - \frac{T_s}{4})] \\ &+ (\overline{c_{IU}(t)} + j.\overline{c_{QU}(t)}).[sc_p(t) + j.sc_p(t - \frac{T_s}{4})] \end{aligned} \quad (2.28)$$

avec :

$$\begin{aligned} \overline{c_{IL}(t)} &= c_{IU}(t).c_{QU}(t).c_{QL}(t) \\ \overline{c_{QL}(t)} &= c_{IU}(t).c_{QU}(t).c_{IL}(t) \\ \overline{c_{IU}(t)} &= c_{IL}(t).c_{QU}(t).c_{QL}(t) \\ \overline{c_{QU}(t)} &= c_{IU}(t).c_{IL}(t).c_{QL}(t) \end{aligned} \quad (2.29)$$

et :

$$\begin{aligned} sc_s(t) &= \frac{\sqrt{2}}{4}.\text{sign}\left(\cos\left(2\pi f_s t - \frac{\pi}{4}\right)\right) + \frac{1}{2}.\text{sign}(\cos(2\pi f_s t)) \\ &+ \frac{\sqrt{2}}{4}.\text{sign}\left(\cos\left(2\pi f_s t + \frac{\pi}{4}\right)\right) \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} sc_p(t) &= -\frac{\sqrt{2}}{4}.\text{sign}\left(\cos\left(2\pi f_s t - \frac{\pi}{4}\right)\right) + \frac{1}{2}.\text{sign}(\cos(2\pi f_s t)) \\ &- \frac{\sqrt{2}}{4}.\text{sign}\left(\cos\left(2\pi f_s t + \frac{\pi}{4}\right)\right) \end{aligned} \quad (2.31)$$

Somme toute, le signal AltBOC à enveloppe constante est une modulation 8-PSK :

$$x_{AltBOC}(t) = \alpha.\exp\left(j.k.\frac{\pi}{4}\right) \text{ avec } k \in 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 \quad (2.32)$$

De la même façon que pour le signal BOC, on note un signal AltBOC(p,q), tel que :

$$f_{sc} = p.1.023 \text{ MHz et } f_c = q.1.023 \text{ MHz}$$

La densité spectrale de puissance du signal AltBOC dont le calcul est donnée dans [RML⁺05], a pour expression (n impair) :

$$S_{AltBOC}(f) = \frac{8}{T_c \pi^2 f} \frac{\cos(\pi f T_c)}{\cos(\pi \frac{f}{2f_s})^2} \left[1 - \cos(\pi \frac{f}{2f_s}) \right] \quad (2.33)$$

2.2.4.1 Les signaux de navigation GALILEO

Dans ce qui suit, on récapitule les caractéristiques des signaux prévus pour GALILEO. On rappelle que le signal E5 est transmis en utilisant la modulation AltBOC. Les signaux E6 et L1 utilisent quant à eux la modulation Interplex présentée dans [BT72]. L'utilisation de la modulation Interplex permet de combiner plusieurs signaux en un signal composite gardant une enveloppe constante. Les données présentées ci-dessous proviennent de [FT06] et ne tiennent pas compte des éventuelles évolutions des signaux faites après 2006.

signal E6

Le signal E6 comporte trois composantes $E6 - A$, $E6 - B$ et $E6 - C$. Sur $E6 - A$ est porté le service PRS, et sur $E6 - B$ et $E6 - C$ le service CS.

Modulation L'expression du signal E6 généré selon une modulation CASM est donnée ci-dessous :

$$s_{E6}(t) = \frac{1}{3} \left(\left[\sqrt{2}.e_{E6-B}(t) - \sqrt{2}.e_{E6-C}(t) \right] \right) \quad (2.34)$$

$$+ j. \left[2.e_{E6-A}(t) + e_{E6-A}(t).e_{E6-B}(t).e_{E6-C}(t) \right] \quad (2.35)$$

les signaux $e_{E6-A}(t)$, $e_{E6-B}(t)$, et $e_{E6-C}(t)$ sont le résultat des données de navigation, du produit du code d'étalement, et éventuellement d'une sous porteuse BOC. Sachant que :

$$(e_{E6-B}(t))^2 = (e_{E6-C}(t))^2 = (e_{E6-A}(t))^2 = 1 \quad (2.36)$$

on vérifie aisément que $|s_{E6}(t)| = 1$.

Code d'étalement et sous porteuse

Le code des signaux $e_{E6-B}(t)$, et $e_{E6-C}(t)$ est à la fréquence $5F_0$. Les composantes $E6 - B$ et $E6 - C$ ont une mise en forme BPSK. La composante $E6 - A$ est mise en forme par un BOCc(10,5).

Données de navigation

Un message de navigation est porté par la composante $e_{E6-B}(t)$, son rythme est de 1000 bits par seconde. $e_{E6-C}(t)$ est une voie pilote et ne comporte aucune donnée. Un message de navigation est aussi porté par la composante $e_{E6-A}(t)$.

signal L1

Le signal L1 comporte trois composantes $L1 - A$, $L1 - B$ et $L1 - C$. Sur $L1 - A$ est porté le service PRS, et sur $L1 - B$ et $L1 - C$ le service SoL.

Modulation

L'expression du signal L1 généré selon une modulation CASM est donnée ci dessous :

$$s_{L1}(t) = \frac{1}{3} \left(\left[\sqrt{2}.e_{L1-B}(t) - \sqrt{2}.e_{L1-C}(t) \right] \right. \quad (2.37)$$

$$\left. + j. \left[2.e_{L1-A}(t) + e_{L1-A}(t).e_{L1-B}(t).e_{L1-C}(t) \right] \right) \quad (2.38)$$

Les signaux $e_{L1-A}(t)$, $e_{L1-B}(t)$, et $e_{L1-C}(t)$ sont le résultat des données de navigation, du produit du code d'étalement, et éventuellement d'une sous porteuse BOC.

Code d'étalement et sous porteuse

Le code des signaux $e_{L1-B}(t)$, et $e_{L1-C}(t)$ est à la fréquence F_0 . Les composantes $L1 - B$ et $L1 - C$ ont une mise en forme BOC(1,1). La composante $L1 - A$ est mise en forme par un BOCc(15,2.5).

Données de navigation

Un message de navigation est porté par la composante $e_{L1-B}(t)$, son rythme est de 250 bits par seconde. $e_{E6-C}(t)$ est une voie pilote et ne comporte aucune donnée. Un message de navigation est aussi porté par la composante $e_{L1-A}(t)$.

signal E5

Le signal E5 comporte quatre composantes $E5a - I$, $E5a - Q$, $E5b - I$ et $E5b - Q$. Sur $E5a - I$ et $E5a - Q$ est porté le service OS, et sur $E5b - I$ et $E5b - Q$ le service SoL.

Modulation

L'expression du signal E5 généré selon une modulation AltBOC est donnée ci dessous :

$$\begin{aligned} s_{E5}(t) = & (e_{E5a-I}(t) + j.e_{E5a-Q}(t)).[sc_{E5-S}(t) - j.sc_{E5-S}(t - \frac{T_s}{4})] + \quad (2.39) \\ & + (e_{E5b-I}(t) + j.e_{E5b-Q}(t)).[sc_{E5-S}(t) + j.sc_{E5-S}(t - \frac{T_s}{4})] + \\ & + (\overline{e_{E5a-I}(t)} + j.\overline{e_{E5a-Q}(t)}).[sc_{E5-P}(t) - j.sc_{E5-P}(t)(t - \frac{T_s}{4})] + \\ & + (\overline{e_{E5b-I}(t)} + j.\overline{e_{E5b-Q}(t)}).[sc_{E5-P}(t) + j.sc_{E5-P}(t)(t - \frac{T_s}{4})] \end{aligned}$$

avec :

$$\begin{aligned} \overline{e_{E5a-I}(t)} &= e_{E5a-Q}(t).e_{E5b-I}(t).e_{E5b-Q}(t) \\ \overline{e_{E5a-Q}(t)} &= e_{E5a-I}(t).e_{E5b-I}(t).e_{E5b-Q}(t) \\ \overline{e_{E5b-I}(t)} &= e_{E5b-Q}(t).e_{E5a-I}(t).e_{E5a-Q}(t) \\ \overline{e_{E5b-Q}(t)} &= e_{E5b-I}(t).e_{E5a-I}(t).e_{E5a-Q}(t) \end{aligned} \quad (2.40)$$

Les signaux $e_{E6-A}(t)$, $e_{E6-B}(t)$, et $e_{E6-C}(t)$ sont le résultat des données de navigation, du produit du code d'étalement, et éventuellement d'une sous porteuse BOC.

Code d'étalement et sous porteuse

Le code des signaux $e_{E5a-I}(t)$, $e_{E5a-Q}(t)$, $e_{E5b-I}(t)$ et $e_{E5b-Q}(t)$ est à la fréquence $10F_0$. La sous porteuse $sc_{E5-S}(t)$ est à la fréquence $15F_0$.

Données de navigation

Un message de navigation est porté par la composante $E5a - I$ et par la composante $E5b - I$, dont le rythme est respectivement 50 bits par seconde et 250 bits par seconde. Les voies $E5a - Q$ et $E5b - Q$ sont des voies pilotes et ne comportent aucune donnée.

2.3 Conclusion

La contexte système de cette étude a été précisé dans ce chapitre. Les principes de bases de la navigation par satellite ont été explicités. Les caractéristiques principales du système GPS actuel, du système GPS modernisé, ainsi que du système GALILEO ont été détaillées. L'accent a été mis sur la description précise des signaux. On peut remarquer aisément qu'au sein des systèmes nouveaux, les signaux et services se sont multipliés. En outre, la modernisation du système GPS ainsi que le développement de nouveaux systèmes de navigation avec en tête GALILEO se sont fait en favorisant l'interopérabilité ce qui permettra d'avoir une meilleure disponibilité du service de positionnement.

En ce qui concerne les signaux, on remarquera d'une part la généralisation de l'utilisation d'une voie pilote en plus d'une voie donnée pour la plupart des service GALILEO et GPS modernisé ; ce qui va permettre d'atteindre de meilleures performance en terme de temps d'acquisition et de seuil de poursuite des signaux. On notera d'autre part l'utilisation de la forme d'onde BOC pour un grand nombre de signaux de navigation. L'apport de cette modulation ainsi que l'augmentation de la complexité due à cette modulation sont les sujets centraux de ce document.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les méthodes d'acquisition adaptées aux signaux de type BOC.

Chapitre 3

Techniques d'acquisition des signaux BOC

Sommaire

3.1	Introduction	53
3.2	Techniques d'acquisition non ambiguës	54
3.3	Traitement du signal BOC comme deux signaux BPSK	54
3.3.1	Première approche : Dual Side Band	54
3.3.2	Deuxième approche	61
3.4	Etude de la méthode par élimination de la sous porteuse	62
3.5	Etude de la méthode du Bump-Jumping et de sa variante	66
3.5.1	Algorithme Bump Jumping	66
3.5.2	Variante de l'algorithme Bump Jumping	66
3.6	Etude des effets du filtrage	68
3.7	Phase d'acquisition du signal	72
3.7.1	Acquisition standard	73
3.7.2	Méthode d'acquisition différentielle	75
3.8	Phase de transition vers la poursuite	76
3.9	Phase de poursuite	81
3.10	Conclusion	82

3.1 Introduction

Dans cette partie, l'architecture d'un récepteur GPS sera détaillée précisément. Les différents modules seront décrits. Un accent particulier sera mis sur l'étude de la boucle de code, du processus de corrélation et de discrimination. Une étude théorique donnera l'expression des signaux présents aux différents étages du récepteur. Nous proposerons aussi une nouvelle méthode de corrélation non cohérente différentielle en recherche d'énergie du signal apportant de meilleures performances. Cette méthode sera adoptée pour le reste de l'étude.

Ensuite, nous présenterons le type de processus d'acquisition retenu pour la suite de l'étude. Un processus séquentiel est en effet utilisé pour acquérir les signaux BOC de façon non ambiguë. Trois phases sont considérées : la phase de recherche d'énergie, la phase de transition vers

la poursuite, et enfin la phase de poursuite du signal. En phase de recherche d'énergie et de transition vers la poursuite, une méthode permettant de rendre la fonction de corrélation des signaux BOC non ambiguë doit être utilisée. Deux méthodes utilisées lors de ces deux phases ont été étudiées : la technique dite du BPSK-like, et la technique EPSP (Elimination de la Phase de Sous Porteuse).

Ces deux techniques seront décrites précisément ainsi que l'architecture récepteur associée. Une analyse théorique des processus (recherche d'énergie, transition, poursuite) décrits et des signaux présents au niveau des voies de corrélation sera menée. Les problèmes éventuels liés au filtrage par un filtre à phase non linéaire rarement évoqués dans la littérature et faisant partie d'une préoccupation industrielle sont abordés ici. L'impact de ce filtre à phase non linéaire sur la désynchronisation des signaux de code d'étalement et de sous modulation BOC seront aussi évoqués.

Une troisième technique largement répandue dans la littérature, la technique du Bump-Jumping, permettant elle aussi une acquisition non ambiguë des signaux BOC sera aussi décrite et servira de comparaison par rapport aux deux techniques évoquées précédemment.

3.2 Techniques d'acquisition non ambiguës

3.2.0.2 Approche séquentielle

Lors de cette étude, nous avons adopté une approche séquentielle du traitement du signal BOC (Figure 3.1).

Lors d'une première phase, on réalise l'acquisition du signal qui consiste en une recherche du pic de corrélation du signal reçu avec le signal local dans un espace temps fréquence. Lors de cette première étape, une méthode adaptée est utilisée afin de rendre la fonction de corrélation non ambiguë, proche de celle d'un signal BPSK classique. Ensuite lors d'une phase de transition vers la poursuite, on affine la synchronisation du code local en conservant les mêmes méthodes permettant de travailler sur une fonction de corrélation non ambiguë. Au terme de ce processus, la précision sur l'estimée de retard du code reçu est suffisante pour pouvoir s'asservir de façon sûre sur le maximum du pic central de la fonction de corrélation du BOC, c'est la poursuite. Donc, lors des deux premières phases, en phase de recherche d'énergie et en transition vers la poursuite, on utilise des techniques de traitement de signal permettant la levée d'ambiguïté du signal BOC, c.a.d permettant de travailler sur une fonction de corrélation non ambiguë, non oscillante. Et en phase de poursuite, on utilise des techniques de traitement de signal classiquement utilisées dans un récepteur spectre étalé.

Nous nous intéresserons dans ce document aux phases d'acquisition et de transition vers la poursuite, lors desquelles sont mises en jeu les techniques spécifiques de traitement du BOC. On suppose lors de cette étude que le signal reçu est affecté seulement par un bruit blanc Gaussien.

3.3 Traitement du signal BOC comme deux signaux BPSK

3.3.1 Première approche : Dual Side Band

Cette méthode est décrite dans [FBJ00] et [BBCC00].

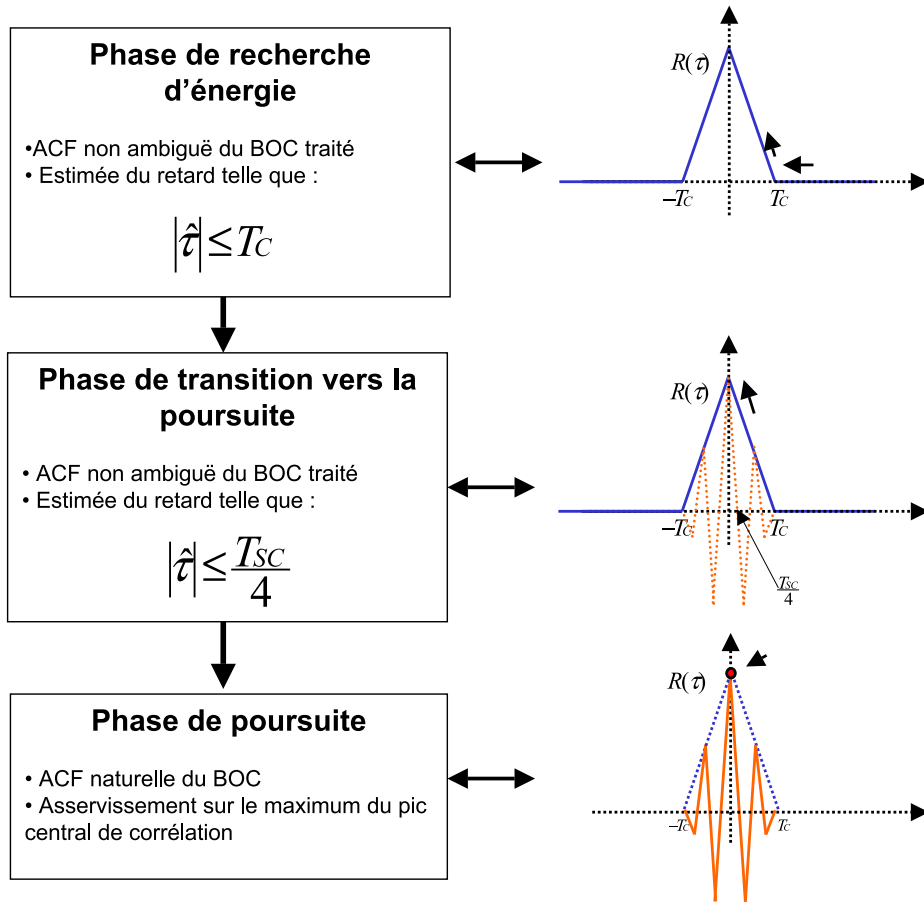


FIG. 3.1 – Approche séquentielle adoptée

Selon cette méthode on filtre séparément chaque lobe principal du spectre du signal BOC que l'on translate au centre de la bande. Puis selon deux voies de corrélation, on corrèle le signal obtenu avec une référence locale BPSK non modulée par une sous porteuse. Les résultats sur chacune des deux voies sont ensuite élevés au carré puis sommés. On obtient une fonction d'énergie non ambiguë. La Figure 3.4 montre la corrélation du signal BOC filtré au niveau du lobe inférieur et corrélé avec le signal local BPSK. La forme de celle-ci est proche de la forme de la fonction d'autocorrélation du signal BPSK (on a tracé sur la Figure la fonction de corrélation du signal BPSK dont la fréquence du code est de $5f_0$, noté BPSK(5)). On constate cependant des pertes de corrélation principalement dues au filtrage.

Le principe de filtrage est montré en figure 3.3.1. On remarque les filtres $H_2(f)$ et $H_1(f)$ (qui seront appelés par la suite $H_L(f)$ et $H_H(f)$ désignant respectivement les filtres de la bande basse, et haute) qui dissocient les lobes du signal BOC. Le signal dont le spectre est affiché en figure 3.3.1 a été au préalable descendu en FI à 60MHZ.

Remarque : Les fonctions de corrélation tracées sur la Figure 3.4, sont en réalité les fonctions de corrélation de la forme d'onde du code. En effet, si on dissocie le code de sa matérialisation, et si l'on suppose que la période du code est suffisamment longue, on peut approximer

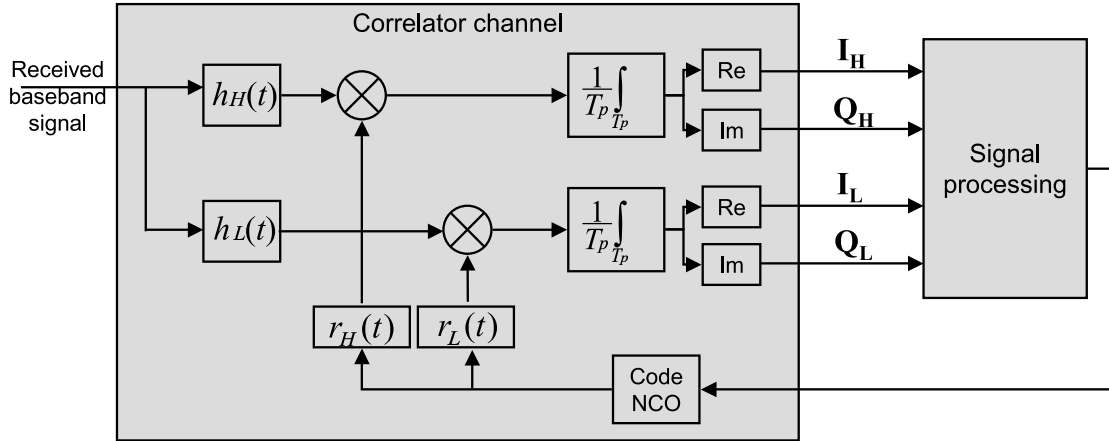


FIG. 3.2 – Acquisition du signal BOC par la technique BPSK-like

la fonction d'autocorrélation du code par la fonction d'autocorrélation de sa matérialisation.

L'architecture de récepteur associée à cette méthode est décrite Figure 3.2. Les expressions de $r_H(t)$ et $r_L(t)$ sont données dans la suite.

Expression du signal en sortie de chaîne de corrélation L'enveloppe complexe du signal reçu s'écrit :

$$s(t) = \sqrt{C}d(t - \tau).c(t - \tau).sc(t - \tau).e^{j\phi(t)} \quad (3.1)$$

avec :

$$\phi(t) = 2\pi f_D t + \theta \quad (3.2)$$

on note :

τ : retard du signal dû à la propagation

$d(t)$: terme de données

$c(t)$: terme de code PRN

$sc(t)$: terme de sous porteuse du BOC

\sqrt{C} : amplitude du signal, C étant la puissance du signal

θ : déphasage

f_D : fréquence Doppler

Dans la suite, on calcule l'expression des signaux présents au niveau de chaque voie de corrélation. Le signal reçu est filtré au niveau de chaque lobe principal séparément. Chaque lobe filtré est translaté au centre de la bande. Puis, il est corrélé avec le code de référence BPSK.

$s_H(t)$ et $s_L(t)$ sont les deux signaux filtrés respectivement par le filtre $h_H(t)$ et par le filtre $h_L(t)$. Étant donnée que la corrélation des signaux est faite sur une période d'intégration inférieure ou égale à la période d'un bit de donnée, on omet dans la suite le terme de donnée. Afin de clarifier le calcul, il est plus pratique d'utiliser une référence locale sous sa forme complexe.

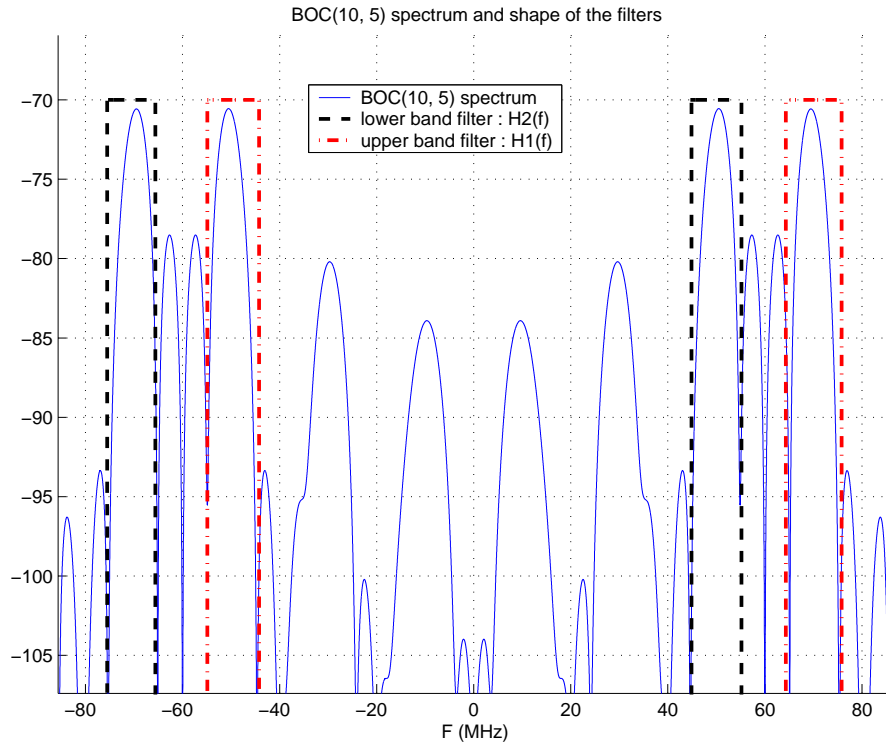


FIG. 3.3 – Principe de filtrage - Méthode DSSB - BOC(10,5)

Les voies I et Q, seront alors la partie réelle et la partie imaginaire de l'expression obtenue.

$h_H(t)$ représente la réponse impulsionnelle du filtre passe bande centré sur le lobe principal supérieur, et $h_L(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre passe bande centré sur le lobe principal inférieur. Par la suite, l'indice 'H' concerne tout ce qui se rapporte au signal filtré sur le lobe supérieur, et l'indice 'L' concerne tout ce qui se rapporte au signal filtré sur le lobe inférieur.

On a en sortie de corrélateur :

$$\begin{aligned}
 Y_H(t_d) &= \frac{1}{T_p} \int_{t_d-T_p}^{t_d} \sqrt{C} s_H(t-\tau) e^{j\phi(t)} \cdot c(t-\hat{\tau}) e^{j\hat{\phi}_H(t)} dt + n_{Y_H}(t) \\
 Y_L(t_d) &= \frac{1}{T_p} \int_{t_d-T_p}^{t_d} \sqrt{C} s_L(t-\tau) e^{j\phi(t)} \cdot c(t-\hat{\tau}) e^{j\hat{\phi}_L(t)} dt + n_{Y_L}(t)
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

On note :

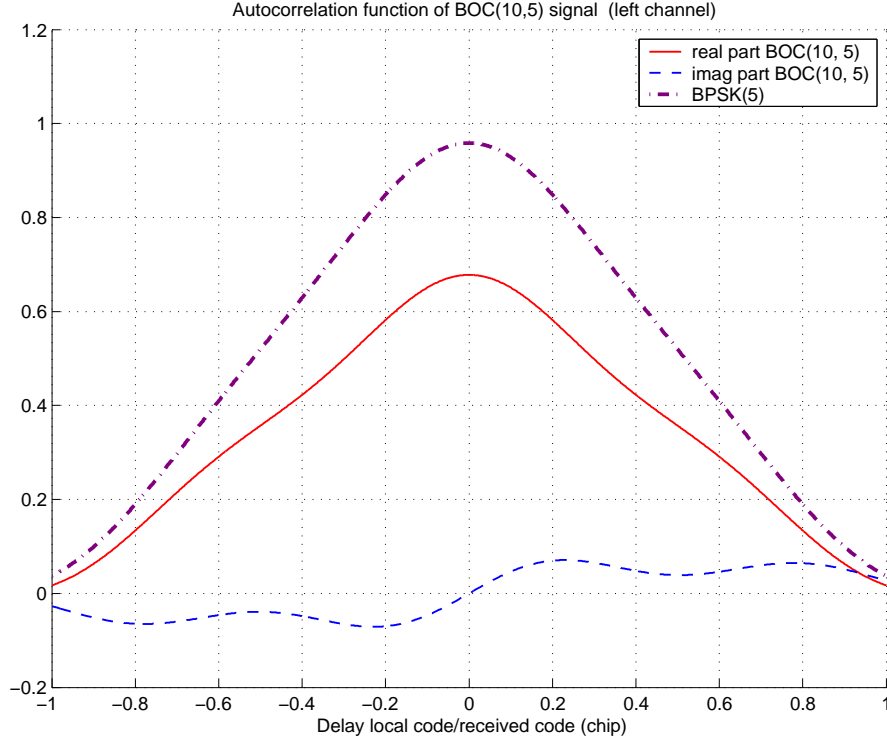


FIG. 3.4 – Fonction de corrélation du signal BOC(10, 5) filtré sur le lobe inférieur

$$\begin{aligned}
 s_H(t - \tau) &= [c(t - \tau).sc(t - \tau) * h_H(t)] \\
 s_L(t - \tau) &= [c(t - \tau).sc(t - \tau) * h_L(t)] \\
 \hat{\phi}_H(t) &= 2\pi(-\hat{f}_D + f_{sp})t - \hat{\theta} \\
 \hat{\phi}_L(t) &= 2\pi(-\hat{f}_D - f_{sp})t - \hat{\theta} \\
 \hat{\phi}(t) &= 2\pi\hat{f}_D t + \theta
 \end{aligned}$$

et :

$$\begin{aligned}
 n_{Y_H}(t_d) &= \frac{1}{T_p} \int_{t_d - T_p}^{t_d} [n(t) * h_H(t)] .c(t - \hat{\tau}) e^{j\hat{\phi}_H(t)} dt \\
 n_{Y_L}(t_d) &= \frac{1}{T_p} \int_{t_d - T_p}^{t_d} [n(t) * h_L(t)] .c(t - \hat{\tau}) e^{j\hat{\phi}_L(t)} dt
 \end{aligned}$$

Nous allons développer le calcul seulement pour le signal $Y_H(t)$; les mêmes calculs peuvent être menés pour le signal $Y_L(t)$.

On peut écrire :

$$Y_H(t_d) = \frac{\sqrt{C}}{T_p} \int_{t_d - T_p}^{t_d} s_H(t - \tau).c(t - \hat{\tau}) e^{j(2\pi(f_D - \hat{f}_D + f_{sp})t + \theta - \hat{\theta})} dt + n_{Y_H}(t)$$

(3.4)

Si on note :

$$\begin{aligned} r_H(t - \hat{\tau}) &= c(t - \hat{\tau})e^{j2\pi f_{sp}t} \\ \Delta f &= f_D - \hat{f}_D \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_\theta &= \theta - \hat{\theta} \\ \varepsilon_\tau &= \tau - \hat{\tau} \end{aligned} \quad (3.6)$$

On a :

$$Y_H(t_d) = \frac{\sqrt{C}}{T_p} \int_{t_d - T_p}^{t_d} s_H(t - \tau) \cdot r_H(t - \hat{\tau}) e^{j(2\pi\Delta f t + \varepsilon_\theta)} dt + n_{Y_H}(t_d) \quad (3.7)$$

D'après l'équation A.3 obtenue dans l'annexe A, il vient :

$$Y_H(t_d) = \frac{\sqrt{C}}{T_p} R_{s_H.r_H}(\varepsilon_\tau) \int_{t_d - T_p}^{t_d} e^{j(2\pi\Delta f t + \varepsilon_\theta)} dt + n_{Y_H}(t_d) \quad (3.8)$$

En effet, on peut ici utiliser le résultat de l'annexe A car $\Delta f \ll \frac{1}{T_c}$

$R_{s_H.r_H}$ est la fonction de corrélation entre le signal $s_H(t)$ et le signal $r_H(t)$, c'est à dire la corrélation entre le code BOC reçu filtré sur la bande supérieure et le code local traduit en fréquence.

On obtient ensuite :

$$Y_H(t_d) = \sqrt{C} R_{s_H.r_H}(\varepsilon_\tau) \text{sinc}(\pi\Delta f T_p) e^{j\varepsilon_\theta} + n_{Y_H}(t_d) \quad (3.9)$$

et de la même façon :

$$Y_L(t_d) = \sqrt{C} R_{s_L.r_L}(\varepsilon_\tau) \text{sinc}(\pi\Delta f T_p) e^{j\varepsilon_\theta} + n_{Y_L}(t_d) \quad (3.10)$$

avec :

$$r_L(t) = c(t - \hat{\tau})e^{-j2\pi f_{sp}t}$$

de même ici, $R_{s_L.r_L}$ est la fonction de corrélation entre le signal $s_L(t)$ et le signal $r_L(t)$, c'est à dire la corrélation entre le code BOC reçu filtré sur la bande inférieure et le code local traduit en fréquence.

Finalement, sur les voies en phase (partie réelle) et en quadrature (partie imaginaire), on a :

$$\begin{aligned} I_H(t_d) &= \sqrt{C} R_{s_H.r_H}(\varepsilon_\tau) \text{sinc}(\pi\Delta f T_p) \cos(\varepsilon_\theta) + n_{I_H}(t_d) \\ Q_H(t_d) &= \sqrt{C} R_{s_H.r_H}(\varepsilon_\tau) \text{sinc}(\pi\Delta f T_p) \sin(\varepsilon_\theta) + n_{Q_H}(t_d) \\ I_L(t_d) &= \sqrt{C} R_{s_L.r_L}(\varepsilon_\tau) \text{sinc}(\pi\Delta f T_p) \cos(\varepsilon_\theta) + n_{I_L}(t_d) \\ Q_L(t_d) &= \sqrt{C} R_{s_L.r_L}(\varepsilon_\tau) \text{sinc}(\pi\Delta f T_p) \sin(\varepsilon_\theta) + n_{Q_L}(t_d) \end{aligned} \quad (3.11)$$

Remarque : le résultat précédent a été établi en supposant que les fonction de corrélations $R_{s_L.r_L}$ et $R_{s_H.r_H}$ sont réelles. Si ce n'est pas le cas, par exemple si le filtre est complexe, le résultat est le suivant :

$$\begin{aligned} I_H(t_d) &= \sqrt{C} [R_{s_H.r_H}^I(\varepsilon_\tau) \cos(\varepsilon_\theta) - R_{s_H.r_H}^Q(\varepsilon_\tau) \sin(\varepsilon_\theta)] \sin c(\pi \Delta f T_p) + n_{I_H}(t_d) \\ Q_H(t_d) &= \sqrt{C} [R_{s_H.r_H}^I(\varepsilon_\tau) \sin(\varepsilon_\theta) + R_{s_H.r_H}^Q(\varepsilon_\tau) \cos(\varepsilon_\theta)] \sin c(\pi \Delta f T_p) + n_{Q_H}(t_d) \\ I_L(t_d) &= \sqrt{C} [R_{s_L.r_L}^I(\varepsilon_\tau) \cos(\varepsilon_\theta) - R_{s_L.r_L}^Q(\varepsilon_\tau) \sin(\varepsilon_\theta)] \sin c(\pi \Delta f T_p) + n_{I_L}(t_d) \\ Q_L(t_d) &= \sqrt{C} [R_{s_L.r_L}^I(\varepsilon_\tau) \sin(\varepsilon_\theta) + R_{s_L.r_L}^Q(\varepsilon_\tau) \cos(\varepsilon_\theta)] \sin c(\pi \Delta f T_p) + n_{Q_L}(t_d) \end{aligned}$$

avec :

$$\begin{aligned} R_{s_H.r_H}^I(\varepsilon_\tau) &= \operatorname{Re}(R_{s_H.r_H}(\varepsilon_\tau)) \quad \text{et} \quad R_{s_L.r_L}^I(\varepsilon_\tau) = \operatorname{Re}(R_{s_L.r_L}(\varepsilon_\tau)) \\ R_{s_H.r_H}^Q(\varepsilon_\tau) &= \operatorname{Im}(R_{s_H.r_H}(\varepsilon_\tau)) \quad \text{et} \quad R_{s_L.r_L}^Q(\varepsilon_\tau) = \operatorname{Im}(R_{s_L.r_L}(\varepsilon_\tau)) \end{aligned} \quad (3.12)$$

et :

$$\begin{aligned} n_{I_H}(t_d) &= \operatorname{Re}(n_{Y_H}(t_d)) \quad \text{et} \quad n_{I_L}(t_d) = \operatorname{Re}(n_{Y_L}(t_d)) \\ n_{Q_H}(t_d) &= \operatorname{Im}(n_{Y_H}(t_d)) \quad \text{et} \quad n_{Q_L}(t_d) = \operatorname{Im}(n_{Y_L}(t_d)) \end{aligned} \quad (3.13)$$

$n_{I_H}, n_{Q_H}, n_{I_L}, n_{Q_L}$ sont quatre bruits indépendants dont la variance est exprimée dans la partie suivante. Toute opération linéaire sur un bruit Gaussien donne un bruit Gaussien. Ainsi $n_{I_H}, n_{Q_H}, n_{I_L}, n_{Q_L}$ sont quatre bruits Gaussiens. (Voir Annexe C)

Dans la suite, pour plus de clarté, on notera $R_{s_H.r_H}(\tau) : R_H(\tau)$ et $R_{s_L.r_L}(\tau) : R_L(\tau)$.

Expression du terme de bruit

L'expression des bruits en sortie de corrélation est :

$$n_{Y_H}(t_d) = \frac{1}{T_p} \int_{t_d-T_p}^{t_d} [n(t) * h_H(t)] c(t - \hat{\tau}) e^{j\phi_H(t)} dt \quad (3.14)$$

$$n_{Y_L}(t_d) = \frac{1}{T_p} \int_{t_d-T_p}^{t_d} [n(t) * h_L(t)] c(t - \hat{\tau}) e^{j\phi_L(t)} dt \quad (3.15)$$

D'après l'annexe B, on déduit de l'équation B.5 la variance du bruit en sortie de corrélateurs :

$$\begin{aligned} \sigma_{n_{I_H}}^2 &= \sigma_{n_{Q_H}}^2 = R_{n_{I_H}}(0) = \frac{N_0}{4T_p} R_{r_{f_H}}(0) \\ \sigma_{n_{I_L}}^2 &= \sigma_{n_{Q_L}}^2 = R_{n_{I_L}}(0) = \frac{N_0}{4T_p} R_{r_{f_L}}(0) \end{aligned} \quad (3.16)$$

$R_{r_{f_H}}(\tau)$ est l'autocorrélation du signal local filtré par le filtre conjugué du filtre de réception de réponse $h_H^*(t)$. De même, $R_{r_{f_L}}(\tau)$ est l'autocorrélation du signal local filtré par le filtre conjugué du filtre de réception de réponse $h_L^*(t)$.

3.3.2 Deuxième approche

La technique "BPSK-like" à proprement dite telle qu'elle est décrite dans [FBJ00] consiste à traiter le signal BOC reçu d'une manière légèrement différente de celle exposée ci-dessus. Afin de récupérer une fonction de corrélation non ambiguë, il n'est pas indispensable de filtrer indépendamment chaque lobe principal du signal. Selon cette technique, il est possible d'utiliser un filtre dont la bande inclut les deux lobes principaux ainsi que les lobes secondaires entre ces lobes principaux du signal. Le principe de filtrage est montré en figure 3.3.2. On remarque qu'un seul filtre $H(f)$ est utilisé pour le signal BOC. Le signal dont le spectre est affiché en figure 3.3.2 a été au préalable descendu en FI à 60MHz.

Ensuite, deux voies de corrélation sont générées : l'une donne en sortie la corrélation du

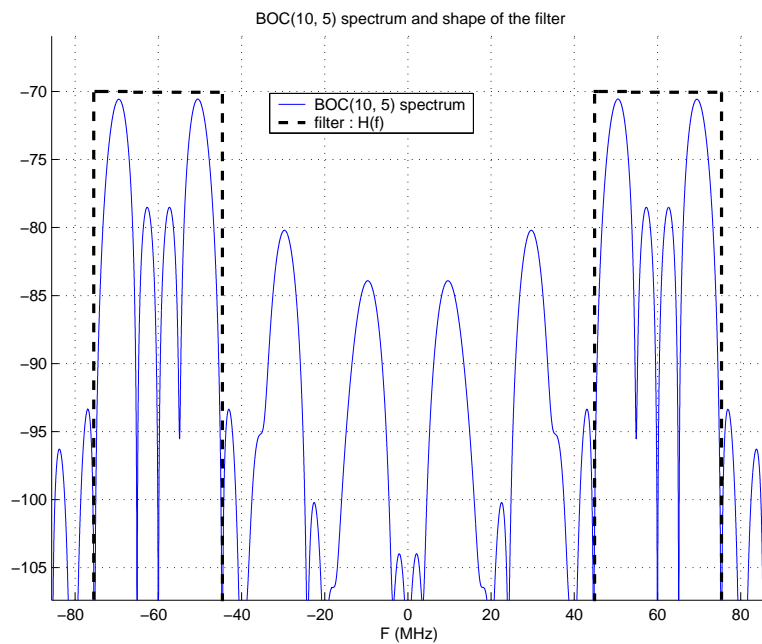


FIG. 3.5 – Principe de filtrage - Méthode BPSK-like - BOC(10,5)

signal reçu filtré avec le signal local BPSK (seulement le code, sans sous porteuse) porté à la fréquence f_{sc} et l'autre donne en sortie la corrélation du signal reçu filtré avec le signal local BPSK (seulement le code, sans sous porteuse) porté à la fréquence $-f_{sc}$. Enfin, les deux voies sont combinées comme précédemment. La Figure 3.6 illustre cette technique. Sur la Figure 3.7, sont tracés les fonctions de corrélation du BOC et du BOC traité par la technique BPSK-like.

Les calculs menés dans la partie précédente restent valables avec dans ce cas :

$$h_H(t) = h_L(t) = h(t) \quad (3.17)$$

où $h(t)$ est le filtre appliqué au signal reçu dont la bande inclut au minimum les deux lobes principaux et les lobes secondaires entre les deux lobes principaux. La Figure 3.7 montre les fonctions de corrélation du signal BOC et celle du signal traité par BPSK-like. On remarque que l'on obtient la forme non ambiguë attendue. L'avantage de cette technique (variante de la précédente), est une plus grande simplicité d'implémentation, et un moindre effet du filtrage. Ce dernier point sera approfondi dans la suite.

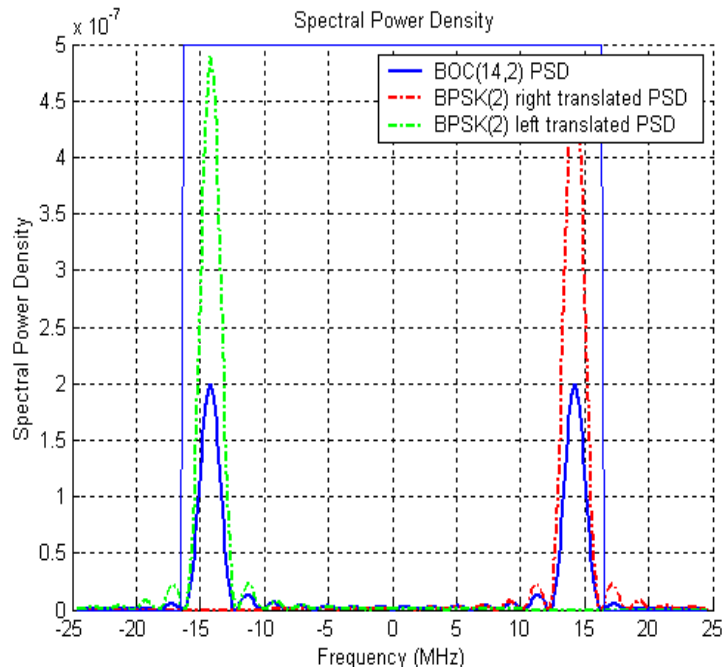


FIG. 3.6 – Spectre des signaux - Méthode BPSK-like

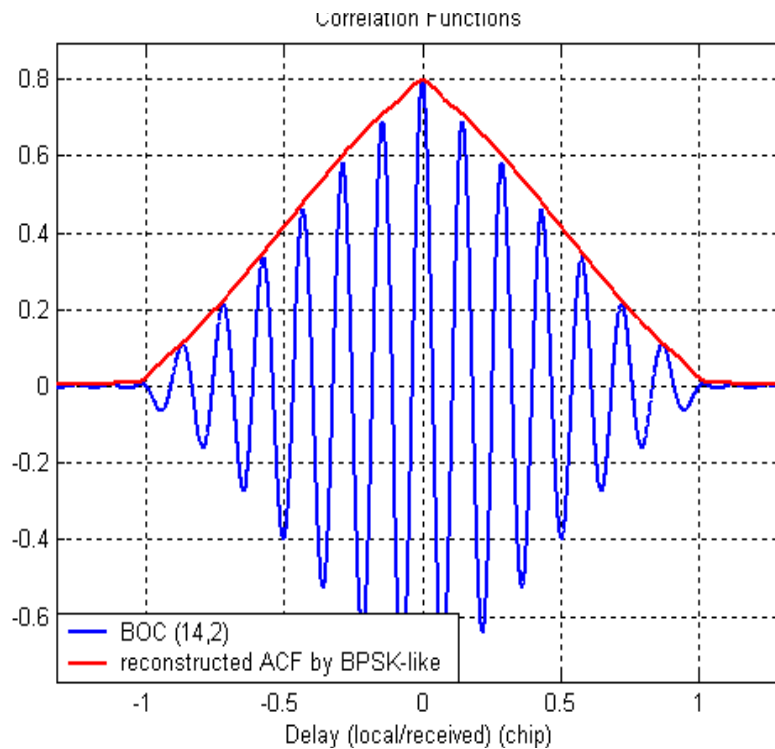


FIG. 3.7 – Fonction de corrélations - Méthode BPSK-like

3.4 Etude de la méthode par élimination de la sous porteuse

L'idée est de supprimer la sous porteuse comme on le fait pour la porteuse. Dans un récepteur classique, on supprime la porteuse en acquisition en générant une voie en phase et

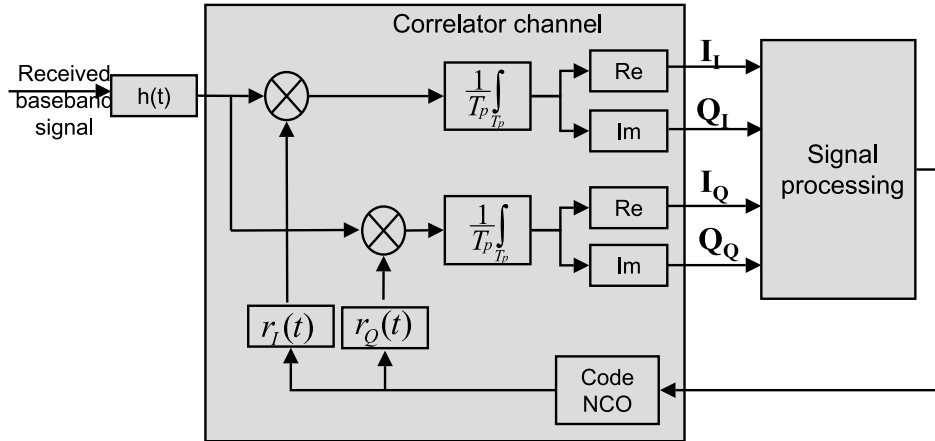


FIG. 3.8 – Méthode par Elimination de la Sous Porteuse - Architecture

une voie en quadrature et en sommant le résultat au carré sur les deux voies. On fait ici la même chose pour la sous porteuse. On génère deux voies de corrélation : le signal reçu est corréle sur une voie avec un signal BOC local en phase de sous porteuse, et sur l'autre voie avec un signal BOC local en quadrature de sous porteuse. Lorsqu'on somme le résultat de ces deux voies au carré, on obtient une fonction d'énergie non ambiguë, proche de celle d'un signal classique BPSK. La Figure 3.8 montre un schéma illustrant la méthode. Sur les Figures 3.9 et 3.10, on a tracé les fonctions de corrélation sur les deux voies en phase et en quadrature de sous porteuse ainsi que la fonction d'énergie résultant de la somme des deux fonctions de corrélation au carré.

Expression des termes de bruit et de signal sur les voies de corrélation

Les termes r_I et r_Q sur la Figure 3.8 ont pour expression :

$$\begin{aligned}
 r_I(t - \hat{\tau}) &= c(t - \hat{\tau}).sc_I(t - \hat{\tau}) \\
 &= c(t - \hat{\tau}).sc(t - \hat{\tau}) \quad \text{signal en phase de sous porteuse} \\
 r_Q(t - \hat{\tau}) &= c(t - \hat{\tau}).sc_Q(t - \hat{\tau}) \\
 &= c(t - \hat{\tau}).sc(t - \hat{\tau} - \frac{T_{sp}}{4}) \quad \text{signal en quadrature de sous porteuse}
 \end{aligned}$$

On a en sortie de corrélateur :

$$\begin{aligned}
 Y_I(t_d) &= \frac{1}{T_p} \int_{t_d-T_p}^{t_d} \sqrt{C}s(t - \tau)e^{j\phi(t)}.r_I(t - \hat{\tau})e^{j\phi(t)}dt + n_{Y_H}(t_d) \\
 Y_Q(t_d) &= \frac{1}{T_p} \int_{t_d-T_p}^{t_d} \sqrt{C}s(t - \tau)e^{j\phi(t)}.r_Q(t - \hat{\tau})e^{j\phi(t)}dt + n_{Y_L}(t_d)
 \end{aligned}
 \tag{3.18}$$

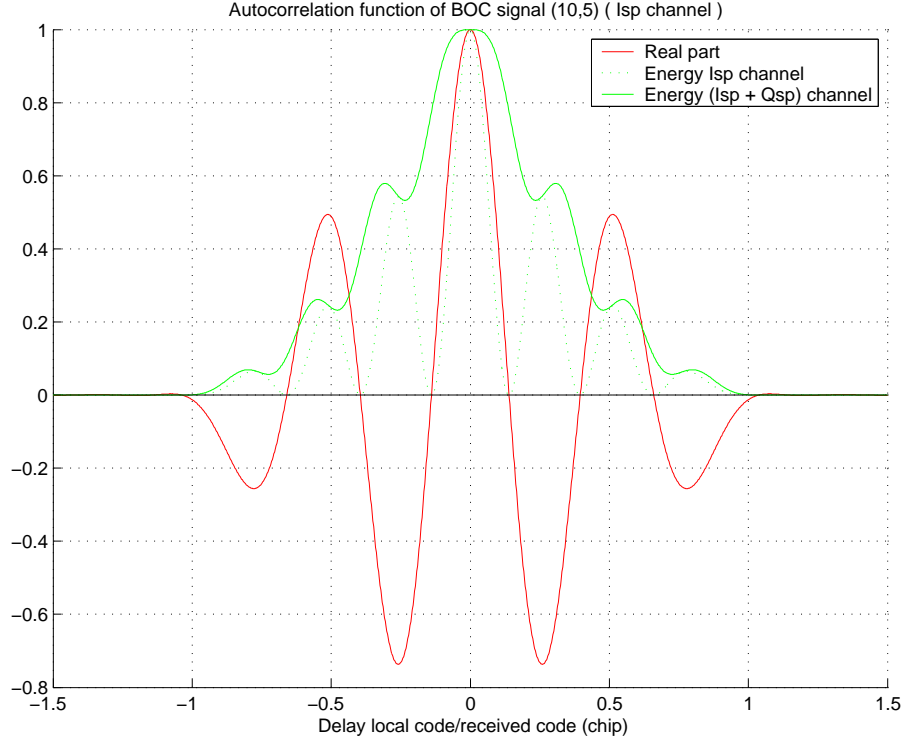


FIG. 3.9 – Corrélation du signal BOC(10,5) avec le signal local en phase de sous porteuse

avec :

$$\phi(t) = -2\pi f_D t - \hat{\theta} \quad (3.19)$$

et on note le code BOC reçu filtré :

$$s(t - \tau) = [c(t - \tau).sc(t - \tau) * h(t)] \quad (3.20)$$

Après calculs (Annexe A), on peut donner l'expression des signaux sur chaque voie :

$$\begin{aligned} I_I(t_d) &= \sqrt{C} \sin c(\pi \Delta f T_p) \cos(\varepsilon_\theta) R_{r_I.s}(\varepsilon_\tau) + n_{I_I}(t_d) \\ Q_I(t) &= \sqrt{C} \sin c(\pi \Delta f T_p) \sin(\varepsilon_\theta) R_{r_I.s}(\varepsilon_\tau) + n_{Q_I}(t_d) \\ I_Q(t) &= \sqrt{C} \sin c(\pi \Delta f T_p) \cos(\varepsilon_\theta) R_{r_Q.s}(\varepsilon_\tau) + n_{I_Q}(t_d) \\ Q_Q(t) &= \sqrt{C} \sin c(\pi \Delta f T_p) \sin(\varepsilon_\theta) R_{r_Q.s}(\varepsilon_\tau) + n_{Q_Q}(t_d) \end{aligned} \quad (3.21)$$

Avec :

$$R_{r_I.s}(\varepsilon_\tau) = \frac{1}{T_p} \int_{t_d - T_p}^{t_d} s(t - \tau).r_I(t - \hat{\tau}) dt$$

$$R_{r_Q.s}(\varepsilon_\tau) = \frac{1}{T_p} \int_{t_d - T_p}^{t_d} s(t - \tau).r_Q(t - \hat{\tau}) dt \quad (3.22)$$

$$(3.23)$$

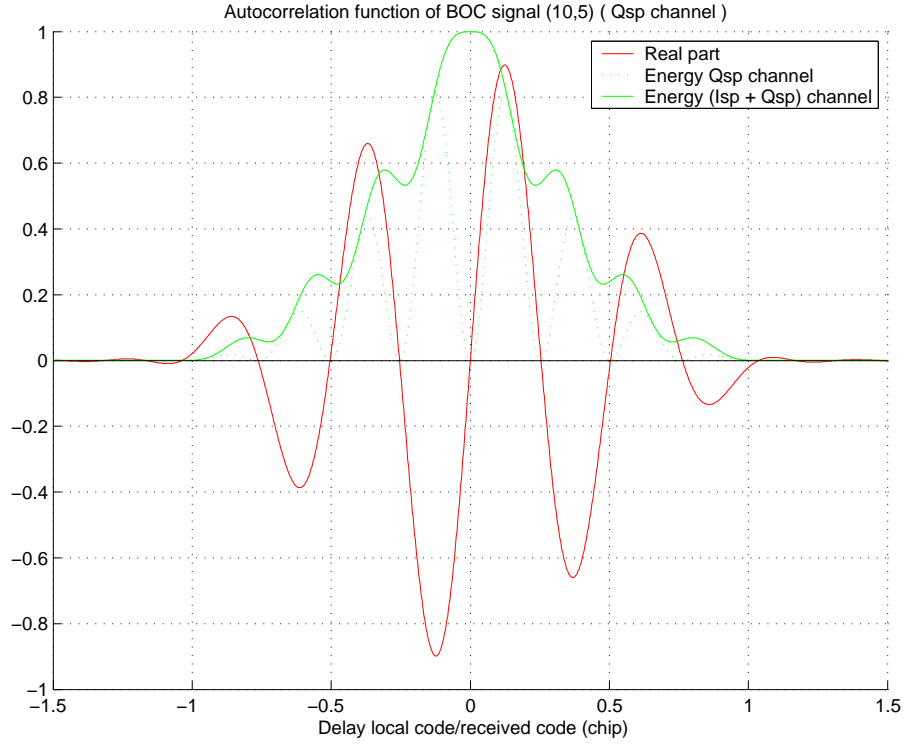


FIG. 3.10 – Corrélation du signal BOC(10,5) avec le signal local en quadrature de sous porteuse

$R_{r_I.s}(\varepsilon_\tau)$ est l'inter corrélation du signal BOC filtré, avec le signal local en phase de sous porteuse et $R_{r_Q.s}(\varepsilon_\tau)$ est l'inter corrélation du signal BOC filtré, avec le signal local en quadrature de sous porteuse. On pourra les noter $R_I(\varepsilon_\tau)$ et $R_Q(\varepsilon_\tau)$ dans la suite. On rappelle ici que le filtre $h(t)$ a une bande de largeur minimale de $2f_{sp} + 2f_c$ (bande contenant les lobes principaux et les lobes secondaires entre les lobes principaux du signal BOC). $n_{I_I}, n_{Q_I}, n_{I_Q}, n_{Q_Q}$ sont quatre bruits Gaussiens indépendants (Voir Annexe C). Enfin, de la même façon que dans la partie précédente, on établit l'expression de la variance de ces bruits (Annexe B).

$$\sigma_{n_{I_I}}^2 = \sigma_{n_{Q_I}}^2 = R_{n_{I_I}}(0) = \frac{N_0}{4T_p} R_{r_{f_I}}(0) \tag{3.24}$$

$$\sigma_{n_{I_Q}}^2 = \sigma_{n_{Q_Q}}^2 = R_{n_{I_Q}}(0) = \frac{N_0}{4T_p} R_{r_{f_Q}}(0) \tag{3.25}$$

$$\tag{3.26}$$

$R_{r_{f_I}}(\tau)$ est l'autocorrélation du signal local $r_I(t)$ filtré par le filtre conjugué du filtre de réception de réponse $h^*(t)$. De même, $R_{r_{f_L}}(\tau)$ est l'autocorrélation du signal local $r_Q(t)$ filtré par le filtre conjugué du filtre de réception de réponse $h^*(t)$.

3.5 Etude de la méthode du Bump-Jumping et de sa variante

3.5.1 Algorithme Bump Jumping

La méthode du Bump-Jumping suggérée par P. Fine et W. Wilson dans [FW99] n'est pas basée sur une reconstruction d'une fonction de corrélation entre signal reçu et local non ambiguë. On traite ici le signal BOC reçu de façon classique et on conserve une fonction de corrélation ambiguë. Le Bump-Jumping a pour but de déterminer si le pic de corrélation sur lequel le récepteur est asservi est le pic central ou non. Pour cela, on mesure l'amplitude des pics adjacents au pic poursuivi et suivant le résultat d'une comparaison entre l'amplitude des pics adjacents et l'amplitude du pic poursuivi, on impose une commande de "saut" afin de poursuivre le pic de plus forte amplitude. On réalise ce processus jusqu'à ce qu'un maximum soit obtenu. Outre les trois corrélateurs classiquement utilisés pour une boucle de code, Early (E), Prompt (P), Late (L), cette technique nécessite l'emploi de deux corrélateurs supplémentaires : Very Early (VE) et Very Late (VL). Alors que l'écartement entre les corrélateurs E et L est inférieur à $T_{sp}/2$, l'écartement entre les corrélateurs VE et VL vaut précisément T_{sp} . Les corrélateurs Early, Late et Prompt sont utilisés afin de poursuivre un pic de corrélation. Les corrélateurs VE et VL servent eux à poursuivre les pics adjacents, on compare leurs sorties à la sortie du corrélateur P. Une analyse plus détaillée est faite en Annexe E. L'analyse théorique

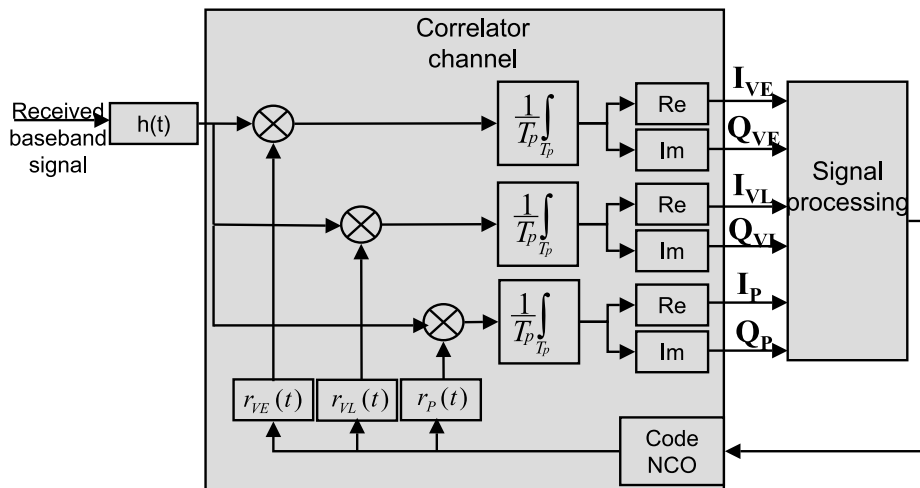


FIG. 3.11 – Schéma de principe - Technique Bump-Jumping

de l'algorithme du Bump-Jumping tel qu'il est décrit dans [FW99] est complexe en raison de l'utilisation de compteurs. Afin de rendre l'étude plus aisée et afin de pouvoir comparer ses performances avec celle des techniques linéaires basées sur un discriminateur, on étudie dans la suite une technique légèrement différente.

3.5.2 Variante de l'algorithme Bump Jumping

De même que précédemment on conserve une boucle de code utilisant les corrélateurs Early, Prompt et Late afin de s'asservir sur le maximum d'un des pics de corrélation. Ensuite, le "saut" d'un pic à l'autre n'est pas commandé par un mécanisme de compteurs associés aux

corrélateurs VE et VL, mais il est commandé par un discriminateur formé à l'aide des ces voies de corrélations VE et VL. L'expression de la tension de discrimination est :

$$D_{BJ} = VE^2 - VL^2 \tag{3.27}$$

Cette fonction de discrimination est donnée Figure 3.12. Notons que cette figure a été tracée pour un écartement de corrélateurs entre VE et VL d'une valeur de T_{sp} . Les corrélateurs

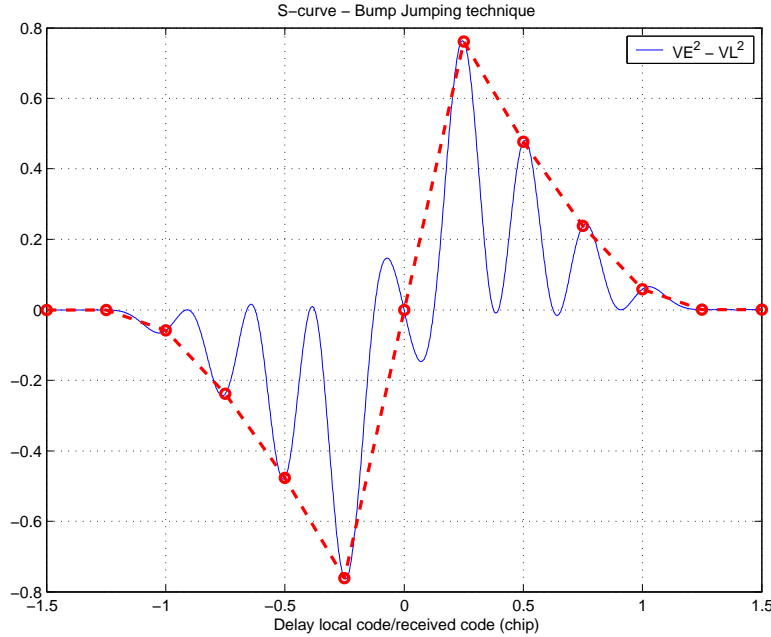


FIG. 3.12 – Fonction de discrimination d'un signal BOC(10,5) - Bump-Jumping

VE et VL sont écartés de $T_{sp}/2$ par rapport au corrélateur P. Ce corrélateur P est supposé être positionné au maximum d'un des pics de corrélation, grâce à la boucle de code qui fait intervenir un discriminateur classique utilisant les sorties de corrélation Early, Prompt et Late. Ainsi, le discriminateur VEmVLp (Very Early minus Very Late power) ne sert qu'à contrôler l'asservissement de la boucle de code "principale". On teste la sortie de ce discriminateur VEmVLp afin de déterminer si l'asservissement de la boucle de code est correct. Ainsi, la boucle de code étant asservie via le discriminateur Early Late sur un retard correspondant à un des maximum de la fonction de corrélation, le discriminateur VEmVLp ne fonctionne quant à lui qu'en les points cerclés de rouge sur la figure 3.12. Le discriminateur VEmVLp est donc non ambigu dans la façon dont il est utilisé.

La méthode du Bump Jumping est une méthode de levée d'ambiguïté qui est utilisable en phase de transition et en phase de poursuite pour le contrôle de l'asservissement. Cette méthode ne peut être utilisée pour lever l'ambiguïté dans la phase de recherche d'énergie. Néanmoins, en phase de recherche d'énergie, on peut utiliser les corrélateurs VE ou VL mis en place pour retrouver une fonction de corrélation non ambiguë (voir [HRRC04]). En effet, si l'on combine la sortie au carré des voies de corrélations P et VE (ou P et VL) on obtient une fonction d'énergie non ambiguë ne s'annulant pas dans l'intervalle $[-T_c, T_c]$ (voir la Figure 3.13). Ainsi tout risque de détection manquée dû au passage à zéro de la fonction de corrélation du BOC est écarté. Notons qu'ici on utilisera des corrélateurs VE et VL chacun écartés

du corrélateur P d'une valeur de retard de $T_{sp}/4$.

De fait, cette méthode est proche de la méthode par élimination de sous porteuse. En effet, d'après la méthode par ESP on utilise deux voies de corrélation une en phase et l'autre en quadrature de phase de sous porteuse, ici, on utilise deux voies de corrélations VE et P ou VL et P ; les signaux locaux associés à ces voies de corrélation sont très proches. Ils ont pour expression, pour l'ESP :

$$\begin{aligned} r_I(t - \hat{\tau}) &= c(t - \hat{\tau}).sc(t - \hat{\tau}) \\ r_Q(t - \hat{\tau}) &= c(t - \hat{\tau}).sc(t - \hat{\tau} - \frac{T_{sp}}{4}) \end{aligned}$$

et pour la technique $VE + P$:

$$\begin{aligned} r_P(t - \hat{\tau}) &= c(t - \hat{\tau}).sc(t - \hat{\tau}) \\ r_{VE}(t - \hat{\tau}) &= c(t - \hat{\tau} - \frac{T_{sp}}{4}).sc(t - \hat{\tau} - \frac{T_{sp}}{4}) \end{aligned}$$

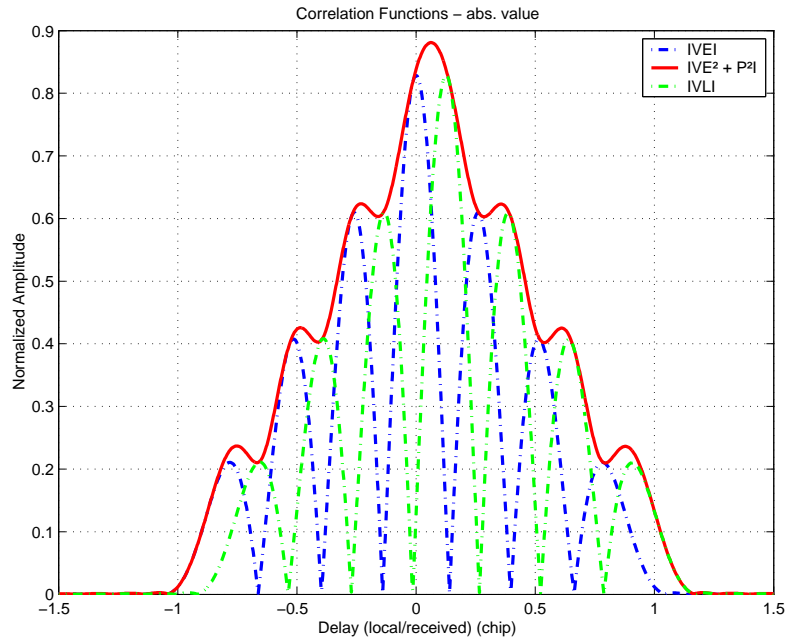


FIG. 3.13 – Signaux combinés en recherche d'énergie

3.6 Etude des effets du filtrage

Jusqu'ici, les courbes tracées, ont été obtenues en utilisant un filtrage idéal. Afin de mener une étude plus réaliste, on étudie ici l'effet d'un filtrage non idéal à phase non linéaire. Si la

phase n'est pas linéaire, le temps de propagation de groupe ne sera donc pas constant dans la bande considérée. Ainsi selon la fréquence certaines composantes seront plus ou moins retardées par le filtre. L'effet d'un filtrage à phase non linéaire du signal de navigation reçu est rarement évoquée dans la littérature et constitue une originalité de cette étude qui a été publiée dans [HRRC04]. Cette problématique fait aussi l'objet d'études présentes ultérieurement dans [BLLR06] et [BLR05].

Les filtres utilisés sont des filtres de Butterworth. La Figure 3.14 montre la fonction de corrélation du signal BOC(14, 2) et la fonction de corrélation reconstruite en utilisant la méthode Dual Side Band pour laquelle deux filtres sont utilisés. Non seulement le filtrage induit une translation des fonctions de corrélation, mais étant donné que le temps de propagation de groupe n'est pas constant sur la bande de fréquence, on constate l'apparition d'une désynchronisation du signal de code par rapport au signal de sous porteuse.

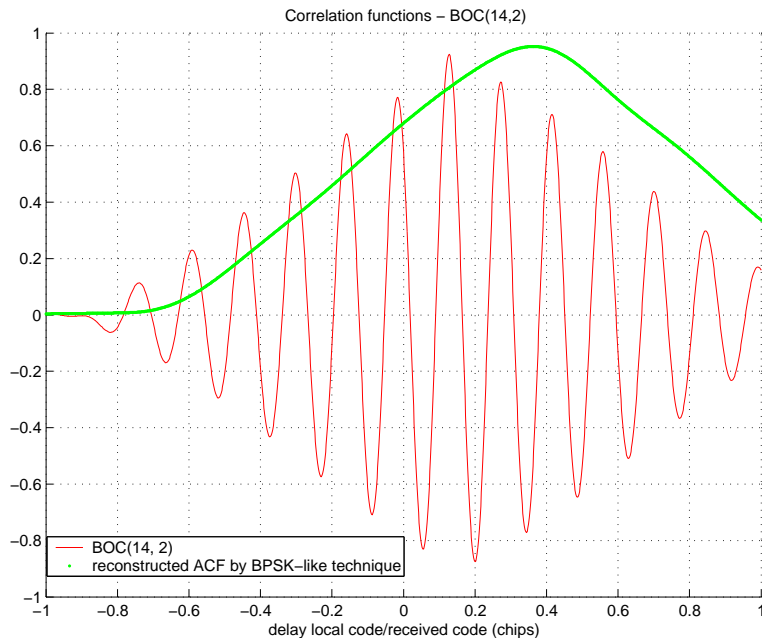


FIG. 3.14 – Impact du filtre sur l'ACF - $BW = 12.276MHz$, technique Dual Side Band

Le maximum de la fonction de corrélation n'est pas obtenu pour une valeur de retard égale à zéro. Ceci implique une erreur résiduelle qui peut très bien être corrigée par un calibrage adéquat des filtres. Cependant, la désynchronisation entre la fonction de corrélation du BOC et la fonction reconstruite dû à l'emploi de deux filtres étroits est plus grave. Ainsi, au terme de la phase de transition vers la poursuite, la boucle de code sera asservie par rapport au maximum de la fonction de corrélation reconstruite par la technique du Dual Side Band. Et lorsque le récepteur basculera en phase de transition, la boucle de code basée sur la fonction de corrélation du BOC va s'asservir sur un pic secondaire entraînant une erreur inacceptable.

La technique du BPSK-like est donc à préférer. L'influence du filtrage est moindre pour cette technique. Sur la Figure 3.15, on a représenté la fonction de corrélation du BOC (14,2) et la fonction reconstruite par BPSK-like. Le filtre utilisé est un filtre de Butterworth d'ordre

10 et de bande passante 32.736MHz (correspondant aux lobes principaux et aux lobes secondaires entre les lobes principaux). On peut remarquer que les deux fonctions de corrélation coïncident. On se débarrasse ici du problème de désynchronisation. De fait, la fonction de

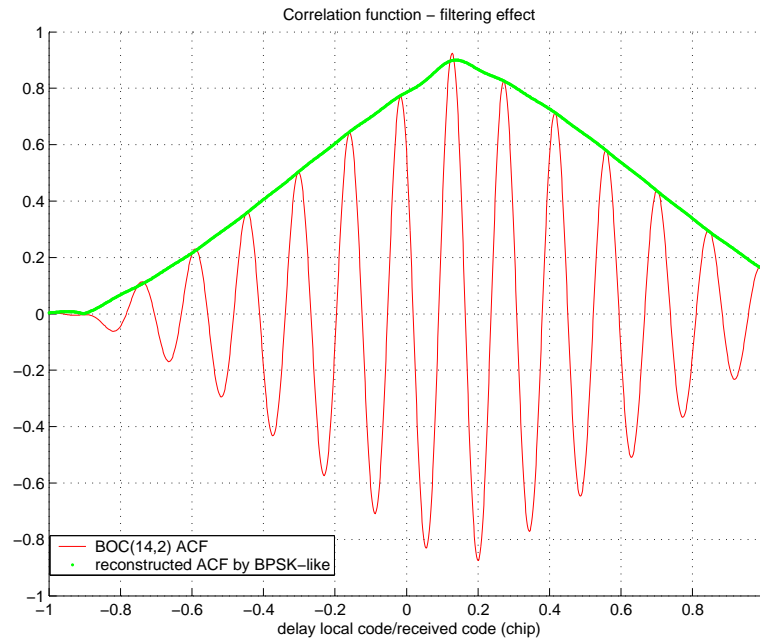


FIG. 3.15 – Fonction d'autocorrélation du BOC(14,2) et fonction de corrélation reconstruite par BPSK-like

corrélation reconstruite coïncide avec la fonction de corrélation du signal BOC. De plus, l'enveloppe est plus étroite en son maximum. On vérifie ici que tout risque de faux accrochage au passage en phase de poursuite dû à l'effet du filtrage est donc évité.

Si la bande de filtre diminue, les pertes de corrélation augmentent, mais tant que la bande inclut les lobes principaux et les lobes secondaires entre les lobes principaux, fonction de corrélation reconstruite et fonction de corrélation du BOC restent coïncidentes.

Sur la Figure 3.16, on a tracé la fonction de corrélation du BOC ainsi que celle obtenue grâce à la technique ESP. Le filtre employé est le même que celui utilisé pour tracer la Figure 3.15 : Butterworth d'ordre 10 et de bande passante 32.736MHz .

On note ici aussi que la fonction de corrélation du signal BOC reste coïncidente avec celle obtenue par ESP. Ainsi, lors du passage en transition, aucun risque d'asservissement sur un pic secondaire n'est à craindre. On a enfin tracé en Figure 3.17, les deux fonctions de discrimination employées dans la méthode du Bump-Jumping (comme décrit plus haut). Encore ici, les deux fonctions sont coïncidentes et le filtrage ne risque pas de causer de faux accrochage sur un pic secondaire.

Néanmoins, on peut trouver des cas où la situation est plus délicate. La Figure 3.18 a été obtenue pour un filtre Butterworth d'ordre 14 et de bande passante égale à 28.644MHz (ici pour la technique BPSK-like mais la même chose pourrait être obtenue pour les autres techniques). On peut remarquer qu'en son maximum, la fonction de corrélation a une forme

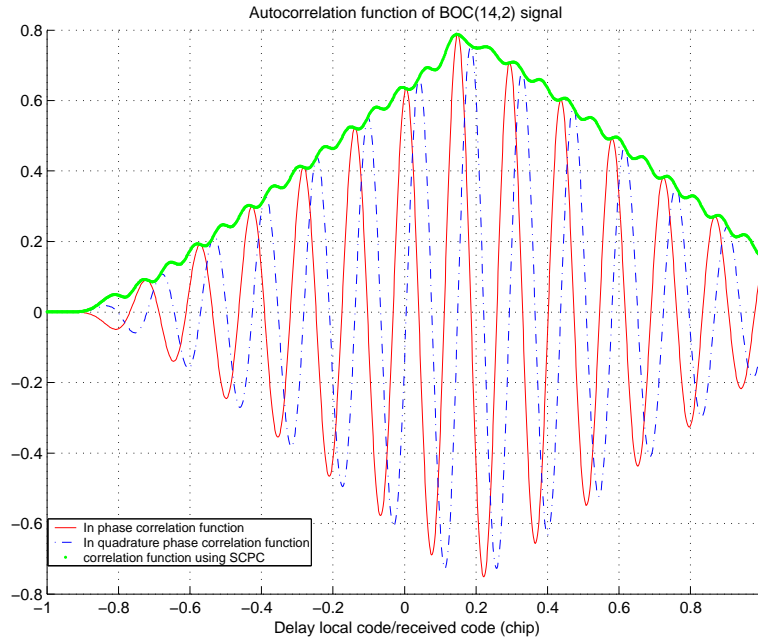


FIG. 3.16 – Technique ESP - effets du filtrage

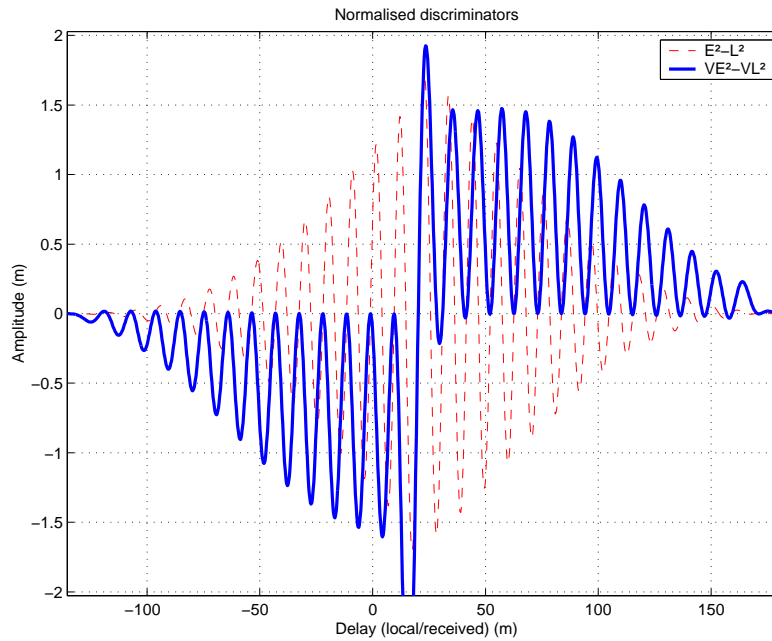


FIG. 3.17 – Technique Bump-Jumping - effets du filtrage

plus arrondie, et la forme de la fonction de corrélation du signal full BOC a changé ; les deux pics de plus forte amplitude de cette dernière sont très proches en amplitude. Lors du passage en transition, il existe ici un risque d'asservissement sur un pic secondaire. Cependant, ce cas reste marginal pour de nombreuses valeurs d'ordre du BOC (rapport N/M du signal $BOC(N/M)$) et de bande passante. En définitive, les effets du filtrage ne sont pas préoccupants

quant à l'acquisition des signaux BOC et ces effets sont similaires pour les trois méthodes étudiées.

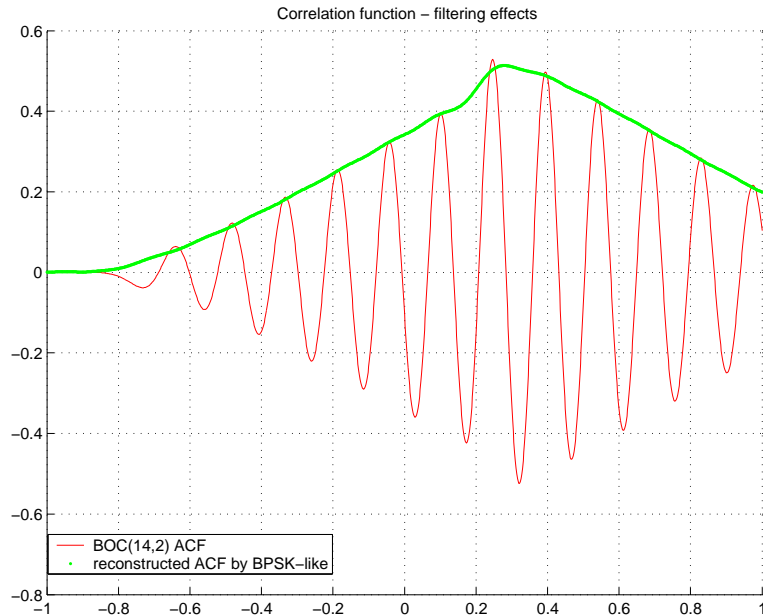


FIG. 3.18 – Fonction d'autocorrélation du BOC(14,2) et fonction de corrélation reconstruite par BPSK-like

3.7 Phase d'acquisition du signal

Le processus d'acquisition du signal consiste en une recherche du pic de corrélation dans un espace temps (ou retard de code)-fréquence ([BJMR02]). La détection du signal est basée sur un test statistique. L'espace d'incertitude est découpé en cases définies par les hypothèses de retard de code et de Doppler que l'on doit tester. On formule deux hypothèses H_0 et H_1 . Selon l'hypothèse H_0 , le signal n'est pas présent dans la cellule temps-fréquence, selon l'hypothèse H_1 , le signal est présent dans cette case. Ce test est comparé à un seuil qui est calculé à partir d'une probabilité de non détection et de fausse alarme que l'on se fixe arbitrairement. La probabilité de fausse alarme (P_{fa}) et la probabilité de détection (P_d) sont toutes deux établies à partir des deux hypothèses H_0 et H_1 ([PSa96], [Kap96], [ME01], [Hol82] [BJMR02]).

Un récepteur traitant les signaux BOC pourrait utiliser une référence locale BOC. Cependant, afin de s'affranchir du problème d'oscillation de la fonction de corrélation du signal, le balayage des retards de code doit être beaucoup plus fin. La largeur d'une case de code doit être au maximum de $\frac{T_{sp}}{4}$ (T_{sp} étant la période de la sous porteuse) au lieu de $\frac{T_c}{4}$ (T_c étant la période de code). Ceci accroît considérablement la charge calculatoire et le temps d'acquisition. L'utilisation des techniques évoquées plus haut est ainsi indispensable.

3.7.1 Acquisition standard

Comme cela a été rappelé plus haut, le processus d'acquisition est une recherche d'énergie dans une région d'incertitude. Pour cela, on somme les échantillons $I_H(k)$, $Q_H(k)$, $I_L(k)$, $Q_L(k)$ au carré selon un nombre de cumul N_{nc} . Une illustration du processus est donné sur la Figure 3.19. Quand cette somme dépasse un certain seuil S_{acq} , le signal est considéré acquis. Sous l'hypothèse H_0 (le signal est absent), le test vaut :

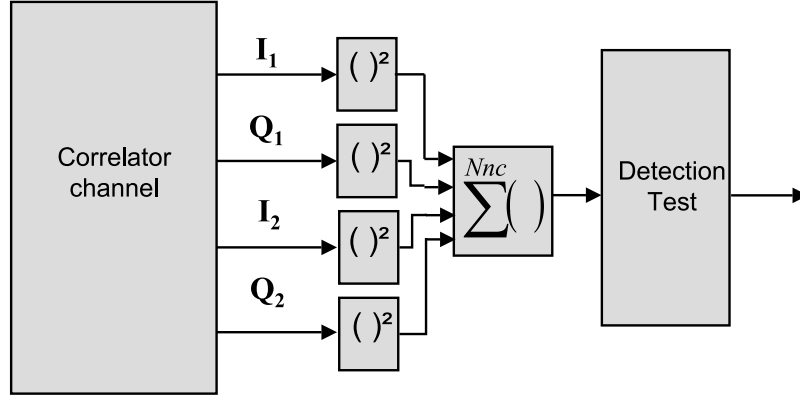


FIG. 3.19 – Processus de recherche d'énergie

$$T_0 = \sum_{k=1}^{N_{nc}} [n_{I_1}(k)^2 + n_{Q_1}(k)^2 + n_{I_2}(k)^2 + n_{Q_2}(k)^2] \quad (3.28)$$

N_{nc} est le nombre d'échantillons que l'on cumule de façon non cohérente à la sortie du corrélateur.

Les calculs étant les mêmes pour les trois techniques, l'indice 1 désignera l'indice H , I , ou VE utilisé dans les techniques de levée d'ambiguïté explicitées ci dessus et l'indice 2 désignera l'indice L , Q ou P .

$\frac{T_0}{\sigma_n^2}$ suit une loi de probabilité du χ^2 centrée à $4N_{nc}$ degrés de liberté (la Figure 3.20 en est une vérification. Elle a été tracée après évaluations de 10230 échantillons de signaux correspondants à l'équation 3.11). La probabilité de fausse alarme est exprimée sous cette hypothèse par :

$$P_{fa} = Pr[T_0 > S_{acq}] = \int_{S_{acq}}^{\infty} p_{T_0}(\lambda) d\lambda = g(S_{acq}) \quad (3.29)$$

Sous l'hypothèse H_1 (signal présent), le test statistique devient :

$$T_1 = \sum_{k=1}^{N_{nc}} [I_1(k)^2 + Q_1(k)^2 + I_2(k)^2 + Q_2(k)^2] \quad (3.30)$$

L'expression analytique des échantillons $I_1(k)$, $Q_1(k)$, $I_2(k)$, $Q_2(k)$ est donnée dans les paragraphes précédents. $\frac{T_1}{\sigma_n^2}$ suit alors une loi de probabilité du χ^2 non centrée à $4N_{nc}$ degrés de liberté.

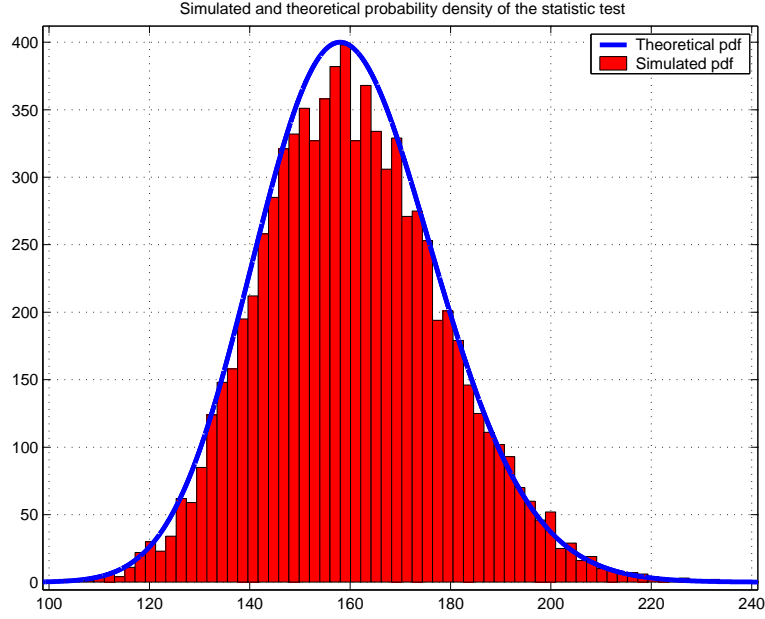


FIG. 3.20 – Comparaison entre les densités de probabilité théorique et simulée de $\frac{T_0}{\sigma^2}$ –

Le paramètre de centralité vaut :

$$\Theta = \frac{4C}{N_0} N_{nc} T_p \left(\frac{\sin(\pi \Delta f T_p)}{\pi \Delta f T_p} \right)^2 \cdot \frac{[R_1(\varepsilon_\tau)]^2 + [R_2(\varepsilon_\tau)]^2}{R_{f_1}(0)} \quad (3.31)$$

La probabilité de détection est alors exprimée par :

$$P_d = Pr[T_1 > S_{acq}] = \int_{S_{acq}}^{\infty} p_{T_1}(\lambda) d\lambda \quad (3.32)$$

D'après les probabilités de fausse alarme et de détection, on peut calculer le temps moyen d'acquisition du signal. D'après [Loz00], l'expression du temps moyen d'acquisition est exprimé par :

$$\overline{T_{acq}} = \frac{(2 - P_d)(N_t - 1)(1 + k_p P_{fa})}{2P_d} T_p N_{nc} \quad (3.33)$$

où :

P_d est la probabilité de détection

P_{fa} est la probabilité de fausse alarme

N_t est la taille de la région d'incertitude, le nombre total de cases du quadrillage temps-fréquence

T_p est le temps d'intégration cohérent

N_{nc} est le nombre d'intégrations non-cohérentes

k_p est le facteur de pénalité. Il correspond au temps perdu dans une case lors d'une fausse alarme.

Cette expression est obtenue dans le cas de la recherche dite "single dwell". C'est à dire que si après une première intégration le test est au dessus du seuil alors un mode de vérification est

lancé. Il peut correspondre à une intégration supplémentaire suivie du lancement des boucles de poursuite. Si le signal n'est finalement pas présent, le temps perdu à le chercher est modélisé par le facteur de pénalité.

3.7.2 Méthode d'acquisition différentielle

Une digression est faite dans ce paragraphe afin de décrire une méthode d'acquisition des signaux qui présente une amélioration significative. Il est à noter que cette technique n'est pas propre aux signaux BOC mais peut s'appliquer à n'importe quel signal. En revanche, elle peut être adaptée indifféremment à toutes les méthodes de levée d'ambiguïté du BOC.

Comme cela a été rappelé ci dessus, le processus d'acquisition des signaux consiste à rechercher l'énergie du signal dans un domaine d'incertitude temps-fréquence. Ceci a pour but d'initialiser le fonctionnement des boucles de poursuite de code et de porteuse. Dans le cas d'une recherche d'énergie classique, la statistique que l'on forme a l'expression analytique suivante :

$$Y_{st} = \sum_{k=0}^{Nnc} (I_k^2 + Q_k^2) \quad (3.34)$$

comme cela l'a été défini plus haut, Nnc est le nombre d'intégrations non cohérentes. I_k et Q_k sont les échantillons obtenus en sortie de corrélateurs. I_k et Q_k ont dans le cas général dans lequel on se place ici, l'expression :

$$I_k = \sqrt{2C}R(\epsilon_{\tau_k})\cos(\epsilon_{\theta_k})\text{sinc}(\pi\Delta fT_P) + n_{I,k} \quad (3.35)$$

$$Q_k = \sqrt{2C}R(\epsilon_{\tau_k})\sin(\epsilon_{\theta_k})\text{sinc}(\pi\Delta fT_P) + n_{Q,k} \quad (3.36)$$

$\sqrt{2C}$ est l'amplitude du signal déterministe. T_P est le temps d'intégration cohérent. ϵ_{τ_k} est l'erreur d'estimation du retard de propagation, ϵ_{θ_k} est l'erreur d'estimation de phase du signal, et Δf est l'erreur Doppler. [HRRC04], [Hol82], [ME01], [PSa96], [BJMR02] fournissent de plus amples détails au sujet de l'acquisition des signaux de radionavigation.

Un algorithme basé sur des sommations différentielles peut apporter des avantages intéressants (voir [SN04]). En effet, on peut montrer (voir [ARHPE05]), que des améliorations significatives peuvent être obtenues en sommant les échantillons provenant des corrélateurs de la manière suivante :

$$Y_{dc} = \sum_{k=0}^{Nnc/2} (I_{2k} \cdot I_{2k-1} + Q_{2k} \cdot Q_{2k-1}) \quad (3.37)$$

En utilisant cette corrélation différentielle, et en supposant que l'erreur Doppler est faible, on peut bénéficier d'une amélioration de plus de $1dB$ en terme de C/N_0 (à probabilité de détection fixée). Le fait de multiplier I_{2k} avec I_{2k-1} permet d'éliminer en théorie l'effet du bruit thermique puisque ce bruit Gaussien présente une décorrélation temporelle.

Cependant, les résultats de cet algorithme sont à nuancer. En effet, la robustesse de ce dernier face aux erreurs Doppler est faible. Afin de résoudre ce problème, les deux statistiques peuvent être linéairement combinées afin de bénéficier des avantages en terme de robustesse face aux

erreurs Doppler de l'algorithme standard et en terme de gain vis à vis du bruit thermique de l'algorithme différentiel. Dans ce cas, la statistique du test est exprimée analytiquement par :

$$\begin{aligned} Y_c &= Y_{dc} + Y_{st} \\ &= \sum_{k=0}^{Nnc} (I_k^2 + Q_k^2) + \sum_{k=0}^{Nnc/2} (I_{2k} \cdot I_{2k+1} + Q_{2k} \cdot Q_{2k+1}) \end{aligned} \quad (3.38)$$

ce qui peut aussi être exprimé par :

$$Y_c = \sum_{k=0}^{Nnc/2} \left[\left(3 \cdot \frac{I_{2k+1} + I_{2k}}{2} \right)^2 + \left(\frac{I_{2k+1} - I_{2k}}{2} \right)^2 + 3 \cdot \left(\frac{Q_{2k+1} + Q_{2k}}{2} \right)^2 + \left(\frac{Q_{2k+1} - Q_{2k}}{2} \right)^2 \right] \quad (3.39)$$

On retrouve une somme d'échantillons Gaussiens au carré. Ainsi les développements mathématiques sont possibles et on peut tout du moins numériquement calculer les seuils d'acquisition associés à ce test. Les détails des calculs sont donnés dans [ARHPE05]. Sur la Figure 3.21, des résultats de simulations sont présentés pour le cas d'un signal GPS C/A. Un code de 1023 chips a été utilisé. Le signal a été filtré par un filtre idéal de bande $4MHz$. De plus, on suppose que le signal n'est entaché que de bruit blanc. 1000 simulations d'acquisition ont été réalisées ici et la fréquence d'échantillonnage des signaux vaut $32MHz$. Comme on peut le constater en Figure 3.21, le nouvel algorithme combiné présente de meilleures performances vis à vis de l'algorithme standard aussi bien lorsqu'une erreur Doppler typique est présente que lorsque l'erreur Doppler est nulle. L'amélioration est de $0.8dB$ lorsqu'une erreur Doppler de $250Hz$ est prise en compte, tandis qu' $1dB$ d'amélioration est obtenu dans le cas où l'erreur Doppler est nulle.

3.8 Phase de transition vers la poursuite

Dans ce paragraphe, on cherche à calculer la variance de l'erreur d'estimation du retard de code en boucle fermée. On considère que la boucle est seulement affectée par un bruit Gaussien. D'après [Hol00], cette variance a pour expression :

$$\sigma_{\varepsilon_\tau}^2 = E \left[\frac{\varepsilon^2}{T_c^2} \right] = \frac{2B_L T_p R_N(0)}{(K \cdot T_c)^2} \quad (3.40)$$

où :

$R_N(0)$ est la fonction de corrélation du bruit en sortie de discriminateur

B_L est la bande de boucle

T_p est le temps d'intégration cohérente

K est le gain du discriminateur de code

T_c est la période chip

Ainsi, le calcul de l'erreur d'estimation du retard de code en boucle fermée se réduit au calcul de la corrélation du bruit en zéro et du gain du discriminateur. On rappelle que ce chapitre se concentre sur la phase de transition vers la poursuite lors de laquelle on conserve l'utilisation d'une méthode permettant de rendre la fonction de corrélation du BOC non

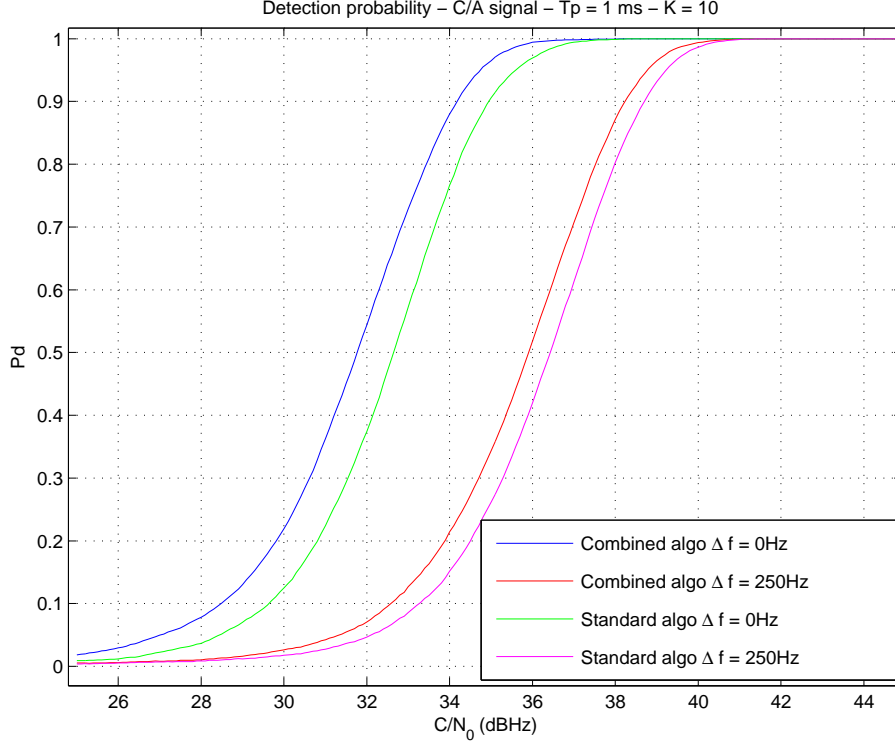


FIG. 3.21 – Comparaison acquisition algorithme standard/algorithme combiné

ambiguë. Il s'agit lors de cette phase de réduire l'erreur de retard de code de sorte que lors du passage en phase de poursuite, l'asservissement sur le pic central de la fonction de corrélation soit assuré.

On va tout d'abord traiter le cas des méthodes BPSK-like et ESP pour lesquelles les calculs sont identiques. On discutera ensuite de la méthode Bump-Jumping.

Remarque : l'indice 1 désignera ici l'indice H ou I et l'indice 2 désignera l'indice L ou Q .

Calcul du gain du discriminateur de code

Le discriminateur choisi lors de cette étude est le discriminateur Dot Product ou Ponctuel-Delta (voir Figure 3.22). Il met en oeuvre trois voies de corrélation pour chacune des voies précédemment évoquées : la voie ponctuelle 'P', la voie avance de code 'E', la voie retard de code 'L'. L'expression du signal d'erreur à la sortie de ce discriminateur est :

$$V_{dotP} = I_{P1} \cdot (I_{E1} - I_{L1}) + Q_{P1} \cdot (Q_{E1} - Q_{L1}) + I_{P2} \cdot (I_{E2} - I_{L2}) + Q_{P2} \cdot (I_{E2} - Q_{L2}) \quad (3.41)$$

L'espacement des corrélateurs entre la voie avance et la voie ponctuelle (ou entre la voie ponctuelle et la voie en retard) est $\delta \cdot T_c$ (ou δ en unité chip).

On suppose ici que l'erreur Doppler est résolue : $\Delta f = 0$. On a :

$$V_{dotP}(\varepsilon_\tau) = C [S_{ig}(\varepsilon_\tau)] + \sqrt{C} [N_{1^{rstorder}}] + N_{2^{ndorder}} \quad (3.42)$$

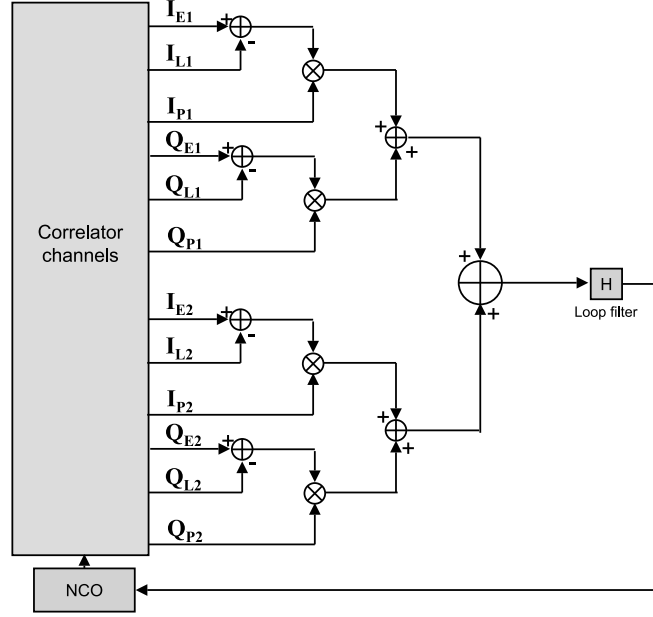


FIG. 3.22 – Discriminateur de code Dot Product

Avec :

$$S_{ig}(\varepsilon_\tau) = R_1(\varepsilon_\tau) (R_1(\varepsilon_\tau + \delta T_c) - R_1(\varepsilon_\tau - \delta T_c)) + R_2(\varepsilon_\tau) (R_2(\varepsilon_\tau + \delta T_c) - R_2(\varepsilon_\tau - \delta T_c)) \quad (3.43)$$

$$N_{1^{rst}order}(t) = n_{PI_1}(t) (R_1(\varepsilon_\tau + \delta T_c) - R_1(\varepsilon_\tau - \delta T_c)) + n_{PI_2}(t) (R_2(\varepsilon_\tau + \delta T_c) - R_2(\varepsilon_\tau - \delta T_c)) + R_1(\varepsilon_\tau) (n_{EI_1}(t) - n_{LI_1}(t)) + R_2(\varepsilon_\tau) (n_{EI_2}(t) - n_{LI_2}(t)) \quad (3.44)$$

$$N_{2^{nd}order}(t) = n_{PI_1}(t) (n_{EI_1}(t) - n_{LI_1}(t)) + n_{PI_2}(t) (n_{EI_2}(t) - n_{LI_2}(t)) + n_{PQ_1}(t) (n_{EQ_1}(t) - n_{LQ_1}(t)) + n_{PQ_2}(t) (n_{EQ_2}(t) - n_{LQ_2}(t)) \quad (3.45)$$

S_{ig} est le terme de signal, $N_{1^{rst}order}$ est le terme de bruit du premier ordre qui affecte le discriminateur, ie le produit des termes de bruit par les termes de signal, et $N_{2^{nd}order}$ est le terme de bruit du second ordre, ie le produit des termes de bruit entre eux. L'expression du gain du discriminateur en zéro est :

$$K_{dotP} = C \frac{\partial}{\partial \varepsilon_\tau} [S_{ig}(\varepsilon_\tau)] |_{\varepsilon_\tau=0} = \frac{C}{2} \frac{\partial}{\partial \varepsilon} [R_1(\varepsilon) (R_1(\varepsilon + \delta T_c) - R_1(\varepsilon - \delta T_c)) + R_2(\varepsilon) (R_2(\varepsilon + \delta T_c) - R_2(\varepsilon - \delta T_c))] |_{\varepsilon=0} \quad (3.46)$$

L'expression littérale de ce gain étant trop complexe, il sera calculé numériquement.

Calcul de la fonction de corrélation du bruit

Le bruit affectant le signal d'erreur du discriminateur est :

$$N(t) = \sqrt{C}N_{1rst\,order}(t) + N_{2nd\,order}(t) \quad (3.47)$$

Le moment d'ordre impair d'un bruit Gaussien étant nul, la corrélation du terme de bruit en zéro vaut :

$$R_N(0) = CR_{N_{1rst\,order}}(0) + R_{N_{2nd\,order}}(0) \quad (3.48)$$

On a vu que :

$$\sigma_{n_{I_1}}^2 = \frac{N_0}{4T_p} R_{r_{f_1}}(0)$$

$$\sigma_{n_{I_2}}^2 = \frac{N_0}{4T_p} R_{r_{f_2}}(0)$$

donc, on peut dire que :

$$E[n_{EI_1}^2] = \frac{N_0}{4T_p} R_{r_{f_1}}(0)$$

$$E[n_{EI_2}^2] = \frac{N_0}{4T_p} R_{r_{f_2}}(0)$$

Et on a :

$$E[n_{EI_1}^2] = E[n_{LI_1}^2] \quad (3.49)$$

$$E[n_{EI_2}^2] = E[n_{LI_2}^2] \quad (3.50)$$

Les bruits sont corrélés entre les voies avance et retard, d'où d'après un calcul similaire à celui menant aux équations 3.16 et 3.24, on obtient :

$$E[n_{EI_1}n_{LI_1}] = \frac{N_0}{4T_p} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 \cdot S_c(f) e^{j2\pi 2\delta T_c} df = \frac{N_0}{4T_p} R_{r_{f_1}}(2\delta T_c) \quad (3.51)$$

$$E[n_{EI_2}n_{LI_2}] = \frac{N_0}{4T_p} R_{r_{f_2}}(2\delta T_c) \quad (3.52)$$

$$(3.53)$$

Après calculs, on obtient la corrélation du bruit du premier ordre :

$$\begin{aligned} R_{N_{1rst\,order}}(0) = & \frac{CN_0}{4T_p} [R_{r_{f_1}}(0) \cdot [(R_1(\varepsilon_\tau + \delta) - R_1(\varepsilon_\tau - \delta))^2 + 2R_1^2(\varepsilon_\tau)] \\ & + R_{r_{f_2}}(0) \cdot [(R_2(\varepsilon_\tau + \delta) - R_2(\varepsilon_\tau - \delta))^2 + 2R_2^2(\varepsilon_\tau)] \\ & - 2R_{r_{f_1}}(2\delta)R_1^2(\varepsilon_\tau) - 2R_{r_{f_2}}(2\delta)R_2^2(\varepsilon_\tau)] \end{aligned} \quad (3.54)$$

On rappelle que si X_1, X_2, X_3, X_4 sont quatre processus Gaussiens indépendants, on a d'après [Lac00] :

$$E[X_1.X_2.X_3.X_4] = E[X_1.X_2]E[X_3.X_4] + E[X_1.X_3]E[X_2.X_4] + E[X_1.X_4]E[X_2.X_3]$$

Utilisant cette relation, on calcule la corrélation du bruit du second ordre :

$$R_{N_{2^{nd\ order}}}(0) = \frac{N_0^2}{4T_p^2} \left(R_{r_{f_1}}(0) \left[R_{r_{f_1}}(0) - R_{r_{f_1}}(2\delta) \right] + R_{r_{f_2}}(0) \left[R_{r_{f_2}}(0) - R_{r_{f_2}}(2\delta) \right] \right) \quad (3.55)$$

Finalement, on obtient l'expression de la variance d'erreur d'estimation de retard de code due au bruit (en mètres) pour un discriminateur Dot Product, c étant la vitesse de la lumière :

$$\sigma_{\varepsilon_\tau} = c \cdot \sqrt{\frac{B_L}{2C/N_0} \frac{1}{\mu^2} \left[\sigma_1 + \frac{\sigma_2}{T_p \cdot C/N_0} \right]} \quad (3.56)$$

avec :

$$\begin{aligned} \sigma_1 = & R_{r_{f_1}}(0) \cdot \left[(R_1(\varepsilon_\tau + \delta) - R_1(\varepsilon_\tau - \delta))^2 + 2R_1^2(\varepsilon_\tau) \right] \\ & + R_{r_{f_2}}(0) \cdot \left[(R_2(\varepsilon_\tau + \delta) - R_2(\varepsilon_\tau - \delta))^2 + 2R_2^2(\varepsilon_\tau) \right] \\ & - 2R_{r_{f_1}}(2\delta)R_1^2(\varepsilon_\tau) - 2R_{r_{f_2}}(2\delta)R_2^2(\varepsilon_\tau) \end{aligned} \quad (3.57)$$

$$\begin{aligned} \sigma_2 = & R_{r_{f_1}}(0) \left[R_{r_{f_1}}(0) - R_{r_{f_1}}(2\delta) \right] \\ & + R_{r_{f_2}}(0) \left[R_{r_{f_2}}(0) - R_{r_{f_2}}(2\delta) \right] \end{aligned} \quad (3.58)$$

$$\begin{aligned} \mu = & \frac{\partial}{\partial \varepsilon_\tau} \left[R_1(\varepsilon_\tau) (R_1(\varepsilon_\tau + \delta) - R_1(\varepsilon_\tau - \delta)) \right. \\ & \left. + R_2(\varepsilon_\tau) (R_2(\varepsilon_\tau + \delta) - R_2(\varepsilon_\tau - \delta)) \right] \Big|_{\varepsilon_\tau=0} \end{aligned} \quad (3.59)$$

σ_1 , σ_2 , μ seront calculés numériquement. Dans le chapitre suivant (Simulations et comparaison des méthodes d'acquisition), l'écart type d'erreur de retard de code est donné pour les deux techniques BPSK-like et ESP. Un élément important qualifiant les performances de ces méthodes est aussi le temps passé en transition permettant d'assurer, au passage en poursuite, l'asservissement sur le pic principal de corrélation. Ceci permet en outre de comparer la technique du Bump-Jumping aux deux autres.

Pour les techniques BPSK-like et ESP, le temps passé en transition est directement lié à l'écart type d'erreur de code $\sigma_{\varepsilon_\tau}$ qui fixe un seuil de poursuite des signaux en transition. Afin de passer en phase de poursuite, en présence uniquement de bruit gaussien, on doit avoir en fin de transition ([Kap96]) :

$$3 \cdot \sigma_{\varepsilon_\tau} \leq \frac{\Delta\tau}{2} \quad (3.60)$$

$\frac{\Delta\tau}{2}$ étant la demi plage linéaire de capture. Dans notre cas, si on considère un signal BOC filtré par un filtre dont la bande inclut les lobes principaux avec un écartement Early Late inférieur à $\frac{T_{sc}}{4}$, on peut considérer le seuil de passage de la transition à la poursuite suivant :

$$3 \cdot \sigma_{\varepsilon_\tau} \leq \frac{\lambda_{sc}}{4} \quad \text{avec} \quad \lambda_{sc} = \frac{c}{f_{sc}} \quad (3.61)$$

Nous l'avons vu précédemment, σ_{ϵ_τ} dépend entre autre de la bande de boucle B_L , et du temps d'intégration T_p . Si l'on fixe le temps d'intégration T_p (sa valeur sera fixé dans le cas d'un signal comportant des données par la durée d'un bit de donnée, et dans le cas d'un signal pilote par un compromis entre précision face au bruit et erreur du à la dynamique du porteur [ST95]), on peut alors obtenir la bande de boucle nécessaire à vérifier l'inéquation 3.61 pour chaque valeur de C/N_0 . Cette bande de boucle fixe entre autre le temps de réponse de la boucle, et ainsi le temps mis par la boucle pour réaliser un asservissement vérifiant 3.61. C'est le temps passé en transition vers la poursuite. Pour résumer, l'application visée va permettre en général de spécifier un niveau de C/N_0 et une certaine dynamique. Grâce à ces deux paramètres, on peut fixer l'ordre de la boucle (par exemple d'ordre 3 pour une boucle ayant à supporter une accélération, ou d'ordre 1 pour résoudre une erreur de position) et sa bande, ce qui fixe le temps passé en transition. L'expression de ce temps passé en transition peut être donné dans le cas d'une boucle du premier ordre par :

$$T_{Trans} = \frac{9}{2C/N_0} \frac{1}{\mu^2} \left[\sigma_1 + \frac{\sigma_2}{T_p \cdot C/N_0} \right] \cdot \frac{4}{\lambda_{sc}} \quad (3.62)$$

Dans le chapitre suivant, on a tracé le temps passé en transition pour les différentes méthodes. Pour la méthode du Bump-Jumping, on cherche aussi à obtenir le temps passé en transition. De la même façon, on calcule l'écart type d'erreur lié à cette méthode (utilisation du discriminateur $VE^2 - VL^2$ associé au discriminateur $E^2 - L^2$) et on calcule le temps passé en transition d'après la relation 3.61.

3.9 Phase de poursuite

En phase de poursuite, on corrèle le signal BOC reçu avec un signal local BOC réplique du signal reçu. La fonction de corrélation a alors la forme connue oscillante présentant plusieurs pics. Néanmoins, en fin de phase de transition, l'erreur d'estimation du retard de code est suffisamment faible pour être sûr, en poursuite de converger vers le maximum du pic central de corrélation.

Des calculs semblables à ceux menés précédemment donnent la variance de l'erreur d'estimation de retard de code en phase de poursuite lorsque la boucle de code est affectée seulement par un bruit Gaussien et en utilisant un discriminateur Dot Product :

$$\sigma_\epsilon = c \cdot \sqrt{\frac{B_L}{2C/N_0} \frac{1}{\mu^2} \left[\sigma_1 + \frac{1}{T_p \cdot C/N_0} \sigma_2 \right]} \quad (3.63)$$

avec :

$$\sigma_1 = K_n(0) \cdot \left[(R(\epsilon_\tau + \delta T_c) - R(\epsilon_\tau - \delta T_c))^2 + 2R^2(\epsilon_\tau) \right] \quad (3.64)$$

$$- 2R^2(\epsilon_\tau) \cdot K_n(2\delta T_c) \quad (3.65)$$

$$(3.66)$$

$$\sigma_2 = K_n(0) \cdot [K_n(0) - K_n(2\delta T_c)] \quad (3.67)$$

$$\mu = \frac{\partial}{\partial \varepsilon_\tau} [R(\varepsilon_\tau) (R(\varepsilon_\tau + \delta T_c) - R(\varepsilon_\tau - \delta T_c))] |_{\varepsilon_\tau=0} \quad (3.68)$$

Avec :

$$\begin{aligned} K_n(0) &= \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 \cdot S_{BOC}(f) df \\ K_n(2\delta) &= \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 \cdot S_{BOC}(f) e^{j2\pi 2\delta T_c} df \\ R(\varepsilon_\tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) \cdot e^{j2\pi f \varepsilon_\tau} df \end{aligned}$$

et :

$$\begin{aligned} X(f) &= \mathcal{TF}(x(t)) \\ x(t) &= c(t) \cdot sc(t) \quad \text{signal produit du code et de la sous porteuse} \\ S(f) &= H(f) \cdot X(f) \cdot X^*(f) \\ &= H(f) \cdot S_{BOC}(f) \end{aligned}$$

Dans [RLAM⁺02] et [RLL⁺03], une expression approximée de σ_ε est donnée pour un signal BOC(M,N) et un discriminateur Dot Product :

$$\sigma_{\varepsilon_\tau} \simeq c \cdot \sqrt{\frac{B_L \cdot \Delta}{2C/N_0 \cdot \frac{4M}{N}} \left[1 + \frac{1}{T_p \cdot C/N_0} \right]} \quad (3.69)$$

3.10 Conclusion

Dans ce chapitre quatre méthodes de traitement des signaux BOC ont été présentées, la méthode Bump-Jumping et sa variante, la méthode Dual Single Side Band, la méthode BPSK-like, et la méthode par Elimination de la Sous Porteuse. Une analyse théorique du traitement du signal que ces méthodes implique a été fournie. Une évaluation théorique de l'erreur induite par la présence du bruit thermique est aussi développée ainsi qu'une étude sur l'effet du filtrage à phase non linéaire sur les signaux de code et de sous porteuse.

Tout d'abord, il faut remarquer que la technique du Bump-Jumping a été modifiée en une variante afin de pouvoir la comparer aux deux autres méthodes en transition, et qu'une méthode de recherche d'énergie dérivée du Bump-Jumping est proposée. La méthode classique DSSB a été modifiée en technique dite BPSK-like qui apporte de meilleures performances. Cette dernière présente l'avantage sur les deux autres de permettre le traitement d'un seul des deux lobes du signal BOC au prix d'une perte de puissance du signal (de l'ordre de $-3dB$). Ce qui peut être avantageux lors d'un brouillage intentionnel ou non d'un des deux lobes ; En terme de complexité, le nombre de corrélateurs peut donc être divisé par deux si l'on traite qu'un seul des deux lobes, ce qui est intéressant si la complexité disponible est réduite. En

phase de transition la nombre de corrélateurs nécessaire pour la méthode BPSK-like est 8 (ou 4 si l'on traite qu'un seul lobe), 8 pour la méthode ESP, et 6 pour la méthode Bump-Jumping. La méthode par élimination de la sous porteuse présente l'intérêt d'avoir plus de similitudes avec les traitements effectués en phase de poursuite et permet une meilleurs réutilisation des corrélateurs. En effet, la voie en phase de sous porteuses mis en place en acquisition et transition est la même que pour la poursuite. Ainsi aucune reconfiguration est nécessaire. De plus, l'implémentation de la technique ESP est plus simple que la technique BPSK-like car elle fait appel à des sous porteuses en phase et en quadrature de phase qui ne sont que des signaux rectangulaires prenant des valeurs $+1$ ou -1 . Alors que la méthode BPSK-like utilise des signaux locaux tradatés en fréquence, et donc faisant appel à des tables de cosinus et sinus, moins triviale qu'une table de $+1/-1$.

Nous allons voir dans le chapitre suivant les performances comparées de ces trois méthodes obtenues après simulation.

Chapitre 4

Simulations et comparaison des méthodes d'acquisition

Sommaire

4.1	Recherche d'énergie	85
4.2	Transition vers la poursuite	91
4.3	Poursuite	95
4.4	Conclusion	97

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à comparer les méthodes de levée d'ambiguïté du signal BOC introduites dans le chapitre précédent au travers de simulations. Dans la première partie, les résultats en phase de recherche d'énergie sont fournis. On observera dans cette première partie les probabilités de détection des signaux, et le temps moyen d'acquisition. Une deuxième partie fait état des résultats en phase de transition vers la poursuite. Les résultats fournis sont en transition, l'écart type de l'erreur d'estimation du retard de code, et le temps passé en transition. Enfin, l'écart type de l'erreur de retard de code en poursuite sera brièvement donné.

4.1 Recherche d'énergie

Lors de cette simulation, on a cherché à obtenir la probabilité de détection et le temps moyen d'acquisition. Le principe de la simulation est le suivant : On se fixe une probabilité de fausse alarme, ici $Pfa = 10^{-3}$ (une valeur de Pfa relativement importante a été choisie ici pour ramener le temps de simulation à une durée raisonnable, ce qui n'influe pas sur la validité des résultats observés). Puis d'après l'équation 3.29, par inversion, on obtient le seuil de détection en fonction du nombre de cumuls non cohérents Nnc . Ensuite, suivant la méthode utilisée, on génère les signaux présents sur les quatre voies de corrélation selon les équations 3.11 et 3.21. Les corrélations sont réalisées par FFT. Le code PN utilisé est un code de GOLD de longueur 1023. Le temps d'intégration cohérente, T_p , est égal à $1ms$. L'erreur de Doppler, Δf , est prise égale à $250Hz$, ce qui est l'erreur maximale pour le temps d'intégration choisi ici (case Doppler de largeur $\frac{1}{2T_p}$). Le pas d'échantillonnage du test statistique résultat de la somme de Nnc échantillons est de $\frac{1}{2}$ chip. Les probabilités de détection sont calculées sur 1000

réalisations de la simulation et pour trois valeurs de N_{nc} (25, 40, 60). Les filtres utilisés sont des filtres de Butterworth d'ordre 10 et de bande passante $B_F = 2f_{sc} + 2f_c$. On effectue une calibration afin de compenser l'erreur induite par le temps de propagation de groupe du filtre.

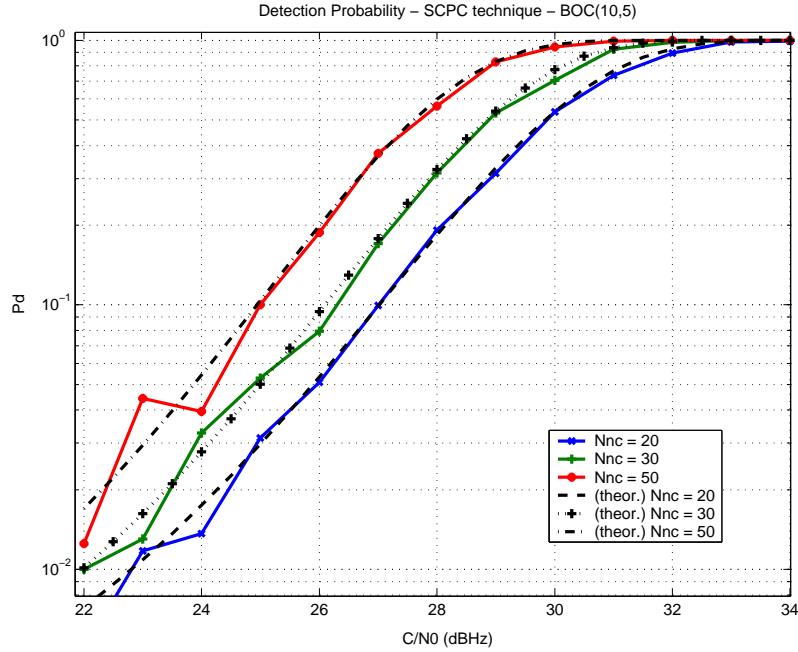


FIG. 4.1 – Probabilité de détection - BOC(10,5) - technique ESP

Sur la Figure 4.1, on a tracé, pour la méthode ESP, la probabilité de détection théorique exprimée au chapitre 3 la partie "Phase d'acquisition" et la probabilité de détection obtenue par simulation. Pour tracer la probabilité de détection théorique, on a pris une erreur de retard de code, ε_τ , égale à un quart de chip. On peut remarquer que théorie et simulation sont en bon accord. Ceci valide le procédé de simulation adopté. On observe en outre les différences apportées par une augmentation du temps d'intégration non cohérent (N_{nc}). Comme on pouvait s'y attendre, plus la valeur de cumul non cohérent N_{nc} est grande plus la probabilité de détection est forte. Enfin on constate que la probabilité de détection est de 100% pour des valeurs de C/N_0 environ égale à 31dBHz, 32dBHz, 33dBHz respectivement pour N_{nc} valant 20, 30, 50.

On remarque par ailleurs que pour des valeurs de C/N_0 faibles (inférieure à 25 dBHz), les courbes simulées tendent à s'écarter des courbes théoriques et prennent une allure un peu plus chaotique. Ceci est dû au nombre de simulation trop restreint effectuées pour des valeurs de C/N_0 faibles. La Figure 4.2 illustre la différence entre BOC(10, 5) et BOC(14, 2). On peut remarquer qu'à valeur de Pd égale, une différence de presque 3dBHz en C/N_0 peut être lue.

Sur les Figures 4.3 et 4.4 on a tracé les probabilités de détection pour un BOC(10, 5) respectivement pour la technique BPSK-like et la technique combinant les voies de corrélations VE et P . Théorie et simulation sont aussi en accord sur ces courbes.

Sur les Figures 4.5 à 4.8, les temps moyen d'acquisition pour les méthodes BPSK-like et ESP ont été tracés. On remarque que ce temps moyen d'acquisition présente un caractère asymptotique pour une certaine plage de valeurs de C/N_0 . Ceci est à relier directement à la valeur

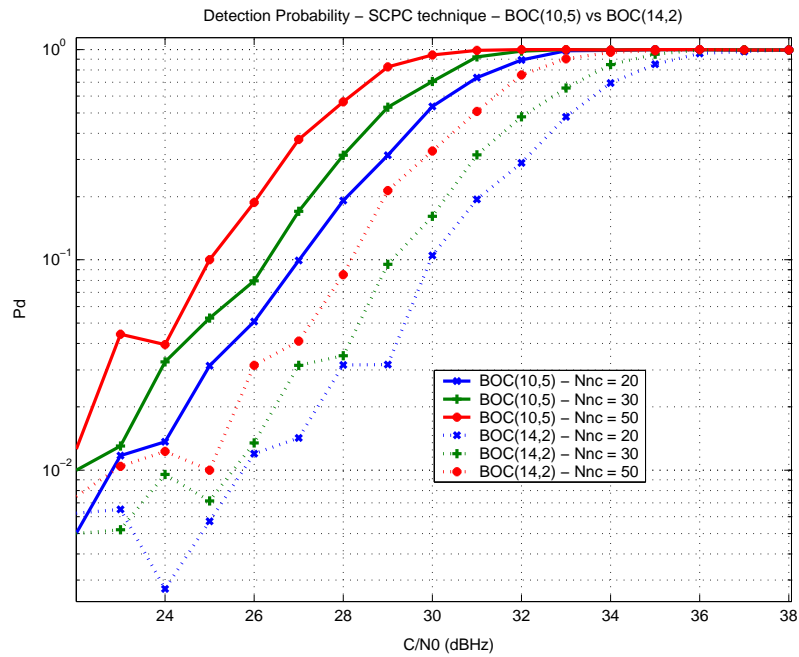


FIG. 4.2 – Probabilité de détection - BOC(10,5) et BOC(14,2) - technique ESP

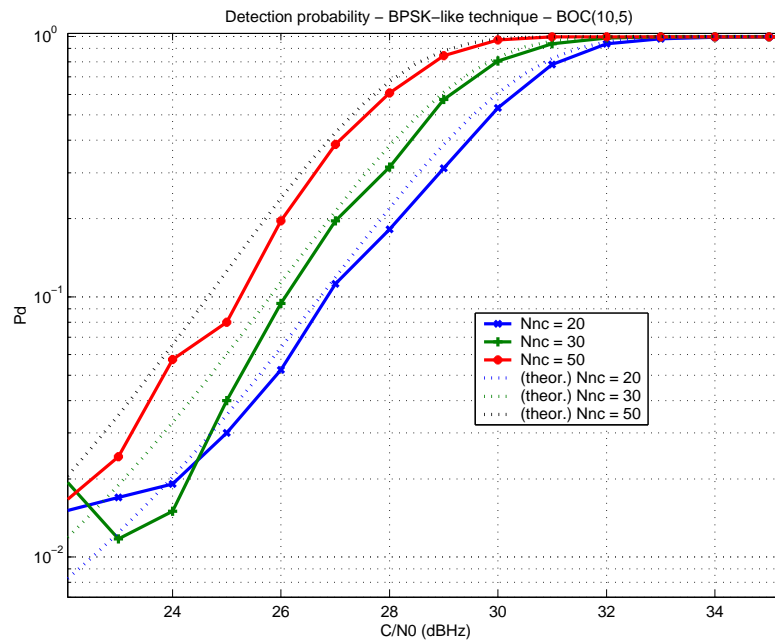


FIG. 4.3 – Pd - BOC(10,5) - technique BPSK-like

à partir de laquelle la probabilité de détection vaut 100%. Naturellement, il est à noter que les performances des trois méthodes sont améliorées en augmentant la bande des filtres. Sur la Figure 4.9, les trois techniques ont été comparées pour un nombre de cumul N_{nc} égal à 50. Les probabilités de détection obtenues pour les trois méthodes sont très proches. A faible C/N_0 ,

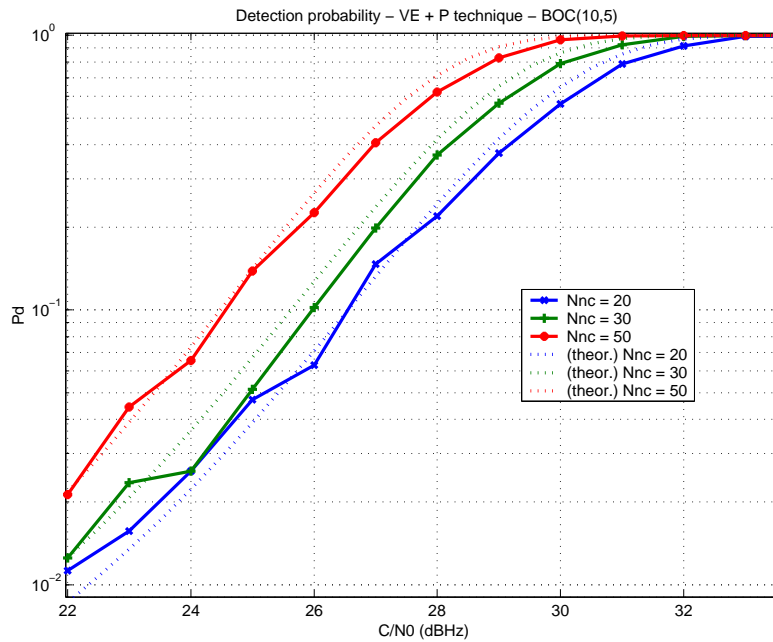
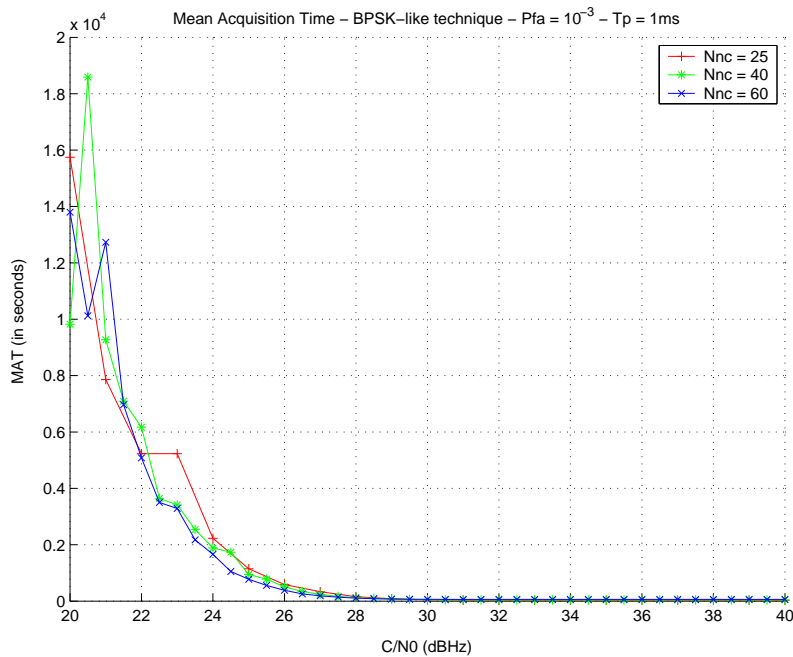
FIG. 4.4 – Pd - BOC(10,5) - technique combinant les voies VE et P 

FIG. 4.5 – MAT - BOC(10,5) - Technique BPSK-like

on peut cependant constater une différence en faveur de la technique $VE + P$ (approximativement $0.5dBHz$).

La Figure 4.10 montre le temps moyen d'acquisition en recherche "single dwell" pour les trois méthodes. De nouveau on remarque que les trois méthodes montrent approximativement les

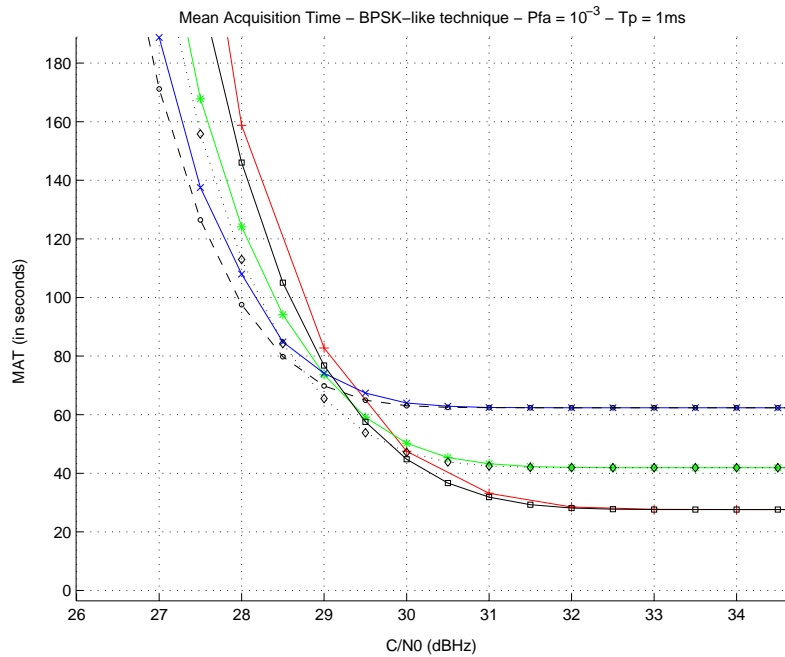


FIG. 4.6 – MAT zoom - BOC(10,5) - Technique BPSK-like

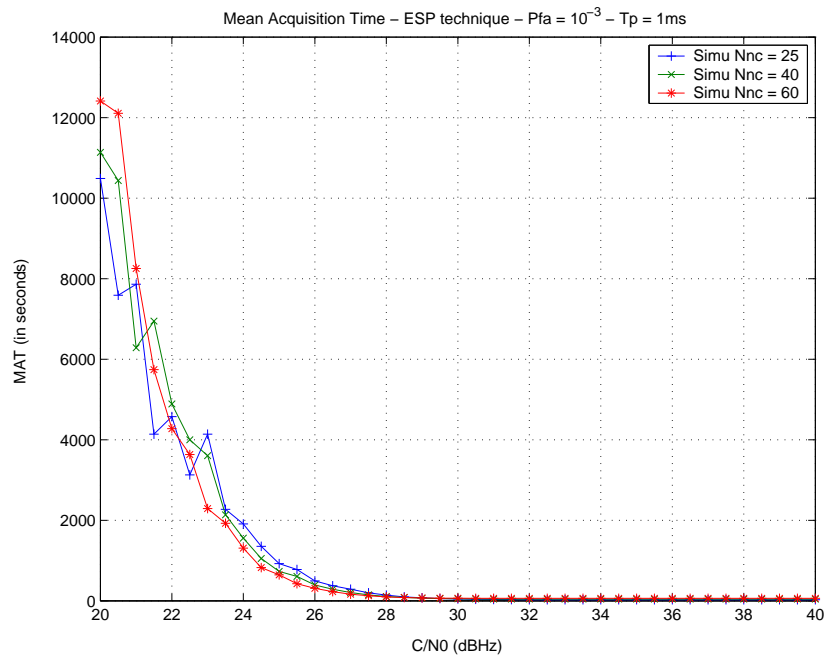


FIG. 4.7 – MAT - BOC(10,5) - Technique ESP

mêmes performances bien que la technique $VE + P$ présente une légère amélioration à faible C/N_0 . Le temps d'acquisition moyen asymptotique est de $31.8s$. Ainsi, d'après les simulations effectuées ici, on peut conclure que les trois méthodes introduites au chapitre précédent

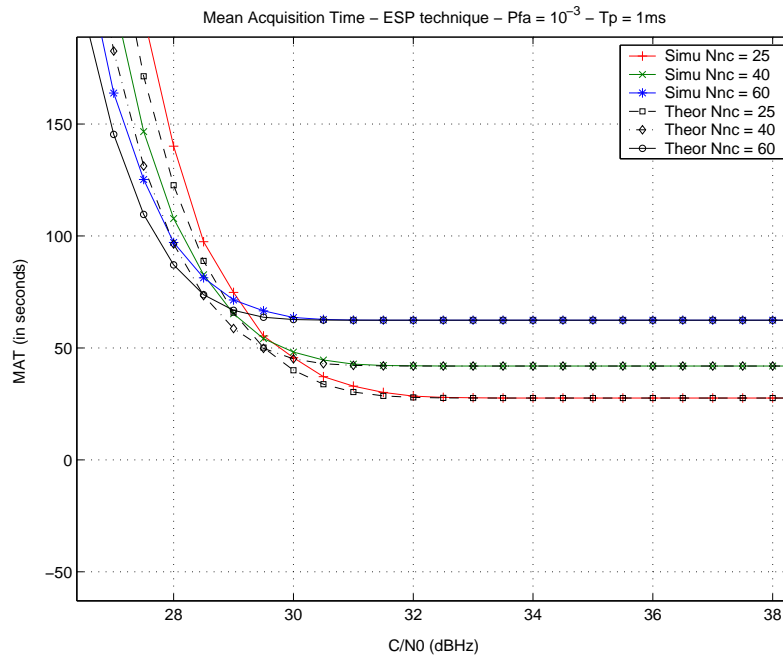


FIG. 4.8 – MAT zoom - BOC(10,5) - Technique ESP

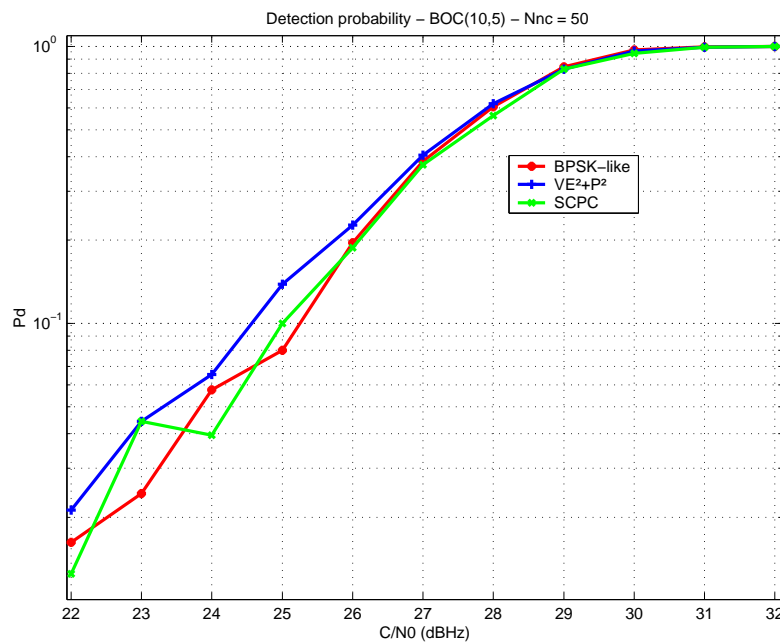


FIG. 4.9 – Pd - BOC(10,5) - comparaison des trois techniques

présentent des performances très proches en phase de recherche d'énergie.

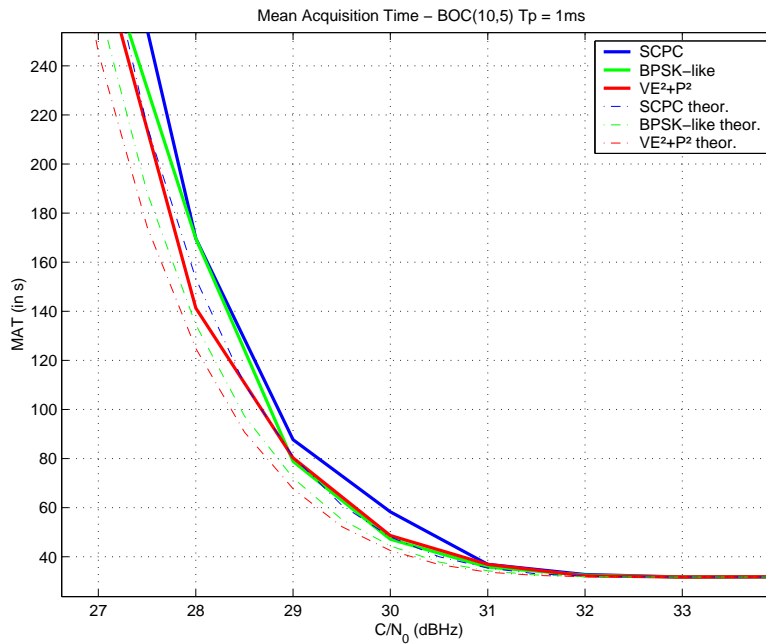


FIG. 4.10 – Temps Moyen d’Acquisition - BOC(10,5) - comparaison des trois techniques

4.2 Transition vers la poursuite

Dans ce paragraphe, on s’attache à évaluer les performances des méthodes de levée d’ambiguïté en phase de transition vers la poursuite.

Tout d’abord, on a tracé les fonctions de discrimination Dot Product non ambiguës normalisées associées aux méthodes ESP et BPSK-like (Figure 4.11) pour différentes valeurs d’écartement Early Late. δ_{CS} est l’écartement entre le corrélateur Early et Prompt ou Late et Prompt. Sur ces courbes en figure 4.11, ont aussi été tracé, les bruits du premier et du second ordre normalisés σ_1 et σ_2 . On remarque tout d’abord que l’on retrouve bien des fonctions de discrimination non ambiguës qui permettent un asservissement correct (correspondant au maximum du pic central de corrélation). Ensuite, on vérifie que le bruit du second ordre est constant et que le bruit du premier ordre dépend de la fonction de discrimination. Ceci était prévisible au regard de l’expression de ces bruits (voir équations 3.57 et 3.58). Ensuite, on constate que suivant la valeur de δ_{CS} , les bruits σ_1 et σ_2 sont plus importants tantôt pour la méthode BPSK-like ou tantôt pour la méthode ESP. Pour $\delta_{CS} = 0.0812$ *chip*, les résultats sont très proches. Enfin, la figure 4.11(b) met en évidence pour la méthode ESP une oscillation de la fonction de discrimination au centre, avec une inversion de la pente du discriminateur pour des valeurs de retard de code proche de 0. Cette inversion de pente conduit à un faux accrochage et à une erreur en sortie de transition. Cependant, cette erreur est toujours inférieure à la plage linéaire de capture du discriminateur BOC en poursuite.

Les mêmes résultats au sujet de l’impact de δ_{CS} se retrouvent sur la figure 4.12 qui présente l’écart type de l’erreur de retard de code en transition pour les méthodes ESP et BPSK-like pour un BOC(14,2) en fonction du C/N_0 . Les mêmes remarques que précédemment peuvent être faites. Remarquons que les résultats dépendent dans une large mesure de l’écartement

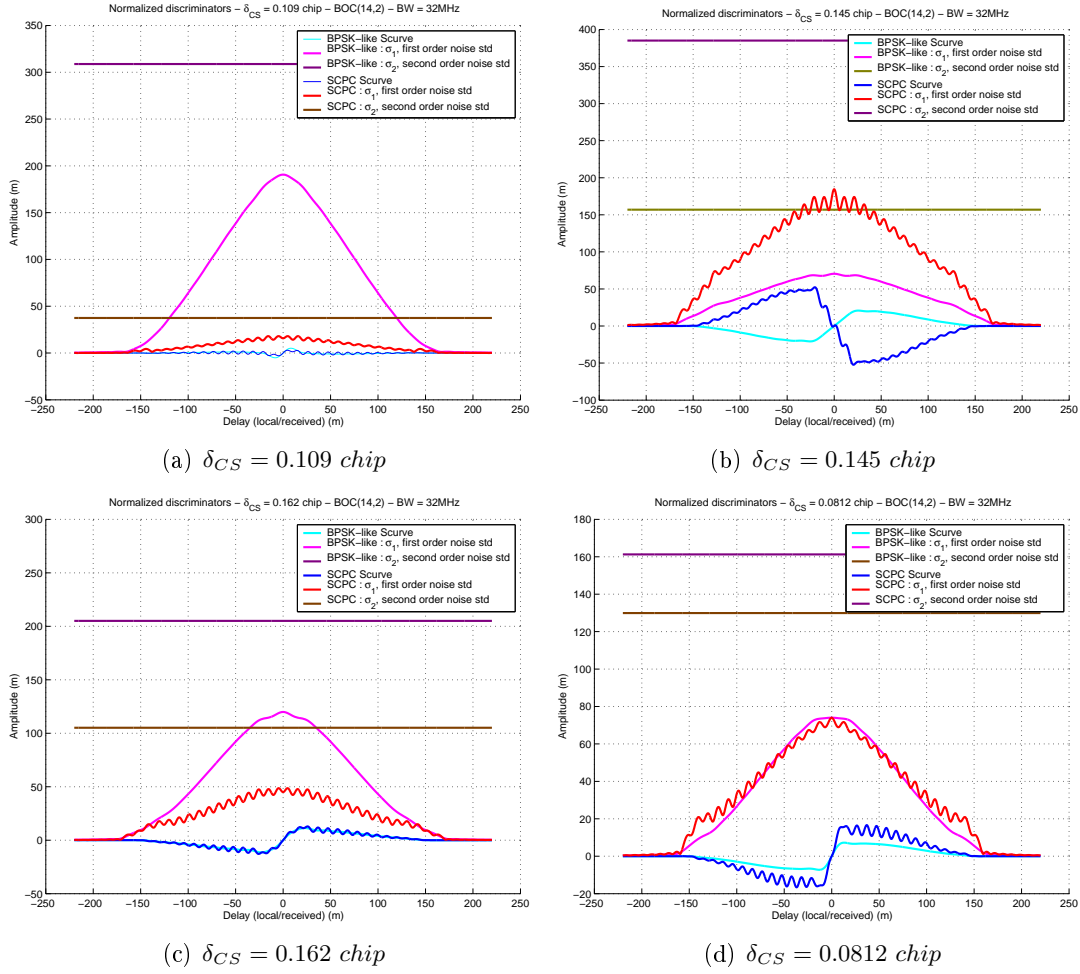


FIG. 4.11 – Fonctions de discrimination associées aux méthodes ESP et BPSK-like - BOC(14,2) - bruit du premier et du second ordre

Early Late, on trace la figure qui représente l'écart type de l'erreur de retard de code en transition vers la poursuite en fonction de l'espacement Early Late pour les méthodes ESP et BPSK-like. Cette a été obtenue en utilisant des discriminateurs normalisés et un $C/N_0 = 35dBHz$. Cette courbe est bien en accord avec la courbe . Elle met en évidence les minima locaux de l'écart type de l'erreur en fonction de δ_{CS} . Il est à noter que pour certaines valeurs choisies de δ_{CS} , les deux méthodes présentent le même écart type d'erreur. Cependant, les minima de l'écart type de l'erreur pour la méthode ESP sont inférieurs aux minima de l'écart type de l'erreur pour la méthode BPSK-like. Ce qui veut dire que si on choisit des valeurs bien choisies de δ_{CS} , la méthode ESP offre de meilleurs résultats que la méthode BPSK-like. Notamment, pour une valeur $\delta_{CS} = 0.109 \text{ chip}$, la méthode ESP offre des résultats très intéressants. En effet, pour $C/N_0 = 35dBHz$ et $\delta_{CS} = 0.109 \text{ chip}$, l'écart type de l'erreur est d'environ 0.25 m , alors que le minimum de l'écart type de l'erreur pour la méthode BPSK-like pour δ_{CS} environ égal à 0.07 chip est deux fois plus important. La figure présente le temps passé en transition vers la poursuite pour les méthode ESP et BPSK-like pour différentes valeurs de δ_{CS} . Les mêmes tendances que sur la figure sont à observer.

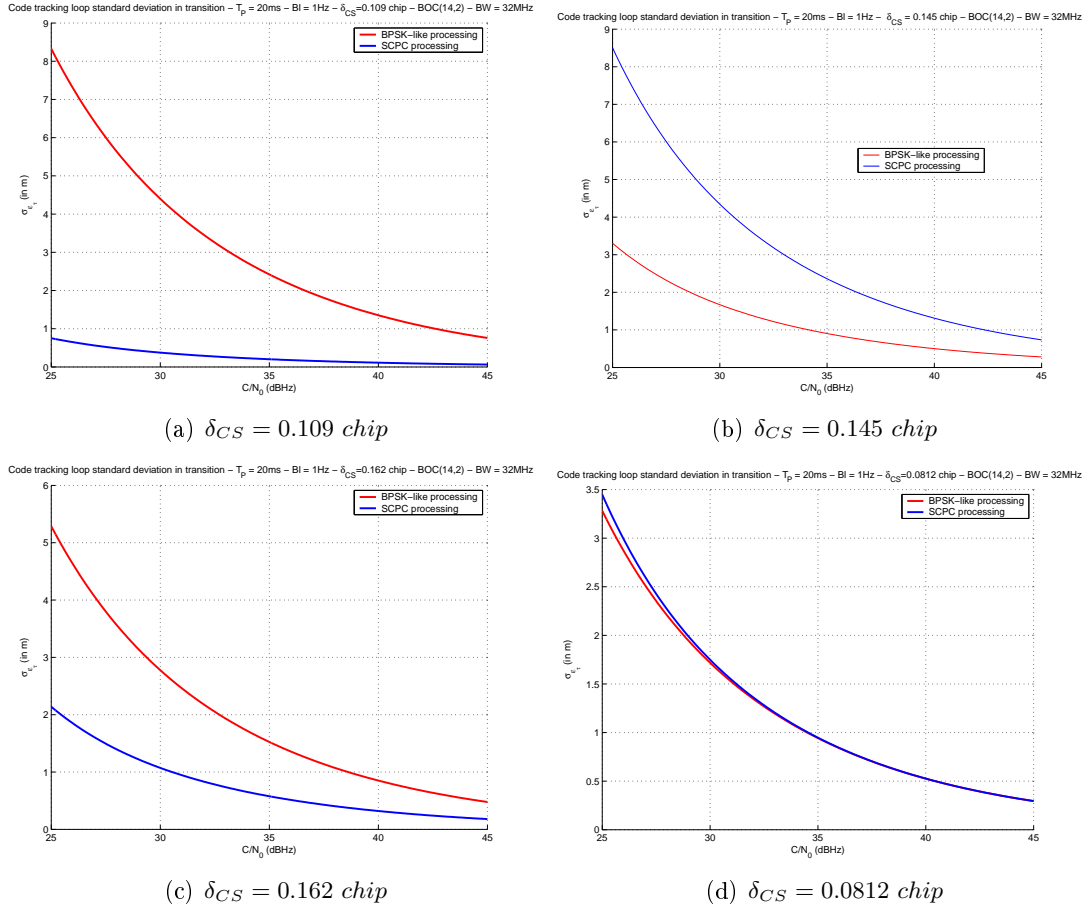


FIG. 4.12 – Ecart type de l'erreur de retard de code en transition - méthodes ESP et BPSK-like - BOC(14,2)

Pour comparaison par rapport à un traitement classique, sur la courbe 4.15, on a tracé l'écart type de l'erreur pour les techniques ESP et BPSK-like et aussi dans le cas d'un signal BPSK classique, dont l'expression est ([RLAM⁺02]) :

$$\sigma_{\epsilon_{\tau}} = \sqrt{\frac{B_l \Delta}{2 \frac{C}{N_0}} \left[1 + \frac{1}{\frac{C}{N_0} T_p} \right]} \quad (4.1)$$

Δ étant l'espace entre les corrélateurs. Cette expression ne prend pas en compte le filtrage du signal. On note d'après la Figure 4.15, que pour les deux méthodes l'écart type de l'erreur est supérieur à celui obtenu d'après l'expression précédente. De plus, l'écart type de l'erreur obtenu pour la méthode BPSK-like est légèrement supérieur à celui obtenu pour la méthode ESP. Pour les paramètres employés ici, par exemple pour $\sigma_{\epsilon_{\text{psilon}}} = 1.5m$, on relève une différence de près de $1.25dB$ en faveur de la méthode ESP. Enfin, on constate que l'écart type de l'erreur obtenu avec la méthode ESP est très proche de celui obtenu avec le signal BPSK.

Remarque : sur cette figure l'espace $\delta = 2\delta_{CS}$. C'est à dire qu'ici l'espace δ est

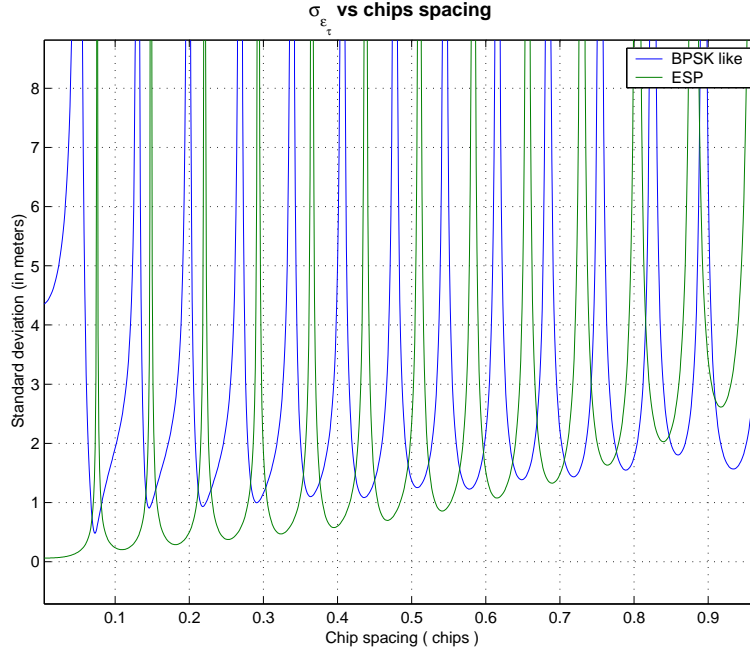


FIG. 4.13 – Écart type de l'erreur de retard de code en transition vers la poursuite en fonction de l'espacement Early Late

l'espacement entre les corrélateurs Early et Late, alors que depuis le début de cette étude δ_{CS} représente l'espacement entre les corrélateurs Early et Prompt ou Late et Prompt.

La Figure 4.16 représente, pour un signal BOC(14, 2), le temps passé en transition vers la poursuite afin d'obtenir la précision requise ($3\sigma_\epsilon \leq \frac{\lambda_{sc}}{4}$). On peut remarquer que pour la technique du Bump-Jumping, ce temps est très supérieur à celui obtenu par les autres méthodes pour des valeurs faibles de C/N_0 . A C/N_0 plus élevé au delà de $30dBHz$, cette tendance est inversée, et le Bump-Jumping semble être meilleur (temps de transition environ deux fois inférieur). Néanmoins, pour la technique Bump-Jumping, le temps T_{trans} ici tracé est une valeur minimale étant donné qu'il a été obtenue en considérant que l'algorithme n'avait à procéder qu'à un seul "saut" du pic secondaire le plus proche du pic central au pic central. En considérant ne serait ce que deux "sauts", le temps de transition du Bump Jumping dépasserait celui des deux autres méthodes. Suivant le type de signal BOC, et suivant l'erreur de retard de code présente en fin phase de recherche d'énergie, l'algorithme a à effectuer plusieurs sauts ; et ceci d'autant plus que le rapport N/M du signal BOC(N,M) est élevé. En effet, pour un rapport N/M du signal BOC(N,M) élevé, le nombre de pic de la fonction de corrélation est grand, et sachant que le Bump Jumping "saute" de pic en pic jusqu'au pic central, le nombre de saut est plus élevé. Par exemple pour un BOC(14,2), pour une erreur de retard de code maximale en sortie du processus de recherche d'énergie égale à $T_C/2$ (T_C étant la durée d'une bribe de code), l'algorithme aura à effectuer huit sauts avant d'aboutir à un asservissement correct sur le pic central de l'ACF. Ainsi le temps passé en transition sera environ quatre fois plus important que pour les méthodes BPSK-like et ESP. Pour ces deux méthodes, le temps passé en transition ne dépend pas vraiment du rapport N/M du signal BOC(N,M) considéré.

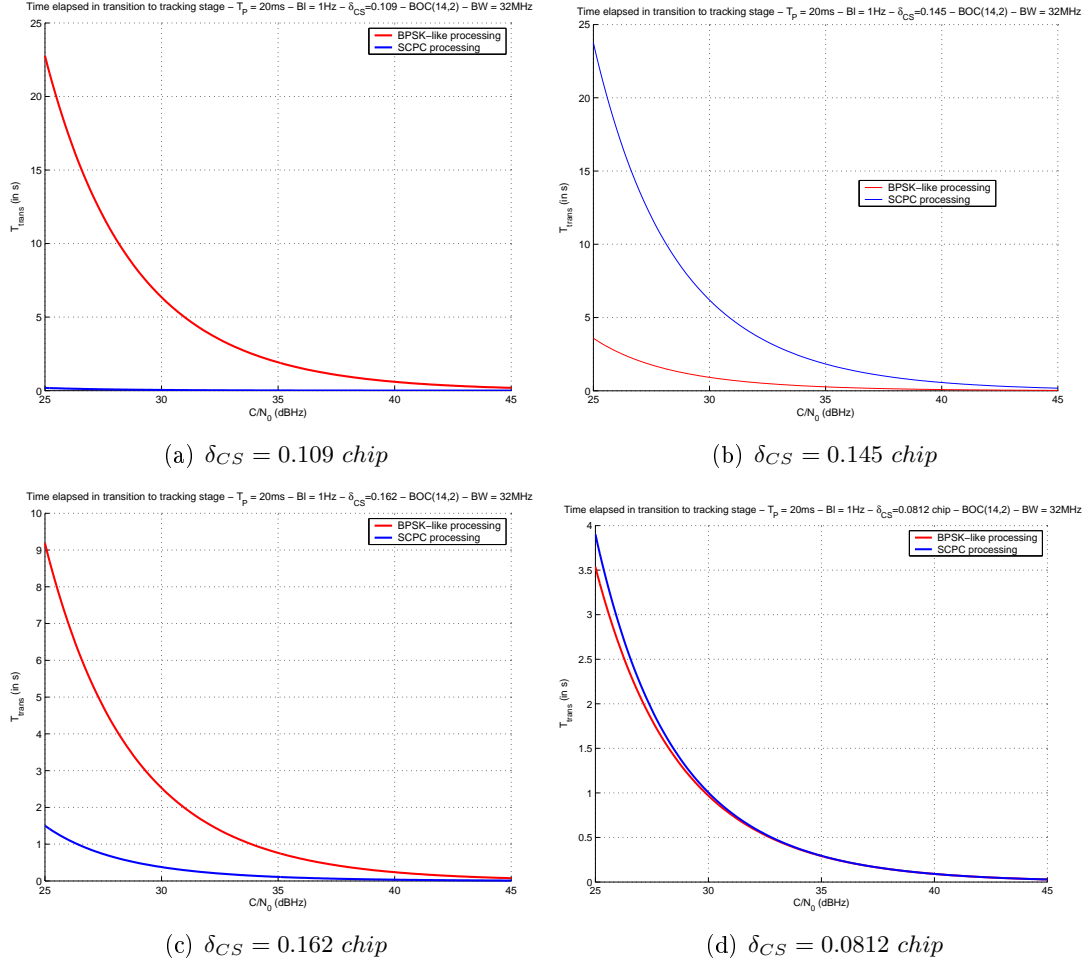


FIG. 4.14 – Temps passé en transition vers la poursuite - méthodes ESP et BPSK-like - BOC(14,2)

4.3 Poursuite

On trace enfin sur la Figure 4.17 l' écart type de l'erreur en poursuite d'après l'expression obtenue dans le chapitre précédent en équation 3.56, l'expression approximée de l' écart type de l'erreur obtenue dans [RLAM⁺02], et la borne de Cramer-Rao qui a pour expression pour le signal à bande limitée ([BK99]) :

$$\sigma_{CRLB} = \sqrt{\frac{B_l}{\frac{C}{N_0} (2\pi)^2 \lambda \tilde{\beta}_{RMS}^2}} \quad (4.2)$$

avec :

$$\tilde{\beta}_{RMS}^2 = \int_{-B}^B \lambda^{-1} f^2 S_{BOC}(f) df \quad \text{et} \quad \lambda = \int_{-B}^B S_{BOC}(f) df \quad (4.3)$$

B étant la demi bande passante du signal.

Il est à noter que l' écart type de l'erreur d'après l'équation 3.56 a été obtenue en utilisant une fonction de corrélation du signal simulée, et donc prenant en compte les effets du filtrage. Ce

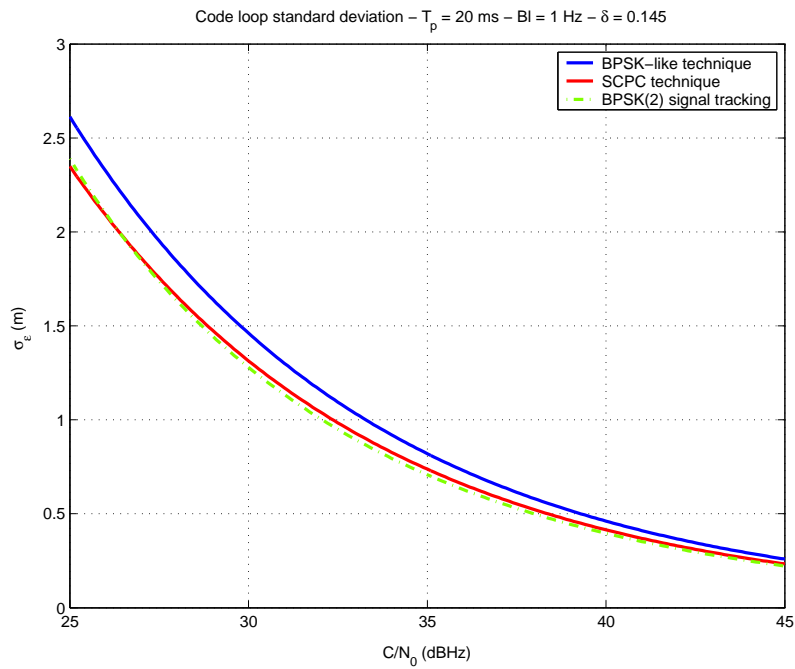


FIG. 4.15 – Écart type de l'erreur de retard de code en transition vers la poursuite

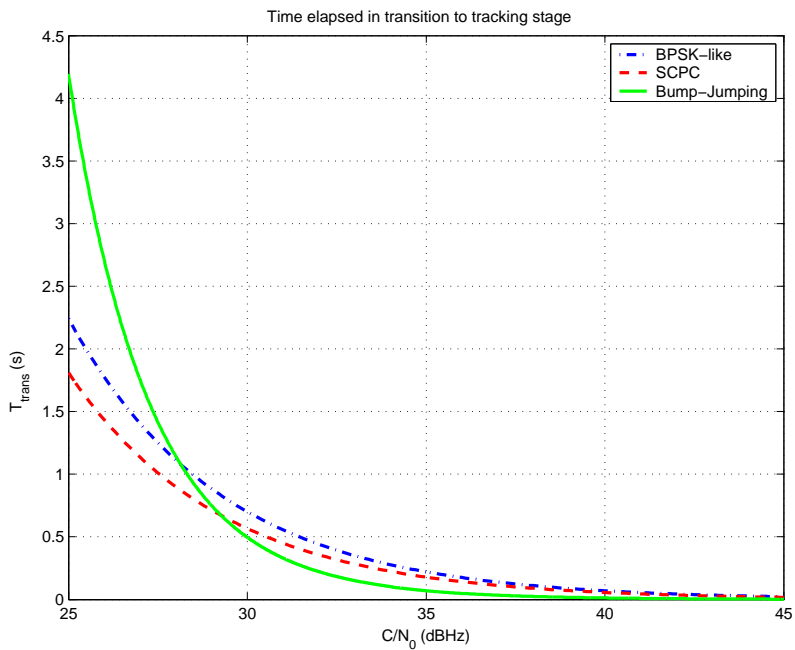


FIG. 4.16 – Temps de transition vers la poursuite

qui n'est pas le cas pour l'écart type de l'erreur approximé obtenu dans [RLAM⁺02]. A ce propos, la bande de boucle utilisée est de 1Hz , l'écartement Early Late δ_{CS} vaut 0.1 chip, la bande du filtre est de 30MHz , et le signal utilisé est un BOC(10,5). On remarque que la courbe résultant de l'approximation de [RLAM⁺02] est en bon accord avec la courbe

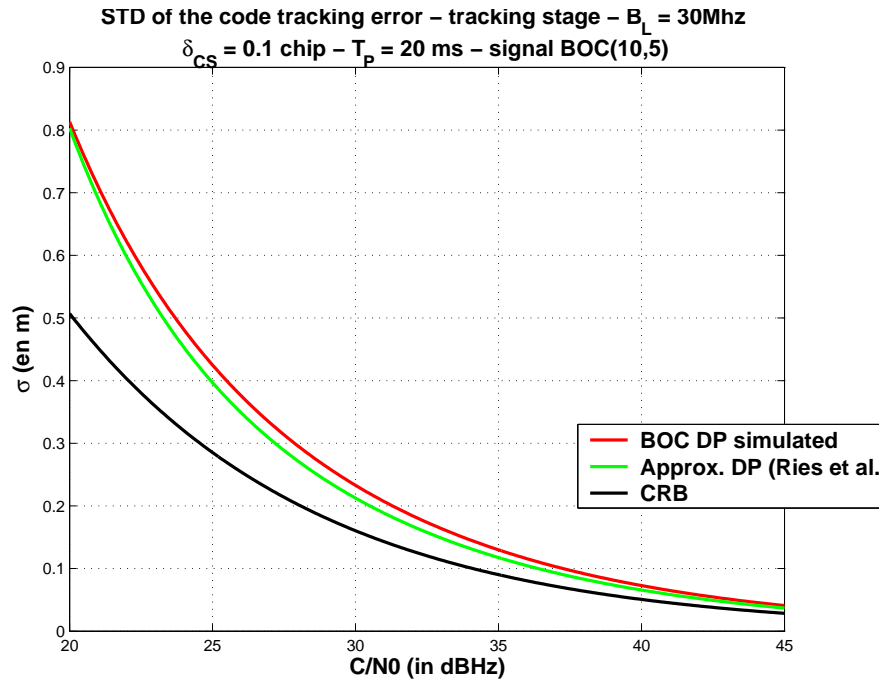


FIG. 4.17 – Écart type de l'erreur de retard de code en poursuite

obtenue d'après l'équation 3.56, qui est cependant légèrement supérieure en raison de la prise en compte du filtrage. On vérifie aussi que ces courbes sont cohérentes vis à vis des résultats présentés par J.W. Betz dans [BG02] pour le même signal BOC(10,5).

4.4 Conclusion

Les résultats de simulations Monte Carlo en acquisition et transition vers la poursuite ont été présentés dans ce chapitre pour les trois méthodes retenues dans cette étude et pour différents types de signaux BOC. On peut conclure tout d'abord que les résultats de simulation sont en bon accord avec la théorie développée dans le chapitre précédent.

Ensuite, on peut constater que les trois méthodes introduites ici présentent des performances très similaires en ce qui concerne la phase de recherche d'énergie.

En revanche, en phase de transition vers la poursuite, la méthode ESP apporte de meilleures performances en terme d'erreur de poursuite de code et donc de temps passé en transition pour réduire l'erreur ; ces deux quantités étant liées. En effet, pour des valeurs d'écartement Early Late bien choisies, on peut minimiser le jitter de code pour les méthodes ESP et BPSK-like. Mais les minima que l'on peut obtenir grâce à la méthode ESP sont plus faibles que ceux obtenus grâce à la méthode BPSK-like. La méthode ESP semble être donc à préférer pour la phase de transition. Par ailleurs, on a vu que la méthode Bump Jumping présente un temps de transition beaucoup plus important que les deux autres méthodes pour des valeurs de C/N_0 inférieures à 30dBHz , et un temps de transition inférieur (environ deux fois inférieur) aux deux autres méthodes au delà de 30dBHz . Cependant, comme cela est dit ci dessus, le temps de transition pour le Bump Jumping est un temps minimal en ne considérant qu'un seul saut.

Ce temps peut être beaucoup plus important et dépend entre autre du type de signal BOC mais aussi de l'erreur de retard de code à la fin du processus de recherche d'énergie. Cette erreur qui peut être au maximum de $T_C/2$, n'est pas prévisible exactement. Les méthodes ESP et BPSK-like présentent l'avantage de présenter des performances plus prédictibles.

Chapitre 5

Acquisition et poursuite de signaux BOC en présence de multitrajets

Sommaire

5.1	Modèle de multi-trajets	100
5.1.1	Cas du modèle de multi-trajets diffus	100
5.1.2	Cas du modèle de multi-trajets spéculaires : un seul signal réfléchi	103
5.2	État de l’art	107
5.3	Multi-trajets en phase de transition	108
5.3.1	Probabilité de faux accrochage	108
5.4	Optimisation de fonction S-curve	112
5.4.1	Position du problème	113
5.4.2	Approche analytique	114
5.4.3	Optimisation numérique	115
5.5	EMET	117
5.5.1	Modèle de signal	118
5.5.2	Technique classique ELS pour signaux BPSK	122
5.5.3	Technique EELS pour les signaux BOC	124
5.5.4	Résultats théoriques	126
5.5.5	Résultats de simulation	129
5.5.6	Conclusion	131

Dans de nombreuses applications des systèmes GNSS, les multi-trajets sont une source d’erreur dominante. Le signal provenant du satellite se réfléchit sur différentes structures (bâtiment, voiture, sol ...). Il parvient alors au récepteur un signal composite, somme du signal direct et de tous les signaux réfléchis. L’apparition de ces signaux réfléchis vient perturber le traitement de signal et entraîne un biais sur l’estimée du retard de propagation du signal direct. Les caractéristiques de ces multi-trajets - leur nombre, leur amplitude, leur retard, leur déphasage - sont très variables, et dépendent dans une large mesure de l’environnement local. Plusieurs approches visant à lutter contre ces multi-trajets et à réduire l’erreur qu’ils impliquent sont possibles : traitement d’antenne, traitement des pseudo-distances ou traitement du signal reçu au sein du récepteur. C’est cette dernière approche qui est ici privilégiée. En premier lieu, nous nous intéresserons aux modèles de multitrajet envisageables.

Plusieurs modèles de multi-trajets sont proposés dans la littérature mais deux principaux se détachent : le modèle de multi-trajets diffus (lois de distribution marginales des paramètres des multi-trajets) , plus réaliste mais avec lequel il est difficile de travailler, et le modèle de multi-trajets spéculaires. L'étude s'est déroulée en utilisant un modèle de multi-trajets spéculaires.

Un deuxième paragraphe décrit brièvement plusieurs techniques de corrélations de lutte contre les multitrajets. Le problème posé par un éventuel faux accrochage de la DLL entre phase de transition et de poursuite, induit par la présence de multitrajets sera abordé en paragraphe trois. Le paragraphe quatre résume l'étude faite sur l'optimisation de la fonction de discrimination vis à vis de l'erreur multitrajets au travers d'une approche analytique puis d'une optimisation numérique. Enfin, le paragraphe cinq présente une technique de lutte contre les multitrajets originale adaptée au signaux BOC développé lors de ce travail de thèse. Elle fonctionne sur une DLL classique à laquelle des corrections sont apportées grâce à une certaine combinaison de corrélateur. Cette méthode affiche de très bons résultats en terme de lutte contre les multitrajets.

5.1 Modèle de multi-trajets

5.1.1 Cas du modèle de multi-trajets diffus

Le cas envisagé dans cette section est celui où tout un faisceau de signaux se reflète sur une zone surfacique. La première approximation effectuée est de considérer la contribution des signaux réfléchis comme une somme discrète et finie de signaux spéculaires. A ceci près que des relations de phase, d'amplitude et de Doppler existent entre les différents signaux. Le signal reçu résultant est alors (en bande de base) :

$$r(t) = As(t - \tau)e^{j\phi} + \sum_{k=1}^N \alpha_k As(t - \tau - \tau_k)e^{j\phi_k} + n(t) \quad (5.1)$$

avec :

$s(t)$ est le signal transmis

A est l'amplitude du signal direct

α_k est l'amplitude relative du signal réfléchi

τ_k est le retard relatif du signal réfléchi par rapport au signal direct

$n(t)$ est le bruit

Ce modèle de canal est décrit dans [HTB04] et [JBH96]. Il semblerait adapté à des applications fortement soumises au phénomène de multi-trajet de type urbaine ou "indoor". Ce modèle divise le signal reçu en trois composantes.

le signal direct :

La modélisation de l'amplitude du signal direct dépend de l'effet de masque (shadowing). S'il n'y a pas d'effet de masque, l'amplitude du signal direct suit une loi de Rice.

$$f_{Rice}(\nu) = 2K\nu I_0(2K\nu)e^{-K(\nu^2+1)} \quad (5.2)$$

avec :

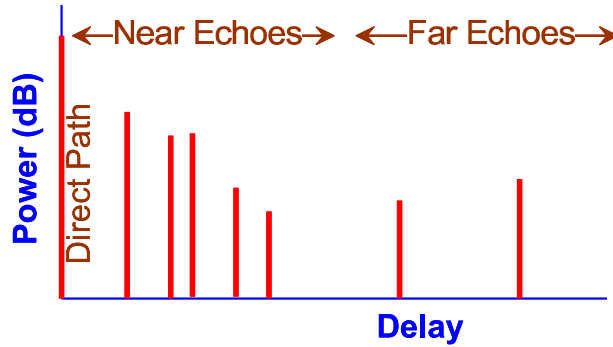


FIG. 5.1 – Modèle de canal

ν l'amplitude du signal direct

K le rapport entre la puissance du signal direct et des multi-trajets (carrier-to-multi-path ratio)

$I_0()$ la fonction de Bessel d'ordre zéro.

Lorsque le signal direct est masqué, l'amplitude du signal direct suit une loi de Rayleigh :

$$f_{Rayleigh}(\nu) = 2K\nu e^{-K\nu^2} \quad (5.3)$$

la région d'échos proches :

Un nombre N de signaux réfléchis ou échos apparaissent dans l'environnement proche du récepteur. Ce nombre N suit une loi de Poisson :

$$f_{Poisson}(N) = \frac{\lambda^N}{N!} e^{-\lambda} \quad (5.4)$$

λ est une constante à définir en fonction de l'environnement.

La puissance moyenne de ces échos est fonction de leur retard, et vaut en dB :

$$P_m(\tau) = P_m(0) - d.\tau \quad (5.5)$$

Pour une puissance moyenne $P_m(\tau)$ donnée, avec un retard τ fixé, l'amplitude de ces échos proches varie autour de cette valeur moyenne suivant une loi de Rayleigh (décrite plus haut), avec $K = \frac{1}{P_m(\tau)}$.

Enfin, le délai des signaux réfléchis suit une distribution exponentielle. :

$$f_{exp}(\tau) = \frac{1}{b} e^{-\frac{\tau}{b}} \quad (5.6)$$

b est une constante à définir en fonction de l'environnement.

la région d'échos lointains :

Un certain nombre de signaux réfléchis ayant un retard important, ou échos lointains, viennent s'ajouter aux échos proches. Leur nombre est distribué selon une loi de Poisson.

Leurs amplitudes suit une loi de Rayleigh et leurs retards sont uniformément distribués dans l'intervalle $[\tau_e, \tau_{max}]$.

De plus, chaque écho est caractérisé par une fréquence Doppler. Le spectre Doppler est donné dans [JBH96] :

- si le signal direct est masqué :

$$S_D(f_D) = \frac{K}{\pi f_{D,max} \sqrt{1 - \left(\frac{f_D - f_{D,sat}}{f_{D,max}}\right)^2}} \quad (5.7)$$

- si le signal direct n'est pas masqué :

$$S_D(f_D) = \frac{K}{\pi f_{D,max} \sqrt{1 - \left(\frac{f_D - f_{D,sat}}{f_{D,max}}\right)^2}} + \delta(f_D - f_{D,sat}) \quad (5.8)$$

avec :

$$\begin{aligned} f_{D,max} &= \frac{v_m}{\lambda} \\ f_{D,sat} &= \frac{v_{sat}}{\lambda} \end{aligned} \quad (5.9)$$

v_m est la vitesse du récepteur, et λ la longueur d'onde du signal

v_{sat} est la vitesse du satellite par rapport à la terre.

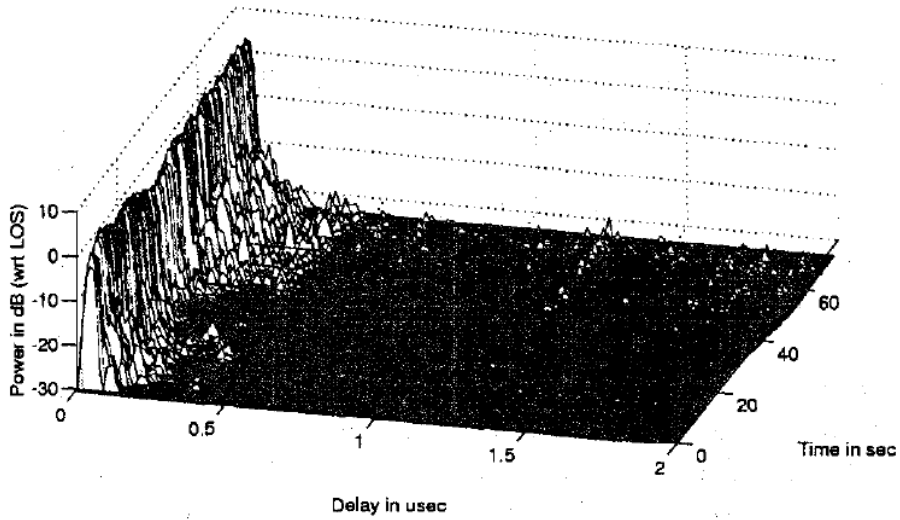


FIG. 5.2 – Exemple de profil de la puissance des signaux reçus obtenus à partir de mesures

Tous les paramètres permettant de définir complètement le modèle sont donnés dans des tables ([JBH96], [BRM⁺02]) établies à partir de mesures pour différents types d'environnements (environnement ouvert, rural, urbain, sub-urbain ...).

5.1.2 Cas du modèle de multi-trajets spéculaires : un seul signal réfléchi

Une approche plus simple consiste à supposer qu'un seul signal réfléchi est présent. Ce modèle moins complexe reste valide pour un grand nombre d'applications. Le signal reçu résultant est alors (en bande de base) :

$$r(t) = As(t - \tau)e^{j\phi} + \alpha As(t - \tau - \tau_m)e^{j\phi_m} + n(t) \quad (5.10)$$

avec :

$s(t)$ est le signal transmis

A est l'amplitude du signal direct

α est l'amplitude relative du signal réfléchi

τ_m est le retard relatif du signal réfléchi par rapport au signal direct

$n(t)$ est le bruit

Remarque : Un modèle spéculaire similaire a été proposé et justifié dans [Sou99]. L'auteur montre que l'on peut également représenter le cas de réflexions diffuses grâce à ce modèle en traduisant l'erreur commise par un bruit additif.

Dans la suite, on s'intéressera tout particulièrement à ce cas d'un seul signal réfléchi affectant le signal direct comme décrit en équation 5.10. Les hypothèses retenues pour les paramètres de ce modèle sont :

- le retard τ_m avec lequel arrive le signal réfléchi est forcément plus grand que le retard τ du signal direct puisque le chemin parcouru est plus long. On considère qu'il peut être compris entre 0 et T_C (période du code). En effet, les signaux réfléchis arrivant au récepteur avec un retard relatif supérieur à T_C sont éliminés car présentant une trop faible corrélation avec le code local.
- le signal subit au moment de la réflexion, un déphasage ϕ supposé aléatoire suivant une loi uniforme sur $[0, 2\pi]$.
- l'amplitude relative α avec laquelle parvient le signal réfléchi est prise égale à 0.5 ou 0.25.
- Concernant le Doppler relatif du signal réfléchi par rapport au signal direct, on considère un pire cas où il est pris égal à 0.

5.1.2.1 Enveloppe d'erreur due aux multi-trajets

En adoptant cette approche, on peut tracer l'enveloppe d'erreur des multi-trajets. On montre qu'en sortie du discriminateur et en présence d'un signal réfléchi, la tension de discrimination est de la forme :

$$V(\varepsilon_\tau) = D(\varepsilon_\tau) + \alpha D(\varepsilon_\tau + \tau_m)e^{j(\phi_m - \phi)} + n_s(t) \quad (5.11)$$

$D(\tau)$ étant la fonction de discrimination utilisée.

$n_s(t)$ est le bruit en sortie de discriminateur.

Lorsqu'aucun signal réfléchi n'est présent, la boucle fait tendre la tension de discrimination vers zéro, ceci étant réalisé pour une valeur de ε_τ nulle (hors erreur due au bruit). En présence d'un signal réfléchi, la boucle converge en faisant tendre $V(\varepsilon_\tau)$ vers 0. Or ceci est réalisé pour

une valeur de ε_τ qui n'est pas nulle. Il en résulte une erreur de poursuite. Cette erreur est la solution en ε_τ de l'équation suivante.

$$D(\varepsilon_\tau) = -\alpha D(\varepsilon_\tau + \tau_m) e^{j(\phi_m - \phi)} + n_s(t) \quad (5.12)$$

Les Figures 5.1.2.1 et 5.1.2.1 montrent l'effet d'un signal réfléchi incident sur la fonction de corrélation du BOC(10, 5) et la fonction de corrélation obtenue par la technique BPSK-like. L'amplitude du signal indirect est choisie égale à 0.5. Le maximum de corrélation n'apparaît plus pour un retard égal à zéro. Ceci implique une erreur de poursuite de code.

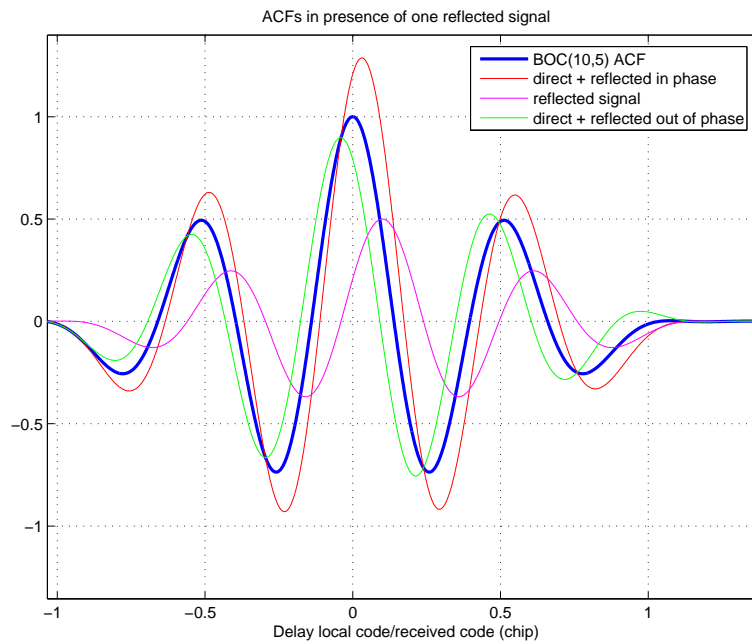


FIG. 5.3 – Fonction de corrélation dans le cas d'un signal réfléchi - BOC(10, 5)

Sur la figure 5.1.2.1, l'autocorrélation du signal tracée en bleu correspond à l'autocorrélation du signal direct, la courbe en magenta représente la corrélation du signal réfléchi. La courbe en rouge est la fonction composite somme de la courbe en bleu et de la courbe en magenta, le signal réfléchi ayant dans ce cas une phase relative nulle. La courbe verte est la résultante de la différence entre la fonction de corrélation du signal direct et du signal réfléchi en quadrature de phase. On remarque que dans les deux cas, signal réfléchi en phase ou en quadrature, le maximum de la fonction de corrélation résultante n'est plus en zéro. Ainsi, étant donné la présence de ce signal réfléchi, la boucle de code est affecté d'un biais qui dépend des paramètres du signal réfléchi.

Sur la figure 5.1.2.1, on observe le même problème en utilisant un traitement BPSK-like.

La Figure 5.5 montre l'effet d'un signal réfléchi incident sur la fonction de discrimination du BOC(10, 5) et la fonction de discrimination obtenue par la technique BPSK-like pour plusieurs valeurs de retards relatifs. On observe les modifications très importantes de la forme de la fonction de discrimination induite par la présence d'un signal réfléchi. Notamment, la

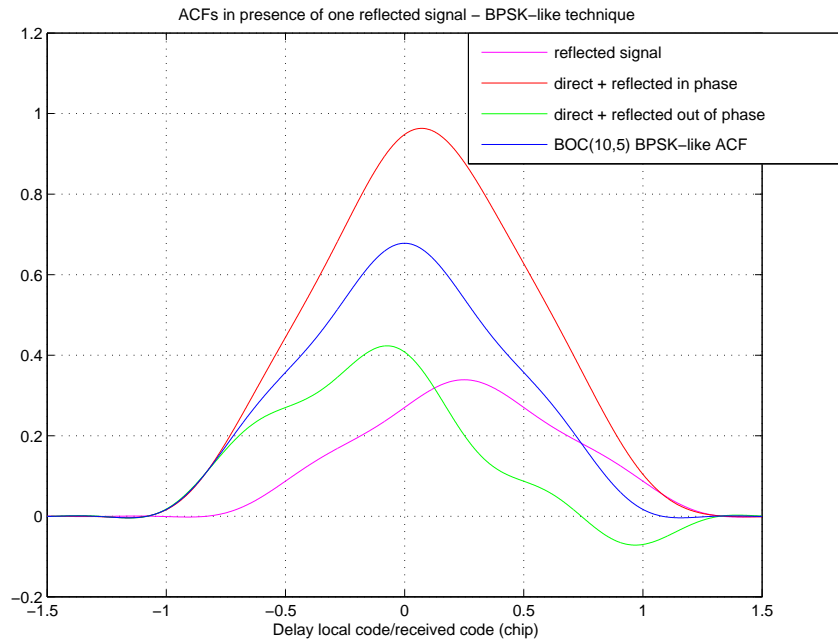


FIG. 5.4 – Fonction de corrélation dans le cas d'un signal réfléchi - BOC(10, 5) - technique BPSK-like

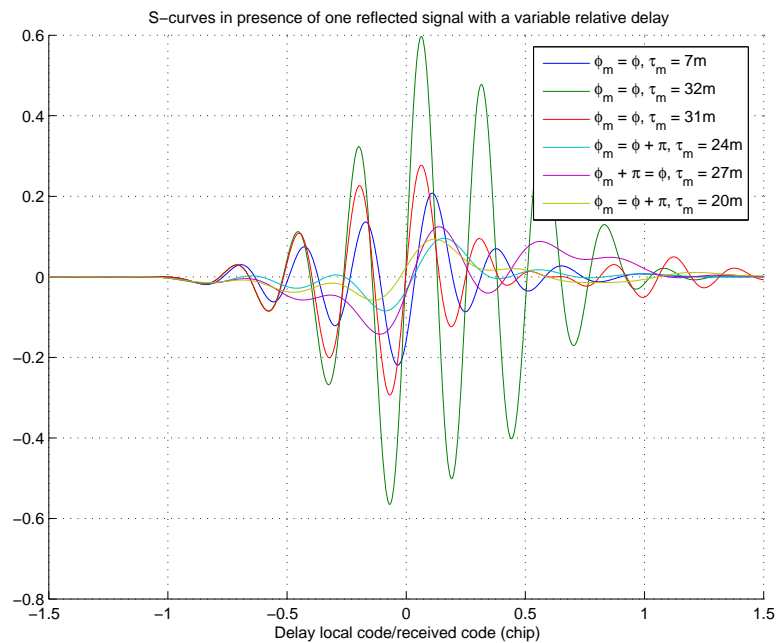


FIG. 5.5 – Fonction de discrimination BOC et BPSK-like dans le cas d'un signal réfléchi - BOC(10, 5)

fonction de discrimination ne passe plus à zéro en zéro, ce qui se traduit par une erreur de poursuite du code. On note aussi que plus le retard relatif du signal réfléchi est faible plus l'erreur de poursuite est importante.

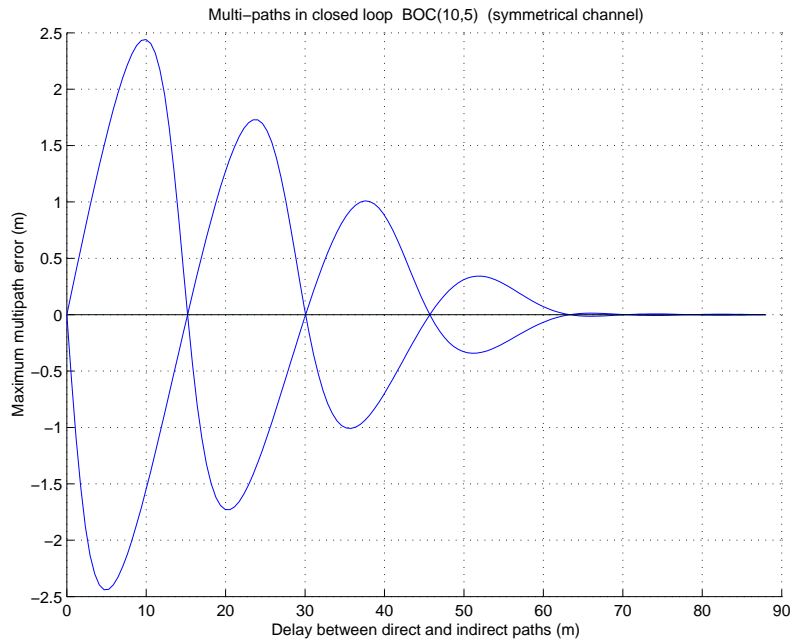


FIG. 5.6 – Enveloppe d’erreur - BOC(10, 5)

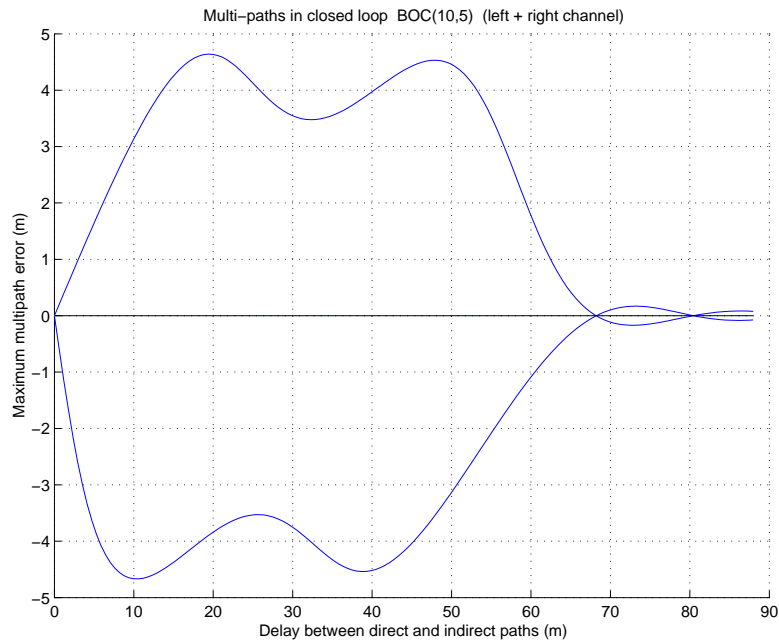


FIG. 5.7 – Enveloppe d’erreur - BOC(10, 5) - technique DSSB

La recherche de l’enveloppe d’erreur passe par la recherche des solutions maximales de l’équation 5.12, ces solutions sont réalisées pour $(\phi_m - \phi) = 0$ (signal en phase) ou $(\phi_m - \phi) = \pi$ (signal en quadrature). On trace l’erreur sur le discriminateur de code ε_τ pour tous les retards relatifs τ_m du signal réfléchi par rapport au signal direct. Le calcul de l’enveloppe d’erreur donne une bonne idée de l’impact des multi-trajets sur l’erreur de poursuite de code et des

techniques de corrélation à mettre en place pour le réduire. Plus l'enveloppe des multitrajets est faible meilleure est la technique de lutte contre ces multitrajets. Ce sera un critère primordial pour la suite de cette. D'autres critères seront aussi introduits dans la suite.

5.2 État de l'art des techniques de lutte contre les multitrajets

Nous allons nous intéresser maintenant aux techniques de lutte contre l'effet des multitrajets. Dans [IE03], on trouve un récapitulatif des méthodes classiques de lutte élaborées pour les signaux GNSS existants. Les techniques présentées ici sont des techniques de traitement du signal reçu intervenant dans l'architecture du récepteur.

Technique du Narrow correlator :

Dans la boucle de code, l'espacement des corrélateurs Early et Late, est fixé à une valeur inférieure à un chip. Généralement, on fixe même l'espacement des corrélateurs à une valeur inférieure à un demi chip. Les performances vis à vis des multi-trajets sont alors meilleures que lors de l'emploi de corrélateurs standards (espacement d'un chip).

Technique du Double Delta :

La technique du "Double Delta" revient à utiliser deux paires de corrélateurs au lieu d'une pour former le discriminateur. On forme le discriminateur à partir d'une combinaison linéaire de deux corrélateurs "Early" et deux corrélateurs "Late". Cette technique permet d'avoir de très bonnes performances. Cette technique provient d'une approximation du discriminateur optimal (calculs développés dans le paragraphe 5.4)

Technique du Early-Late Slope :

Cette technique vise à déterminer la pente de la courbe des deux cotés du maximum du pic central de la fonction de corrélation. Elle met en oeuvre quatre corrélateurs. Une fois ces deux valeurs de pente déterminées, on peut déterminer l'abscisse du point d'intersection des deux tangentes à la courbe de part et d'autre du maximum. Cette abscisse correspond à la correction à effectuer sur le retard de code pour que la fonction de corrélation ait bien un maximum pour un retard de code égal à zéro.

Technique Early1-Early2 :

Cette technique met en oeuvre deux corrélateurs en avance $E1$ et $E2$. On détermine le rapport d'amplitude de la sortie de ces deux corrélateurs dans le cas où il n'y a pas de multi-trajet : $R = \frac{E1}{E2}$. Lorsque le signal direct est affecté par un signal réfléchi parasite, la fonction de corrélation est déformée et l'amplitude des deux corrélateurs devient égale à $A1$ et $A2$. On forme alors la fonction d'erreur :

$$\Delta R = A1 - R.A2$$

Si la fonction de corrélation n'est pas déformée, on a $\Delta R = 0$. Cette technique présente de bons résultats pour des multi-trajets ayant un retard important.

Autres techniques :

Dans [LKL02] ou [SHGC05] est présentée une architecture de boucle de code mettant en oeuvre plusieurs corrélateurs et un filtre de Kalman étendu afin d'estimer les paramètres du

signal direct ainsi que des signaux réfléchis.

Dans [Wei02] et [CMC02] sont présentées des méthodes de lutte contre les multi-trajets utilisant les estimateurs du Maximum de Vraisemblance, ou du Minimum de l'Erreur Quadratique Moyenne qui semblent donner de bons résultats mais qui augmentent nettement la complexité.

Dans [ZB04] et [DS04], les auteurs se proposent de traiter le problème des multitrajets dans le domaine fréquentiel et présentent des techniques de lutte contre les multitrajets à base de traitement par ondelettes qui affichent aussi de bons résultats au prix également d'une augmentation de la complexité.

Les travaux présentés dans [Loh03] et [HLLR05] donnent entre autre une analyse d'une technique de lutte contre les multitrajets utilisant un traitement de signal basé sur un opérateur quadratique d'énergie nommé Teager-Kaiser. Cette technique offre aussi de bonnes performances en terme de réduction de l'erreur induite par les multitrajets en gardant une complexité raisonnable. Cet opérateur peut par ailleurs être utilisé afin de lever l'ambiguïté de la fonction de corrélation BOC, c'est l'objet de l'étude faite en [HRC06]. Ceci n'est pas développé dans le présent document.

5.3 Comportement des techniques non-ambiguës face aux multitrajets en phase de transition

Dans cette section, nous étudierons l'impact d'un signal réfléchi sur la précision de la boucle de code en phase de transition vers la poursuite. Nous évaluerons la probabilité que la présence d'un signal réfléchi parasite induise une erreur de poursuite suffisante pour aboutir à un asservissement erroné (mauvais pic de la fonction de corrélation) au passage à la phase de poursuite. L'impact du type de filtrage sur cette probabilité sera aussi discuté. Nous avons remarqué dans l'étude précédente que la technique DSSB (Dual Single Side Band : on filtre et on traite chaque lobe principal du signal BOC indépendamment) pouvait être intéressante en cas de présence d'interférences au niveau d'un des lobes principaux du spectre du signal BOC ou au niveau des lobes secondaires entre les lobes principaux. Néanmoins, lors de l'emploi de filtres à phase non linéaire la technique DSSB engendre une désynchronisation entre le code et la sous porteuse. Ce qui peut entraîner un faux accrochage en fin de phase de transition vers la poursuite. Il a été constaté que la technique BPSK-like ne présentait pas le même inconvénient. De plus, la technique BPSK-like présente de meilleures performances en matière de précision.

On constate ici que la technique BPSK-like présente aussi de meilleures performances contre les multi-trajets. La figure 5.8 illustre bien cette remarque. On retrouve les différences nettes entre les deux méthodes dues aux filtrages différents.

5.3.1 Probabilité de faux accrochage

On a vu que la présence d'un signal réfléchi s'ajoutant au signal direct cause une erreur sur l'estimée du retard de propagation du signal. Si l'on conserve le schéma de traitement de signal utilisé jusqu'ici (recherche d'énergie, transition vers la poursuite, poursuite), il est raisonnable de s'inquiéter quant au possible faux accrochages que peut entraîner cette erreur en fin de

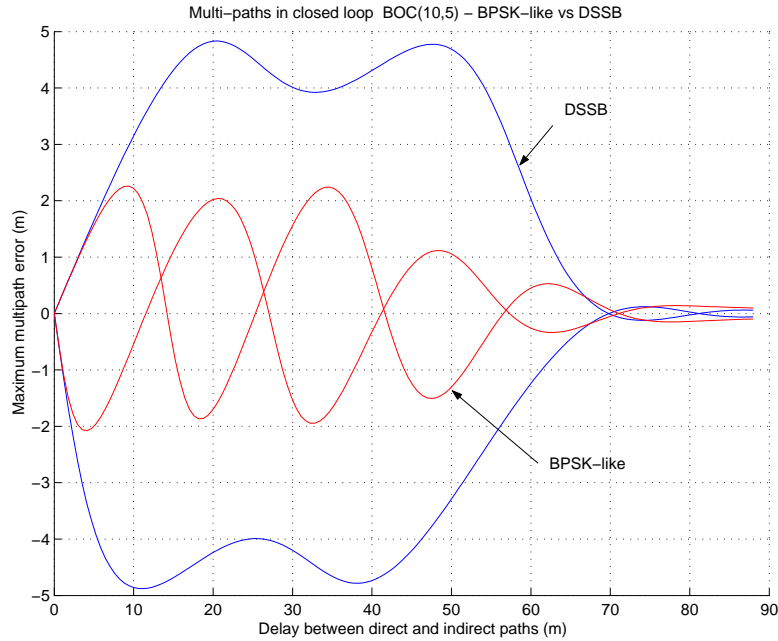


FIG. 5.8 – Enveloppe d'erreur - BOC(10, 5) - technique DSSB et BPSK-like

période de transition. En effet, si l'erreur induite par un signal réfléchi sur la fonction de discrimination BPSK-like (ou ESP) est largement supérieure à l'erreur induite sur la fonction de discrimination BOC alors, il existe un risque d'accrochage sur un pic secondaire au passage en phase de poursuite. Le risque est encore plus important si le signal réfléchi apparaît ou disparaît entre la phase de transition et la phase de poursuite. En effet, si un signal réfléchi est présent en transition, la fonction de discrimination des méthodes de levée d'ambiguïté ne passe plus à zéro en zéro, ce qui va induire un biais au niveau de la DLL en transition. Si ce signal réfléchi disparaît au passage en poursuite, la DLL qui fonctionne sur la fonction de discrimination BOC classique en phase de poursuite ne présente pas de biais. Ainsi au passage en poursuite, les deux fonctions de discrimination sont "déphasées". Le zéro de la fonction de discrimination en transition ne correspond pas au zéro central de la fonction de discrimination en poursuite. On peut alors au passage en poursuite s'asservir sur un pic secondaire de la fonction de corrélation. Le phénomène est le même si le signal réfléchi est absent en transition et apparaît soudainement en poursuite.

On calcule alors la probabilité de faux accrochage :

$$P_{fl} = Pr\{|erreur \geq S|\} = \int_S^{+\infty} p_e(x, m) dx = \int_S^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\varepsilon\tau}} \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma_{\varepsilon\tau}^2}\right) dx \quad (5.13)$$

P_{fl} est la probabilité de faux accrochage du à la présence d'un signal réfléchi

$\sigma_{\varepsilon\tau}$ est l'écart type d'erreur de code due au bruit

m est le biais du au signal réfléchi

$p_e(x, m)$ est la distribution de l'erreur due au bruit et à la présence d'un signal réfléchi

S est le seuil de l'erreur

Les Figures 5.9, 5.10, 5.11, et 5.12 montrent les probabilités de faux accrochage pour un seuil $S = \frac{T_{sc}}{4}$ et l'influence de plusieurs paramètres : C/N_0 , α , type de BOC, et l'espacement des corrélateurs Early Late CS . Remarquons que nous nous sommes donnés une marge importante en fixant le seuil $S = \frac{T_{sc}}{4}$, un faux accrochage interviendrait a priori pour une valeur de seuil plus proche de $\frac{T_{sc}}{2}$. En fixant le seuil à cette valeur de $\frac{T_{sc}}{2}$, on diminue considérablement la probabilité d'erreur (Figure 5.13). Les figures 5.9 à 5.12 présentent pour chaque paramètre, deux courbes de la même couleur car on a tracé à chaque fois les probabilités dans le cas d'un signal réfléchi de phase relative nulle, et le cas d'un signal réfléchi de phase relative égale à π .

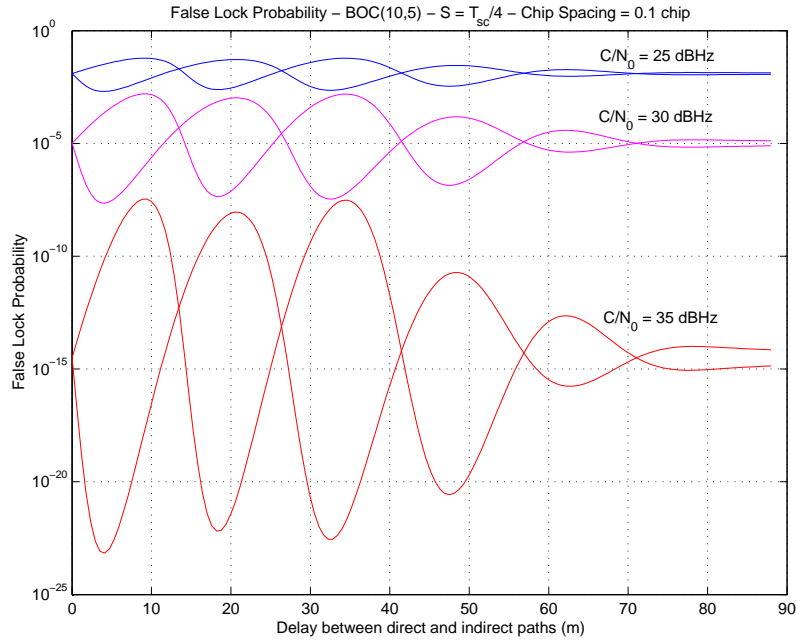


FIG. 5.9 – Probabilité de faux accrochage en poursuite - technique BPSK-like - BOC(10, 5) - influence du C/N_0

En figure 5.9, on observe l'influence du C/N_0 sur la probabilité de faux accrochage. Pour $C/N_0 = 35dBHz$, cette probabilité est très faible, inférieure à 10^{-7} . Pour $C/N_0 = 25dBHz$, cette probabilité prend des valeurs plus importantes, et est de l'ordre de 10^{-2} . Néanmoins, $C/N_0 = 25dBHz$ est valeur basse pour la poursuite des signaux, ce n'est pas le cas nominal.

L'influence de l'amplitude relative du signal réfléchi est illustrée sur la figure 5.10. Comme on pouvait s'y attendre, plus l'amplitude relative du signal réfléchi est forte, plus la probabilité de faux accrochage est importante. On constate par ailleurs, que l'écart des probabilités entre une amplitude relative de 0.5 et 0.25 est d'autant plus important que le C/N_0 est fort. En figure 5.11, on trace la probabilité de faux accrochage pour un BOC(10,5) et un BOC(14,2). On peut noter que cette probabilité de faux accrochage augmente considérablement d'un BOC(10,5) à un BOC(14,2). Ceci s'explique par le fait que la fonction de corrélation du BOC(14,2) est plus oscillante que la fonction de corrélation du BOC(10,5), et le rapport N/M du BOC(14,2) étant plus grand que celui du BOC(10,5), la plage linéaire de capture de la fonction de discrimination du BOC(14,2) en poursuite est beaucoup plus réduite. Ce qui explique une augmentation de la probabilité de faux accrochage. Néanmoins, pour des valeurs de C/N_0 et de CS couramment

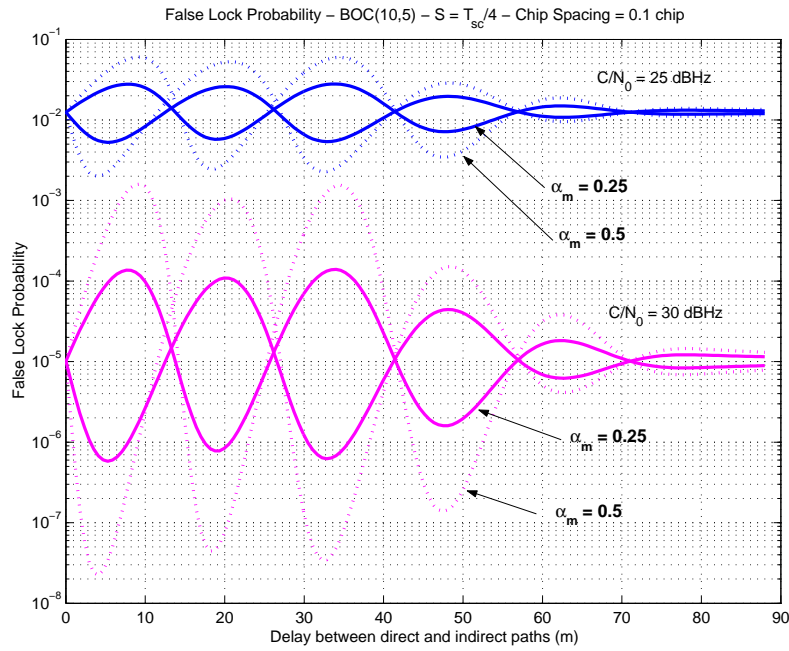


FIG. 5.10 – Probabilité de faux accrochage en poursuite - technique BPSK-like - BOC(10, 5) - influence de l'amplitude relative du signal réfléchi

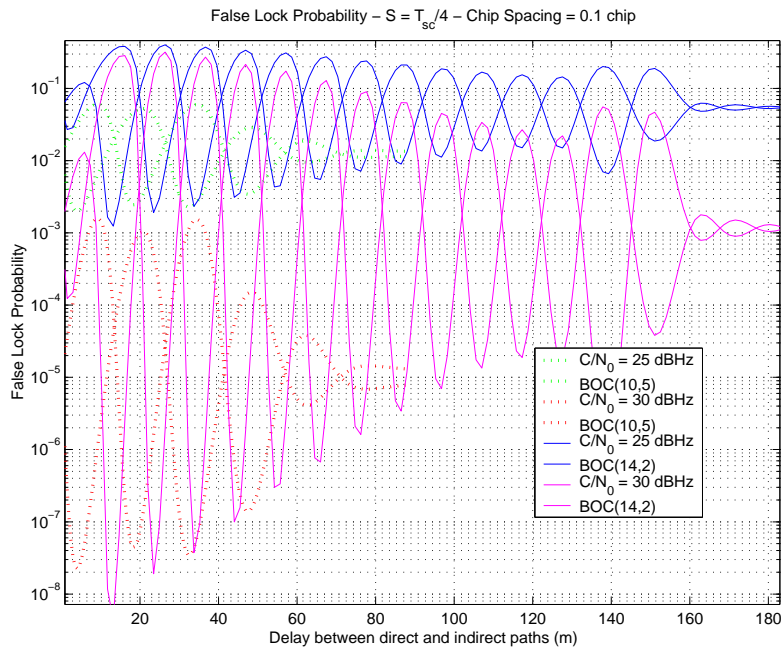


FIG. 5.11 – Probabilité de faux accrochage en poursuite - BOC(10, 5) - influence du type de BOC

rencontrées ($C/N_0 > 30\text{dBHz}$ et $CS < 1/4$), cette probabilité reste faible.

On étudie l'impact de l'espacement Early Late en transition sur la probabilité de faux accrochage sur la figure 5.12. On peut constater tout d'abord la très grande influence de

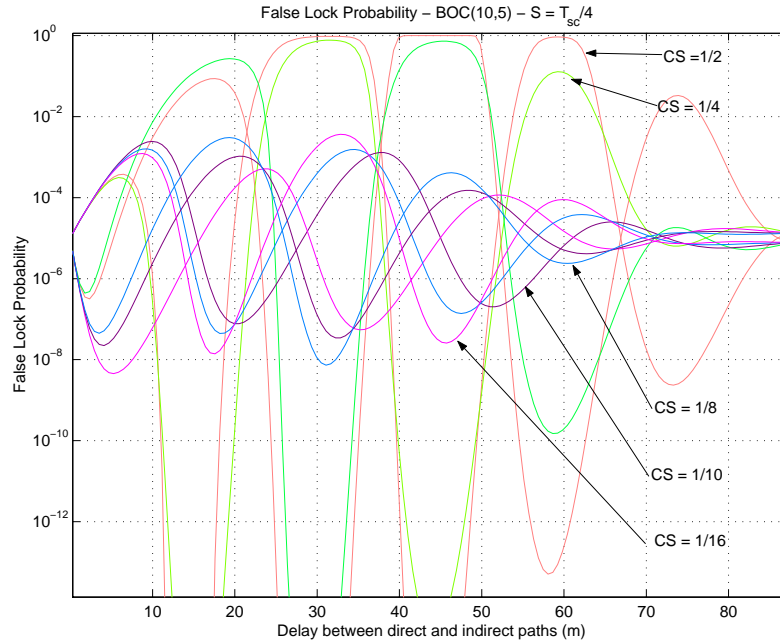


FIG. 5.12 – Probabilité de faux accrochage en poursuite - BOC(10, 5) - influence de l'écartement de corrélateurs (en chips)

l'écartement des corrélateurs cette figure. En effet, pour des valeurs de CS égales à $1/2$ ou $1/4$ la probabilité de faux accrochage peut être forte (jusqu'à 95%). C'est pourquoi il est nécessaire de choisir un espacement de corrélateur faible. $CS = 0.1\text{chip}$ semble être une valeur donnant de très bons résultats, d'autant que cette valeur minimise l'écart type d'erreur due au bruit pour le type de discriminateur choisi ici (Dot Product) en accord avec la deux méthodes ESP (voir figure ?? au chapitre 4 et discussion y afférent). En phase de transition, on pourra réduire l'espacement de corrélateur jusqu'à cette valeur.

Enfin, sur la figure 5.13, on observe la différence entre un seuil à $\frac{T_{sc}}{2}$ et à $\frac{T_{sc}}{4}$. En fixant le seuil à cette valeur de $\frac{T_{sc}}{2}$, on diminue considérablement la probabilité d'erreur (Figure 5.13).

En conclusion, bien qu'il ne soit pas inutile d'utiliser des techniques visant à réduire l'erreur due aux multi-trajets en phase de transition, pour des valeurs de C/N_0 supérieure à 25dBHz , et pour un espacement de corrélateur bien choisi (ici 0.1chip), on peut considérer que la probabilité de faux accrochage au passage en poursuite n'est pas particulièrement préoccupante.

5.4 Technique de lutte en phase de poursuite : optimisation de la fonction de discrimination BOC

La fonction de discrimination est au centre de la procédure de poursuite des signaux au sein de la boucle de code. En optimiser la forme est d'une importance capitale. En effet, les performances de la boucle de code par rapport au bruit thermique et à l'erreur induite par la présence de signaux réfléchis dépendent dans une large mesure de la forme de cette fonction.

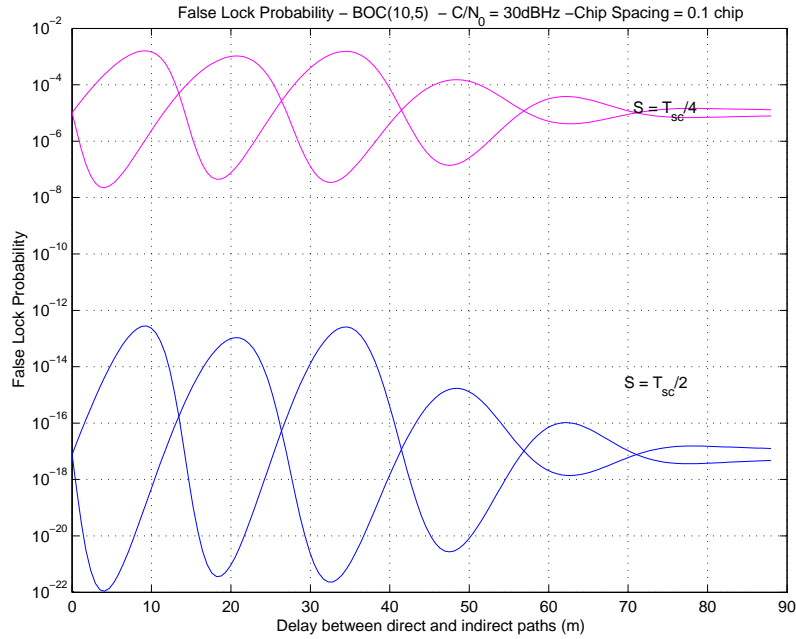


FIG. 5.13 – Probabilité de faux accrochage - BOC(10, 5)

C'est donc naturellement que l'on s'intéresse à générer une fonction de discrimination dont la forme est quasi optimale. Une forme quasi optimale de la fonction de corrélation correspond à une fonction dont la pente est non nulle sur un intervalle fixé autour de zéro et qui s'annule en dehors de cet intervalle. Une illustration de cette fonction optimale est donnée en figure 5.4.3. La procédure d'optimisation est simplement la recherche d'une combinaison optimale d'un certain nombre de corrélateurs placés le long de la fonction de corrélation.

5.4.1 Position du problème

On va chercher ici à optimiser la forme de la fonction de discrimination afin d'avoir des performances optimales vis à vis des multitrajets tout en gardant des performances acceptables vis à vis du bruit thermique. Cette philosophie a aussi été adoptée dans l'étude exposée dans [Pan05], bien que les développements analytiques et les hypothèses de départ de l'optimisation numérique (notamment sur la forme de la fonction idéale) ne soient pas les mêmes. Le modèle choisi pour la fonction de discrimination est une combinaison linéaire des sorties de corrélateurs :

$$D(\Delta\tau) = \sum_{i=1}^N \alpha_i R(\Delta\tau - d_i) \quad (5.14)$$

$D(\tau)$ est la fonction de discrimination. $R(\tau)$ est la fonction de corrélation. $\Delta\tau$ est l'erreur d'estimation du retard de propagation du signal. La fonction de discrimination est complètement déterminée par les positions des corrélateurs réglées par d_i et par les poids α_i .

5.4.2 Approche analytique

Soit $R(\tau)$ la fonction de corrélation. Soit $D(\tau)$ la fonction de discrimination. On cherche $D(\tau)$ telle que :

$$D(\tau) = [\phi * R](\tau) \quad (5.15)$$

avec :

$$\phi(t) = \sum_{i=1}^N \alpha_i \delta(t - d_i) \quad (5.16)$$

$\delta(t)$ représente un dirac dans l'espace temporel

Les trajets réfléchis induisent une erreur d'estimation du retard de code. Par nature, on sait que les signaux réfléchis ont toujours un retard de propagation supérieur au signal direct. On cherchera donc à optimiser la forme de la fonction de discrimination pour une erreur d'estimation de retard de code $\Delta\tau$ uniquement sur l'intervalle défini par $\Delta\tau \geq 0$. On minimise :

$$\int_0^{+\infty} D^2(x) dx \quad (5.17)$$

$$\text{sous la contrainte } D'(0) = 1 \quad (5.18)$$

La contrainte $D'(0) = 1$ correspond au fait que l'on cherche une fonction de discrimination qui remplisse son rôle et qui permette de discriminer si le code local est en avance ou retard. Ainsi, cette contrainte impose que le fonction soit nulle autour de zéro et que le discriminateur est un certain gain.

L'équation 5.17 revient à minimiser :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \eta^2(x) \cdot D^2(x) dx \quad (5.19)$$

$$\text{sous la contrainte } D'(0) = 1 \quad (5.20)$$

$\eta(x)$ étant la fonction d'heaviside.

On peut transposer ce problème d'optimisation sous contrainte dans le domaine fréquentiel (on prend en compte un filtrage idéal de bande B). D'après le théorème de Parseval on a :

$$\int_{-B/2}^{+B/2} \hat{D}^2(f) df \quad \text{sous la contrainte} \quad \int_{-B/2}^{+B/2} f \cdot \hat{D}(f) df = \frac{-i}{2\pi} \delta(f) \quad (5.21)$$

On utilisera plutôt comme contrainte sans perte de généralité :

$$\int_{-B/2}^{+B/2} f \cdot \hat{D}(f) df = \delta(f) \quad (5.22)$$

On se ramène donc à un problème classique de moindre carré. La solution est :

$$\hat{D}(f) = f_{[-B/2, B/2]} \quad (5.23)$$

Or d'après la transformée de Fourier de l'équation 5.16, on cherche $D(f)$ sous la forme :

$$\hat{D}(f) = \Phi(f) \cdot S(f) \quad S(f) \text{ étant la densité spectrale de puissance du signal considéré} \quad (5.24)$$

On cherche donc la fonction $\Phi(f)$ telle que $\hat{D}(f) = \Phi(f) \cdot S(f) = f_{[-B/2, B/2]}$.

En pratique on cherche une fonction se rapprochant de la fonction vérifiant l'équation 5.24.

5.4.2.1 Signal BPSK

Prenons l'exemple d'un signal BPSK classique et supposant que le code d'étalement soit suffisamment long. Le spectre de ce signal est :

$$S_{bpsk}(f) = \text{sin}^2(\pi f/f_c) \quad (5.25)$$

On choisit comme fonction $\hat{D}(f)$:

$$\hat{D}(f) = f \cdot \text{sin}^2(\pi f/f_c) \quad (5.26)$$

qui est proche de l'optimum. On a alors :

$$\hat{D}(f) = \beta f^3 \cdot S_{bpsk}(f) \quad (5.27)$$

$$\text{d'où} \quad (5.28)$$

$$\hat{D}(f) = \Phi(f) \cdot S_{bpsk}(f) \quad (5.29)$$

$$\text{avec } \Phi(f) = \beta f^3 \quad (5.30)$$

On peut approximer Φ par :

$$\Phi(f) = \alpha \frac{\text{sin}(\epsilon f)}{\epsilon} - \frac{\text{sin}(\alpha \epsilon f)}{\epsilon} \quad (5.31)$$

En effet, le développement limité de $\Phi(f)$ (équation 5.31) à l'ordre 3 donne une fonction proportionnelle à f^3 . On a alors finalement, par transformée de Fourier inverse :

$$\Phi(t) = \alpha[\delta(t - \epsilon) - \delta(t + \epsilon)] - [\delta(t - \alpha\epsilon) - \delta(t + \alpha\epsilon)] \quad (5.32)$$

On retrouve bien la position et les poids des quatre corrélateurs utilisés dans l'algorithme du Double Delta pour $\alpha = 2$.

Néanmoins, il est beaucoup plus difficile de trouver une expression de $\Phi(f)$ satisfaisant les équations 5.23 et 5.24 (ou même une expression satisfaisant ces équations avec une bonne approximation) pour des signaux BOC. On suivra alors dans ce cas une approche numérique de l'optimisation.

5.4.3 Optimisation numérique

Lors de cette approche, on va fixer le nombre et la position des corrélateurs. On estime ensuite les poids correspondants à ces corrélateurs numériquement en minimisant l'erreur quadratique moyenne entre notre fonction de discrimination et une fonction idéale. On prend comme fonction idéale, une fonction linéaire autour du point 0, s'annulant en 0. Il faut fixer une plage de linéarité, plage d'accrochage. Cette fonction idéale s'annulant en dehors de cette plage de capture pour minimiser l'effet vis à vis des multitrajets. Dans le cas présent, nous effectuerons la minimisation uniquement pour des valeurs d'erreur d'estimation de code positive car c'est dans cet intervalle qu'un signal réfléchi aura un impact sur la fonction de discrimination.

Finalement, on cherche :

$$\hat{\alpha}_i = \min_{\alpha_i} \sum_{l=1}^K \left(\sum_{i=1}^N \alpha_i R(\Delta\tau_l + d_i) - \tilde{D}(\Delta\tau_l) \right)^2 \quad (5.33)$$

La somme sur l'indice l de 1 à K correspond à la discrétisation de l'intégrale en équation 5.17. K correspond au support de la fonction de corrélation considéré ici comme égale à ± 2 chip. Cette optimisation est réalisée pour un signal BOC(10,5) de bande 30MHz.

Les courbes tracées figures 5.4.3 à 5.17 présentent les résultats pour une optimisation faite par rapport au BOC(10,5).

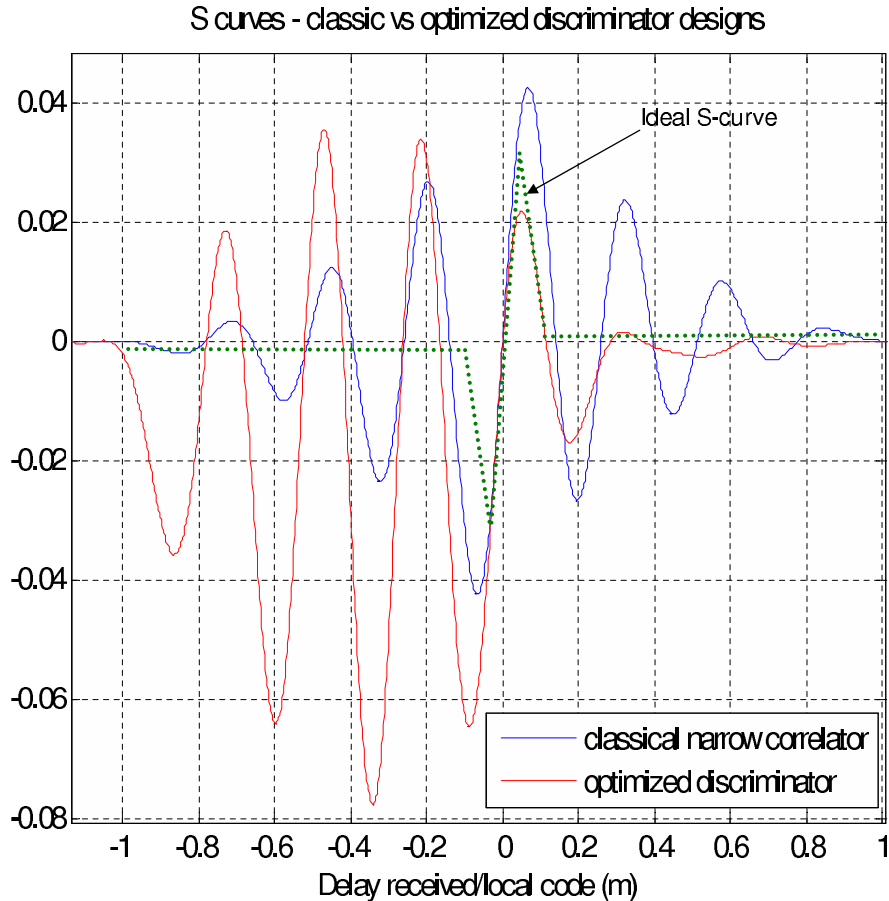


FIG. 5.14 – Courbe de discrimination en S optimisée

La figure ?? présente le discriminateur quasi optimal en vert, la fonction de discrimination Dot Product classique en bleu, et la fonction optimisée en rouge. La figure 5.4.3 donne la distribution des corrélateurs et leur poids pour la fonction optimisée. La figure 5.16 donne le résultat en terme d'enveloppe d'erreur en utilisant la fonction de discrimination optimisée obtenue ici. Par rapport à un traitement classique en utilisant une fonction de discrimination Dot Product, la fonction de discrimination optimisée conduit à une enveloppe d'erreur dont l'amplitude est très inférieure. Cette performance est encore plus nette sur la figure 5.17 qui donne l'erreur moyenne AWCBE (ce critère est introduit en [BG02] et décrit en détail dans le paragraphe suivant). Comme cette procédure d'optimisation doit être liée au compromis entre erreur multitrajets et jitter de code, on a tracé en figure 5.18, l'écart type de l'erreur de retard de code en poursuite en utilisant une fonction S optimisée. On constate que les performance vis à vis du bruit ne sont pas trop dégradées. A $32dBHz$, il y a une différence de 50 cm entre le jitter de code résultant d'une utilisation d'une fonction Dot Product classique et le jitter

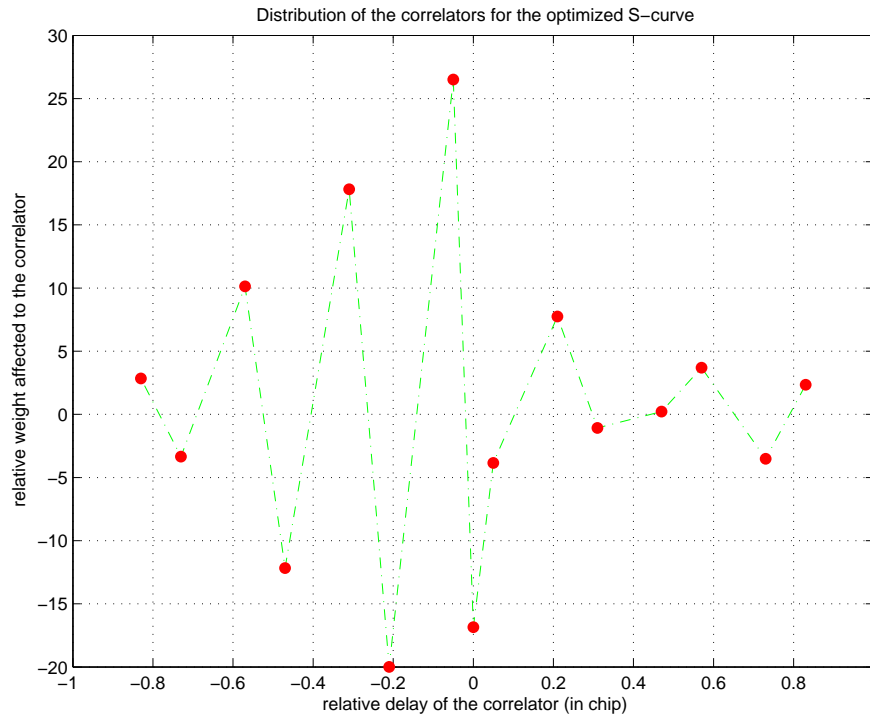


FIG. 5.15 – Distribution des corrélateurs - résultat de l'optimisation pour une fonction de discrimination BOC(10,5)

de code résultant d'une utilisation d'une fonction optimisée. Ceci s'explique car on combine plus de corrélateurs pour former la fonction de discrimination, ainsi, on ramène plus de bruit dans la boucle. Cette différence est largement compensée par le gain face aux multitrajets. Les résultats dépendent dans une forte proportion de la bande passante du filtre de réception, du nombre et de la position des corrélateurs utilisés.

Les courbes tracées figures 5.19 et 5.20 présentent les résultats pour une optimisation faite par rapport au BOC(14,2).

5.5 EMET (Enhanced Multi-path Elimination Technology)

Cette technique ([HRCR06]) dérivée de la technique MET mais adaptée aux signaux BOC tire pleinement partie de la forme particulière de la fonction de corrélation des signaux BOC. Ici une fonction de discrimination classique est utilisée pour poursuivre les signaux mais à l'aide de corrélateurs supplémentaires judicieusement placés, on estime l'erreur induite par les multitrajets et on va apporter des corrections à la boucle de code.

Cette technique sera analysée, on donnera des résultats de simulation et des éléments de comparaison par rapport aux techniques existantes éprouvées.

La technique de lutte contre les multi trajets présentée ici est fortement inspirée de la technique "Early/Late slope technique" présentée dans [TF94], aussi appelée "Multipath Elimination Technology" (METTM). Ici, une adaptation est faite en généralisant celle-ci afin d'exploiter pleinement le potentiel offert par la forme particulière oscillante de la fonction de corrélation

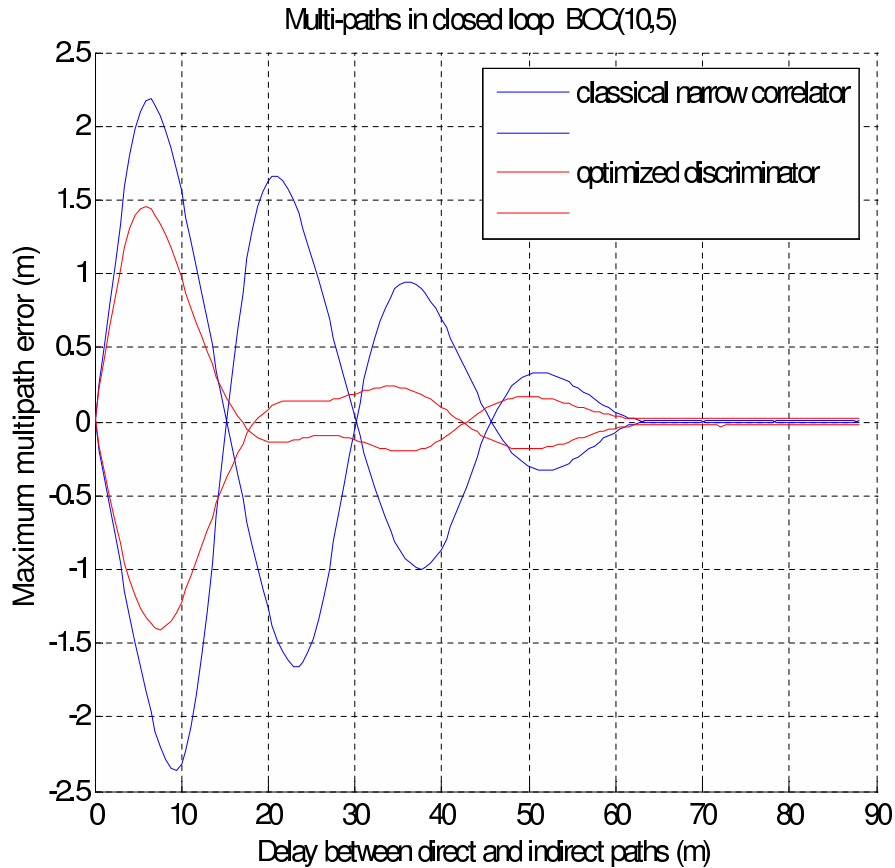


FIG. 5.16 – Enveloppe d’erreur due aux multitrajets obtenue en utilisant une fonction S optimisée - BOC(10,5)

des signaux BOC. On met en place pour cela une boucle de code à base de multi-corrélateurs. Les corrélateurs mis en place sont positionnés au niveau de différents pics judicieusement choisis de la fonction de corrélation. Ils fournissent une information directement liée à la déformation de ces pics lorsque des signaux réfléchis sont présents. Ces informations recueillies, elles sont ensuite combinées afin de calculer une correction à appliquer sur la valeur de pseudo-distance. Nous allons voir dans ce qui suit que l’amélioration des performances en terme de rejection des multi-trajets est très importante.

Dans un premier temps, la technique METTM sera présentée, puis notre technique appelée EELS pour Enhanced Early/Late Slope technique, sera décrite et comparée aux résultats de la méthode classique. Cette méthode a de plus été implantée dans un simulateur de réception logiciel, et des résultats de simulation seront présentés.

5.5.1 Modèle de signal

Le modèle de signal reçu au niveau du récepteur utilisé est donné ci-dessous. Un seul trajet réfléchi affectant le signal direct est considéré présent. L’enveloppe complexe du signal passe bas équivalent a l’expression suivante :

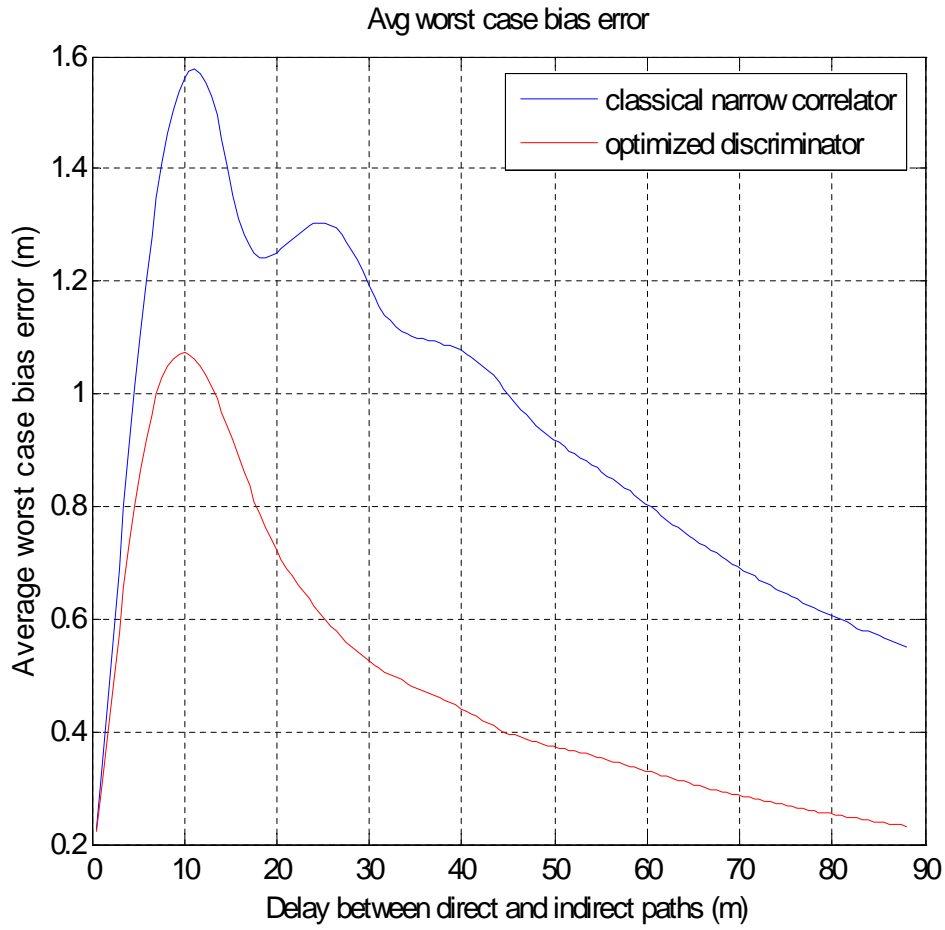


FIG. 5.17 – Erreur moyenne due aux multitrajets obtenue en utilisant une fonction S optimisée - BOC(10,5)

$$\begin{aligned}
 r(t) = & \sqrt{2C}c(t - \tau)sc(t - \tau)e^{j\phi_0} \\
 & + \alpha_m \sqrt{2C}c(t - \tau - \tau_m)sc(t - \tau - \tau_m)e^{j\phi_0 + \phi_m} + n(t)
 \end{aligned}
 \tag{5.34}$$

où C la puissance du signal, $c(t)$ est le code d'étalement, $sc(t)$ est la sous porteuse BOC, τ est le temps de propagation. α_m , ϕ_m , τ_m sont respectivement l'amplitude relative, la phase relative et le retard relatif du signal réfléchi, $n(t)$ est le bruit additif gaussien.

En présence d'un signal réfléchi, les signaux en sortie de corrélateurs ont l'expression

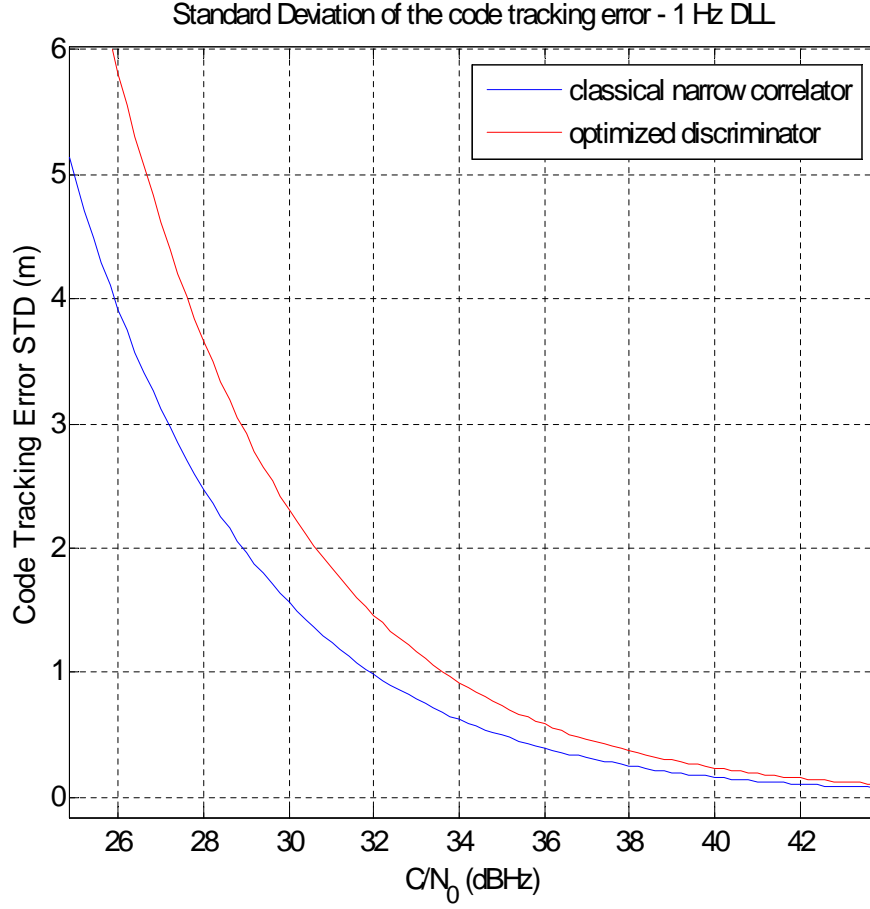


FIG. 5.18 – Écart type de l'erreur de retard de code en poursuite en utilisant une fonction S optimisée - BOC(10,5)

suivante (après normalisation par la puissance du signal grâce à l'utilisation d'une CAG) :

$$\begin{aligned}
 I(t_d) &= R_{BOC}(\varepsilon_\tau) \text{sinc}(\pi \Delta f T_p) \cos(\varepsilon_\theta) \\
 &\quad + \alpha_m R_{BOC}(\varepsilon_\tau + \tau_m) \text{sinc}(\pi \Delta f_m T_p) \cos(\varepsilon_{\theta_m}) + n_I(t_d) \\
 Q(t_d) &= R_{BOC}(\varepsilon_\tau) \text{sinc}(\pi \Delta f T_p) \sin(\varepsilon_\theta) \\
 &\quad + \alpha_m R_{BOC}(\varepsilon_\tau + \tau_m) \text{sinc}(\pi \Delta f_m T_p) \sin(\varepsilon_{\theta_m}) + n_Q(t_d)
 \end{aligned} \tag{5.35}$$

où ε_θ est l'erreur de poursuite de phase du signal direct, ε_{θ_m} est l'erreur de poursuite de phase du signal réfléchi, Δf est l'erreur Doppler sur le signal direct, et Δf_m est l'erreur Doppler commise sur le signal réfléchi.

Comme cela a été présenté au paragraphe dédié au phénomène de multi-trajets, la présence d'un signal réfléchi à l'entrée du récepteur se traduit au sein du récepteur par l'addition à la

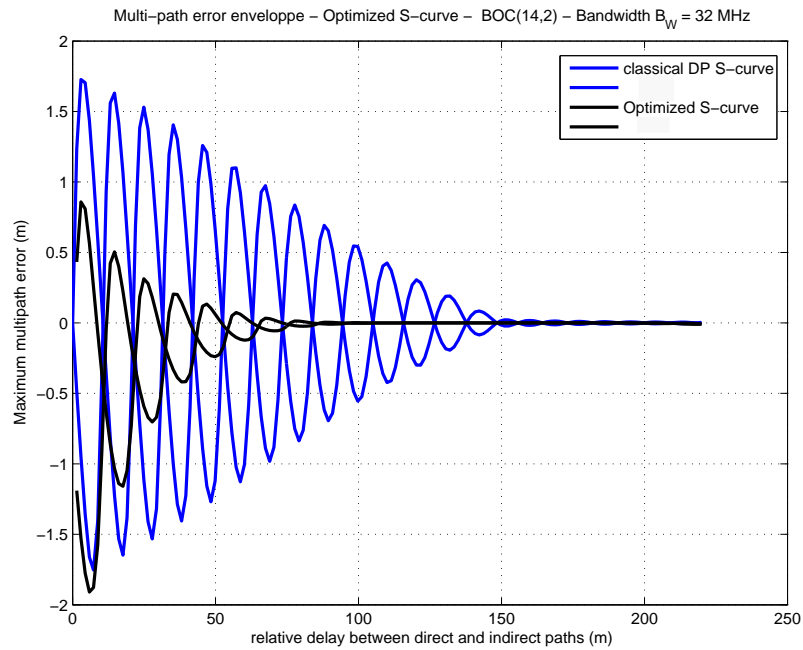


FIG. 5.19 – Enveloppe d’erreur due aux multitrajets obtenue en utilisant une fonction S optimisée - BOC(14,2)

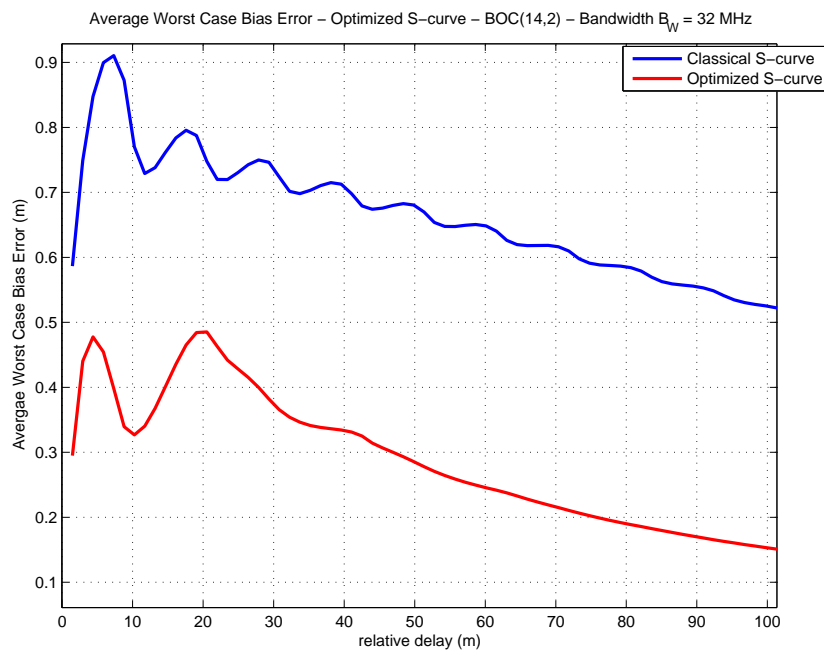


FIG. 5.20 – Erreur moyenne due aux multitrajets obtenue en utilisant une fonction S optimisée - BOC(14,2)

fonction de corrélation du signal direct d’une version translatée en temps et atténuée de cette même fonction de corrélation. Il en résulte un biais résiduel lors de la poursuite du signal (ce

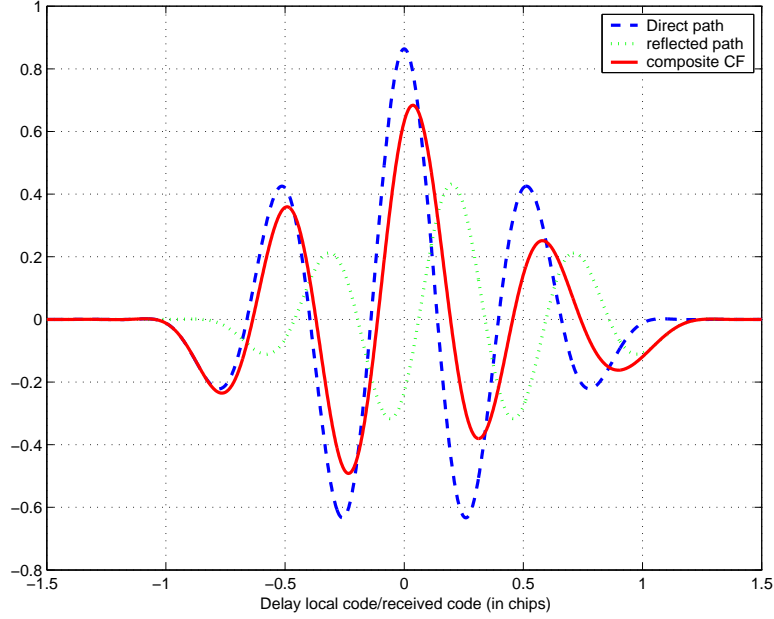


FIG. 5.21 – Fonction de corrélation en présence et absence de multitrajets

biais se retrouve sur la fonction de discrimination). Les pires cas se retrouvent lorsque le signal réfléchi est en phase ou en quadrature de phase avec le signal direct, i.e quand $\varepsilon_\theta - \varepsilon_{\theta_m} = 0$ ou $\varepsilon_\theta - \varepsilon_{\theta_m} = \pi$.

Sur la figure 5.21, la fonction de corrélation, $R_{BOC}(\varepsilon_\tau)$ (en bleu) pour un signal BOC(10,5) a été tracée ainsi que $R_{BOC}(\varepsilon_\tau + \tau_m)$ (en vert) et l'addition des deux (en rouge). Dans ce cas, $\alpha_m = 0.5$ et $\varepsilon_\theta - \varepsilon_{\theta_m} = 0$. La distortion de la fonction de corrélation composite apparaît de façon très nette. Sur la figure 5.22, la fonction de discrimination du signal (discriminateur dot product) a été tracée en absence et en présence de multitrajets. La distortion est évidente dans le dernier cas. Dans ce cas, cette fonction de discrimination ne passe plus par le point (0,0), ce qui conduit à un biais résiduel en poursuite des signaux (zoom en Figure 5.22(b)).

Nous allons dans ce qui suit présenter la technique EELS, mais tout d'abord nous rappelons dans le paragraphe suivant la technique classique ELS.

5.5.2 Technique classique ELS pour signaux BPSK

Le concept général de la technique ELS est de déterminer la pente de chaque côté du pic central de la fonction de corrélation du signal. Ce principe est illustré en figure 5.23. On peut remarquer que le pic central de corrélation est arrondi du fait de l'effet du filtrage et déformé du fait de la présence d'un signal réfléchi.

Les pentes dénotées a_1 et a_2 de chaque côté du pic sont calculées grâce à un jeu de 4 corrélateurs : (y_1, y_2, y_3, y_4) . L'abscisse de l'intersection des deux droites est la correction à apporter en sortie de discriminateur à la boucle de code afin de réduire l'erreur due à la présence du signal réfléchi. On a :

$$\zeta_m = \frac{y_1 - y_2 + \frac{d}{2}(a_1 + a_2)}{a_1 - a_2} \quad (5.36)$$

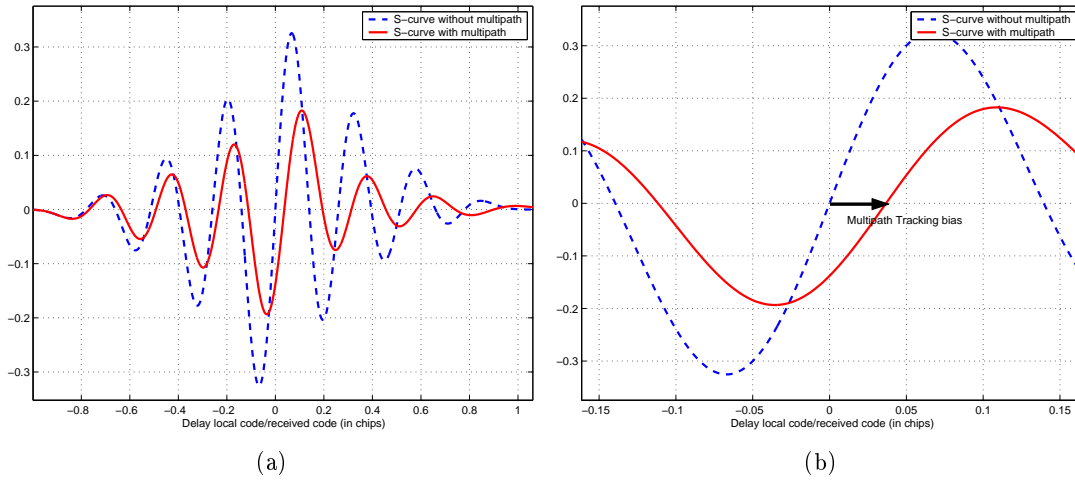


FIG. 5.22 – Fonctions de discrimination - signal BOC(10,5)

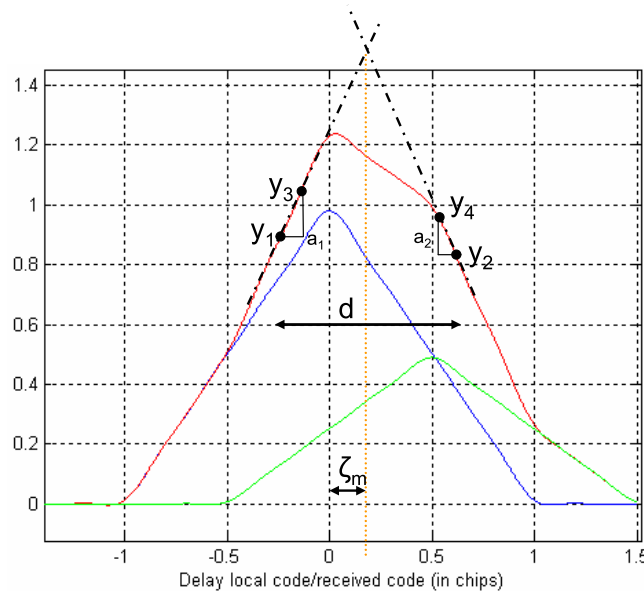


FIG. 5.23 – Principe de base de l'ELS - fonction de corrélation d'un signal BPSK

Cette technique très simple et n'utilisant que très peu de ressources calculatoires est très efficace, et a déjà montré ses performances vis à vis de la réduction de l'erreur d'estimation de retard de code en présence de multitrajets pour des signaux BPSK de type L1 C/A. (cf. [TF94]).

Il est important de souligner que dans certains cas, la technique ELS est équivalente à l'utilisation d'un discriminateur de type Double Delta. La figure 5.24 montre la fonction de corrélation d'un signal BPSK déformée par la présence d'un signal réfléchi ayant pour amplitude relative 0.5 et comme retard relatif 0.5 chip. Comme précédemment, (y_1, y_2, y_3, y_4) représentent les quatre corrélateurs mis en place afin de calculer la correction ELS à apporter à la DLL. Ci dessous, on donne les équations des droites affines Δ_1 et Δ_2 .

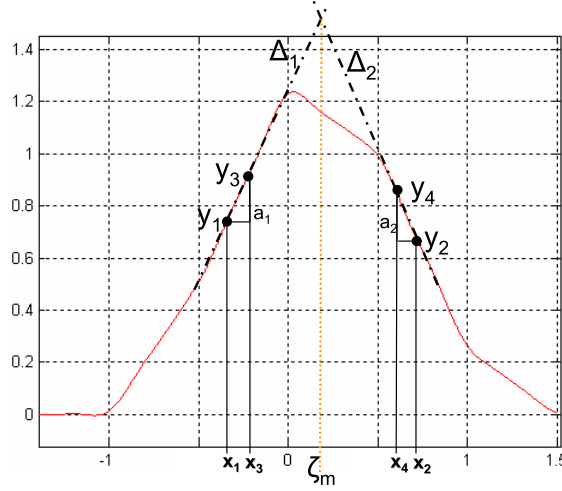


FIG. 5.24 – Principe ELS

$$\Delta_1 : y = A_1 x + \frac{y_1 x_3 - y_3 x_1}{x_3 - x_1} \quad (5.37)$$

$$\Delta_2 : y = A_2 x + \frac{y_4 x_2 - y_2 x_4}{x_2 - x_4}$$

Ensuite, on calcule la correction à apporter à la DLL :

$$\zeta_m = \frac{1}{A_1 - A_2} \left[\frac{y_4 x_2 - y_2 x_4}{x_2 - x_4} - \frac{y_1 x_3 - y_3 x_1}{x_3 - x_1} \right] \quad (5.38)$$

Si les corrélateurs sont positionnés tels que : $x_2 - x_4 = x_3 - x_1 = \delta$ et que : $x_2 = -x_1 = 2x_4 = -2x_3 = 2\mu$, alors, on a :

$$\zeta_m = \frac{1}{\delta(A_1 - A_2)} [(y_1 - y_2) - 2(y_3 - y_4)] \quad (5.39)$$

Et, on obtient finalement en équation 5.39 l'expression typique d'une combinaison de corrélateurs Double Delta.

5.5.3 Technique EELS pour les signaux BOC

Le principe de base dans l'évolution de la technique ELS, appelée EELS pour Enhanced ELS, est l'exploitation de la forme particulière de la fonction de corrélation du signal BOC. En effet, comme cela a été explicité dans les paragraphes précédents, la fonction d'autocorrélation du signal BOC présente une forme oscillante comportant plusieurs pics positifs et négatifs dans un chip. Ainsi, la technique ELS peut être généralisée et appliquée à plusieurs pics de la fonction de corrélation BOC. Les pentes des deux côtés de ces pics sont déterminées. L'abscisse de l'intersection des deux droites affines formée par deux points (deux corrélateurs) de chaque côté d'un pic de la fonction de corrélation est calculée. Ainsi, une correction associée à chaque pic est obtenue. Chaque valeur de correction sur chaque pic doit être soustraite de la valeur

théorique de l'emplacement du pic correspondant par rapport à la valeur de retard zéro. Par exemple, si T_{sc} est la période de la sous porteuse BOC, le premier pic de corrélation est à l'abscisse $T_{sc}/2$, et le second à T_{sc} . Ainsi, la correction multitrajet calculée sur le premier pic de corrélation doit elle-même être corrigée de $T_{sc}/2$, et la seconde correction calculée sur le second pic de corrélation doit être corrigée de T_{sc} .

La correction finale utilisée pour corriger l'estimation de retard de propagation du signal direct est au final une combinaison linéaire de toutes les corrections calculées sur chaque pic (cf. équation 5.40).

$$\zeta_m = \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k \left(\zeta_{m_k} - \frac{k}{2} \cdot T_{sc} \right) \quad (5.40)$$

N est le nombre de pics de la fonction de corrélation sur lesquels on va calculer une correction. Ce nombre peut être égal au nombre de pics apparaissant sur la fonction de corrélation BOC ou inférieur. Le principe de la technique est illustré par la figure 5.25.

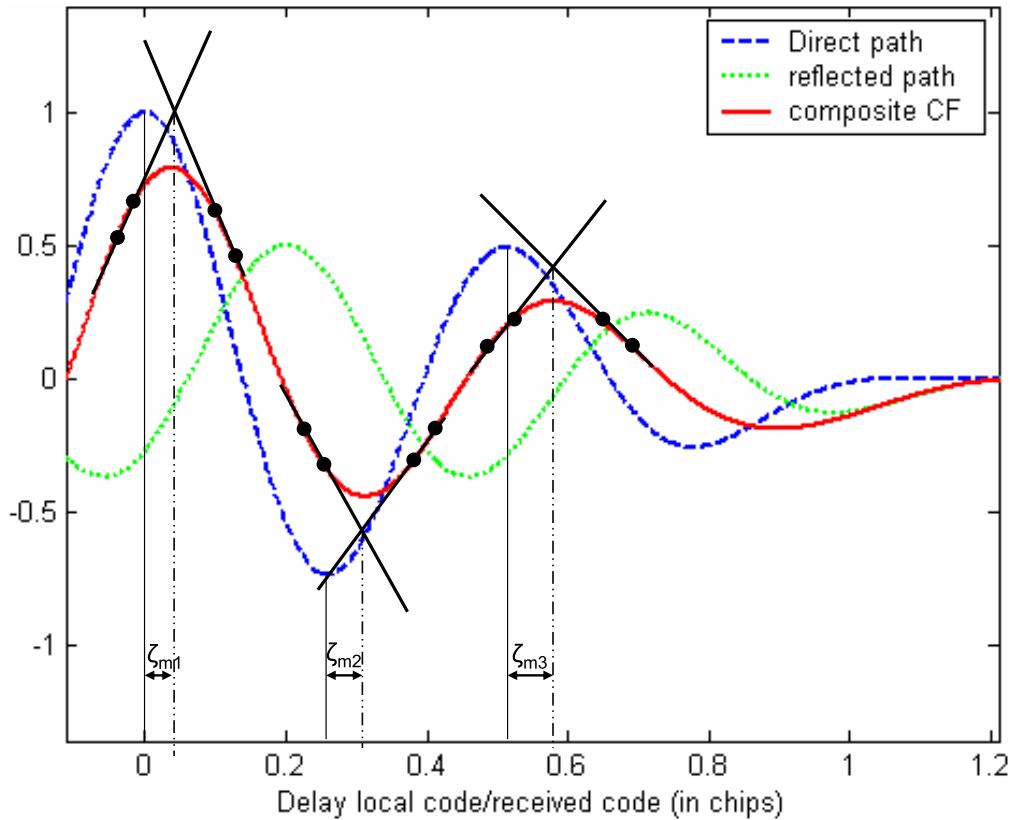


FIG. 5.25 – Principe de base de la technique EELS - fonction de corrélation BOC(10,5)

Il est important de remarquer que les signaux réfléchis arrivent dans tous les cas en retard par rapport au signal direct. Ainsi, la partie droite (signaux en retard) de la fonction de corrélation des signaux est davantage déformée que la partie gauche (signaux en avance). En conséquence, les corrections EELS seront calculées uniquement à partir des pics de corrélations à droite du pic central.

La deuxième remarque concerne l'augmentation du nombre de corrélateurs nécessaires, quatre par pic de corrélations. La charge de calcul est alors augmentée.

5.5.4 Résultats théoriques

Afin d'évaluer les performances de la technique EELS lors d'une poursuite de signaux, deux critères ont été pris en compte. D'une part, l'enveloppe d'erreur des multitrajets, qui est une quantité typiquement utilisée pour évaluer les effets de multitrajets spéculaires. D'autre part un critère d'évaluation moins classique introduit dans [IARH05] et appelé RAWMEE (Running Average of Weighted Multipath Error Enveloppe) calculé à partir d'une moyenne de valeurs d'enveloppes d'erreur pondérées. Cette quantité fournit un critère pertinent et plus proche de la réalité afin de décrire l'effet des multitrajets sur l'erreur d'estimation du retard de propagation du signal direct. De plus amples détails sont fournis dans le paragraphe suivant. Deux types de signaux ont été pris en compte ici, BOC(1,1) et BOC(10,5). Trois techniques de lutte contre les multitrajets ont été prises en compte : la technique Narrow CorrelatorTM en utilisant un discriminateur de type Dot-Product, la technique classique ELS et la technique généralisée EELS.

5.5.4.1 Enveloppe d'erreur Multitrajets

Le critère classique d'évaluation de l'impact des multitrajets est l'enveloppe d'erreur. Pour la calculer, on suppose qu'un seul signal réfléchi est présent avec une amplitude relative fixée (généralement égale à 0.5 en pire cas). Le biais induit par ce signal réfléchi est évalué pour chaque retard relatif entre 0 et 1.5 chip (un signal réfléchi présentant un retard relatif supérieur à 1.5 chip est naturellement filtré) et pour les déphasages relatifs 0 et π qui sont le pire cas. L'enveloppe d'erreur pour un signal BOC(1,1) a été tracée sur la figure 5.26. La correction ELS est ici calculée en utilisant uniquement le pic central. La correction EELS a été calculée en utilisant ici le pic central et le premier pic secondaire à droite du pic central de la fonction de corrélation. Ces deux courbes ont été comparées au résultat obtenu en utilisant un discriminateur simple de type Narrow Correlator Dot Product avec un écartement Avance-Retard égal à 0.1 chip. On peut constater immédiatement que la technique ELS apporte une amélioration, mais que la généralisation EELS offre des performances encore supérieures.

La figure 5.27 montre l'enveloppe d'erreur évaluée pour un signal BOC(10,5). L'amélioration apportée par la technique EELS comparée à la technique classique ELS apparaît ici encore plus clairement (zoom en figure 5.27(b)). Dans ce cas, trois pics secondaires ont été pris en compte afin de calculer la correction EELS, exactement comme sur la figure 5.25. La combinaison linéaire des trois corrections calculées sur les trois pics est ici simplement la moyenne.

5.5.4.2 Evaluation de l'erreur moyenne

Comme cela a été introduit précédemment, une manière plus proche de la réalité d'évaluation de l'erreur induite par les multitrajets est décrite dans [IARH05] : c'est le calcul du critère RAWMEE (Running Average of Weighted Multipath Error Enveloppe) ou moyenne pondérée d'enveloppe d'erreur. Ce critère fait appel à la notion de distribution des retards des signaux réfléchis. Cette distribution est utilisée pour pondérer les enveloppes d'erreur couramment

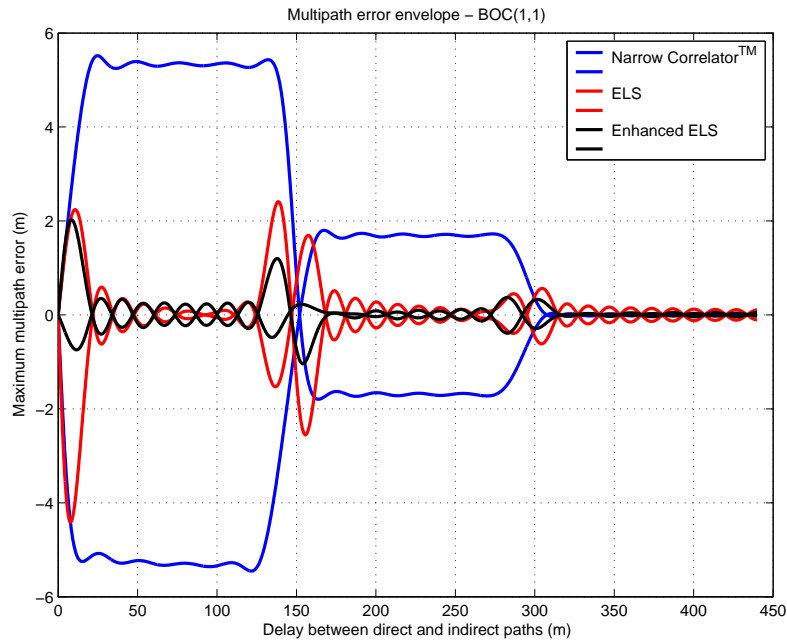


FIG. 5.26 – Enveloppes d'erreur multitrajets - BOC(1,1)

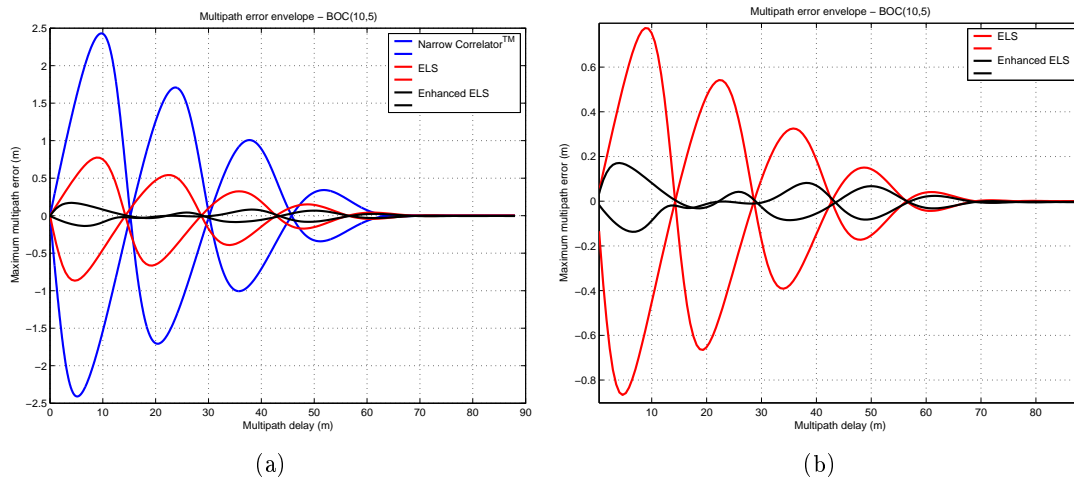


FIG. 5.27 – Enveloppes d'erreur multitrajets - BOC(10,5)

utilisées afin de produire une courbe d'erreur moyenne. L'expression de la moyenne pondérée d'enveloppe d'erreur est donnée en équation 5.41 :

$$\Psi(\theta) = \frac{1}{2\theta} \int_0^\theta [|\xi_{\phi_m=0}(\lambda)| + |\xi_{\phi_m=\pi}(\lambda)|] P(\lambda) d\lambda \quad (5.41)$$

où $\xi_{\phi_m=0}(\lambda)$ est la partie en phase de l'enveloppe d'erreur, $\xi_{\phi_m=\pi}(\lambda)$ est la partie en quadrature de phase de l'enveloppe d'erreur.

La distribution des retards des signaux réfléchis a l'expression suivante :

$$D(\tau) = \frac{\alpha_0}{\tau_0} e^{-\frac{\tau}{\tau_0}} \quad (5.42)$$

α_0 est le retard relatif du trajet réfléchi. τ_0 est une valeur typique de retard relatif correspondant à un environnement particulier (rural, urbain, suburbain...).

Cette distribution est normalisée par $D(\tau = 0)$, de sorte que :

$$P(\tau) = e^{-\frac{\tau}{\tau_0}} \quad (5.43)$$

Lorsqu'on utilise cette quantité RAWMEE, une bonne performance (liée à une technique de TS ou à un signal en particulier) est caractérisée par une valeur maximale faible et une décroissance rapide vers zéro. Il est à noter que d'après cette courbe, on obtient immédiatement l'erreur moyenne due aux multitrajets en lisant directement l'ordonnée à un retard particulier τ_m . La valeur obtenue est bien l'erreur moyenne due aux multitrajets résultant de la présence de signaux réfléchis dont le retard relatif est compris entre $\tau = 0$ et $\tau = \tau_m$.

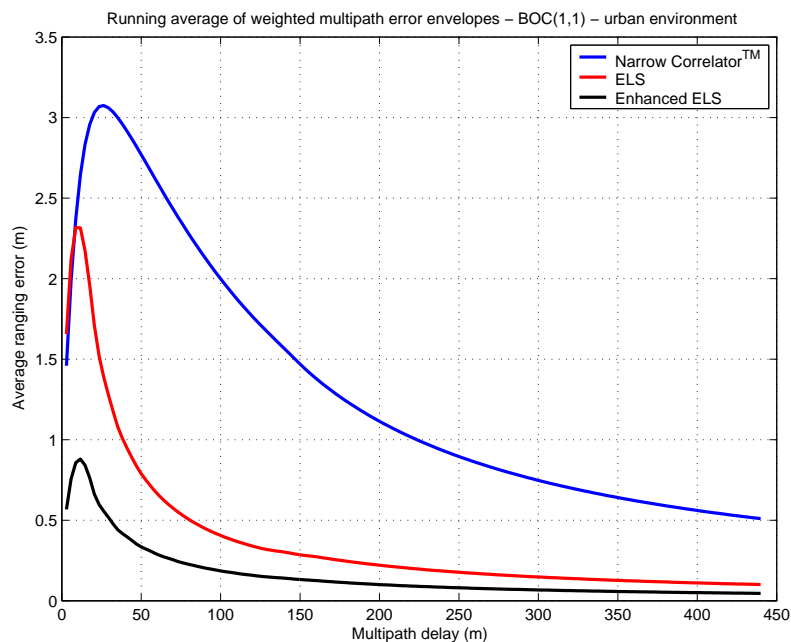


FIG. 5.28 – RAWMEE - BOC(1,1)

Les figures 5.28 et 5.29 montre la RAWNEE respectivement pour le signal BOC(1,1) et pour le BOC(10,5). Dans ce cas, le délai caractéristique τ_0 en équation 5.43 a été choisi égal à $51m$ qui est une valeur typique pour un environnement urbain, et l'amplitude relative du signal réfléchi a été choisie égal à 0.5 afin de calculer les enveloppes d'erreur.

La comparaison entre les techniques de lutte contre les multitrajets est rendue plus simple grâce à ce critère. La performance de la technique EELS apparaît très nettement supérieure à celle des autres techniques. On remarque aussi que l'amélioration apportée par l'EELS est importante aussi bien pour un signal BOC(1,1) que pour un signal BOC(10,5). Pour un signal BOC(1,1), l'erreur multitrajets est environ divisée par 3 pour des signaux réfléchis dont le retard relatif est faible, et divisé par 10 pour des signaux réfléchis dont le retard relatif est important. Pour un signal BOC(10,5), l'erreur multitrajets est environ divisée par 15 pour des signaux réfléchis dont le retard relatif est faible, et divisé par 22 pour des signaux réfléchis dont le retard relatif est important.

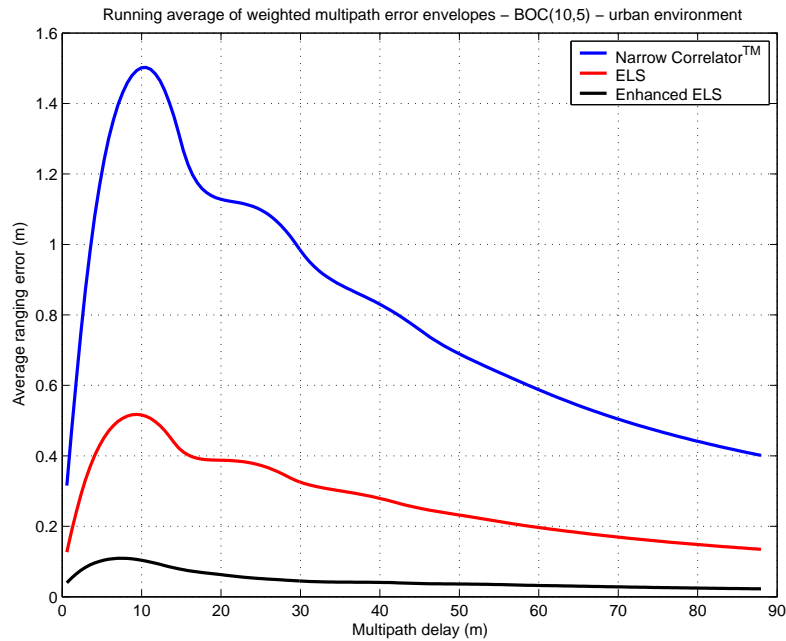


FIG. 5.29 – RAWMEE - BOC(10,5)

5.5.5 Résultats de simulation

Afin d'évaluer la technique présentée dans ce chapitre dans une situation de poursuite de signaux de navigation plus proche de la réalité, celle-ci a été implantée dans un simulateur de récepteur de signaux GNSS. Ce simulateur développé sous Simulink et enrichi tout au long de ce travail de thèse inclut des fonctions Matlab pour le traitement séquentiel. Ce modèle est construit selon une architecture modulaire. Il est en grande partie configurable et parfaitement adapté au traitement des signaux GNSS de tous types et en particulier au traitement non ambigu des signaux de type BOC.

Sur les figures 5.30 et 5.31, sont tracés les résultats de simulation pour la technique classique ELS et pour la technique améliorée EELS. Sur ces figures, on a tracé l'erreur de poursuite de code en régime établi en fonction du temps. Pour ces simulations, un seul signal réfléchi a été pris en compte avec une amplitude relative de 0.5, un retard relatif de 10m, et un Doppler relatif égal à 1Hz. Le signal de navigation utilisé est de type BOC(10,5) sans donnée. La bande du filtre de tête de HF est égale à 30MHz, ce qui correspond à la bande des deux lobes principaux du BOC(10,5).

On suppose que le porteur ne présente pas d'accélération, et qu'il se meut avec une vitesse égale à 40m/s. Le rapport $\frac{C}{N_0}$ est fixé à 34dBHz et le temps d'intégration à 20ms en poursuite (mise à jour 50 Hz). La combinaison linéaire utilisée pour calculer la correction EELS à apporter à la DLL est comme dans le paragraphe précédent la moyenne des corrections calculées sur les trois pics de corrélation du côté droit du pic central.

Il apparaît de façon très nette sur ces figures que la technique EELS apporte une amélioration en terme d'erreur d'estimation de code par rapport à la technique de base ELS. Le biais résiduel induit par la présence du signal réfléchi est grandement réduit. Ces résultats concordent avec les résultats théoriques.

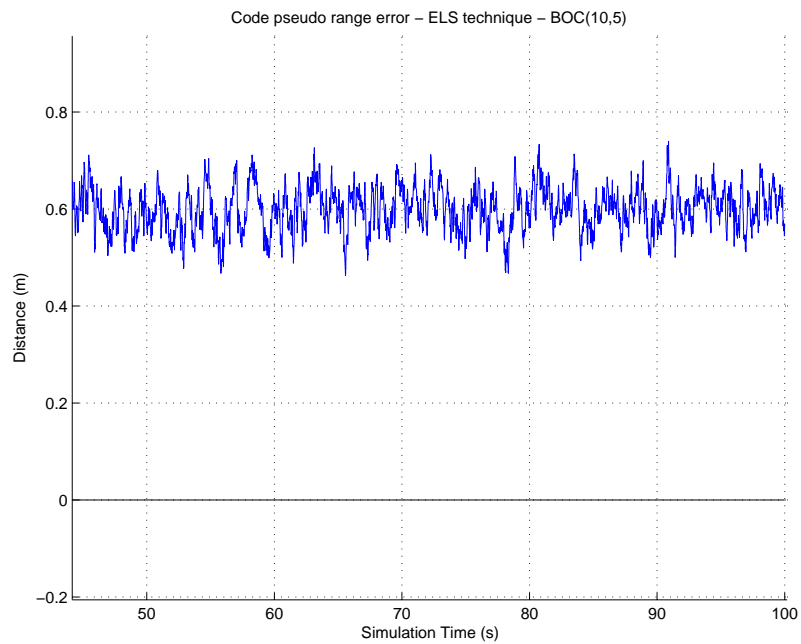


FIG. 5.30 – Résultats de simulation - erreur de retard de code en poursuite - technique ELS

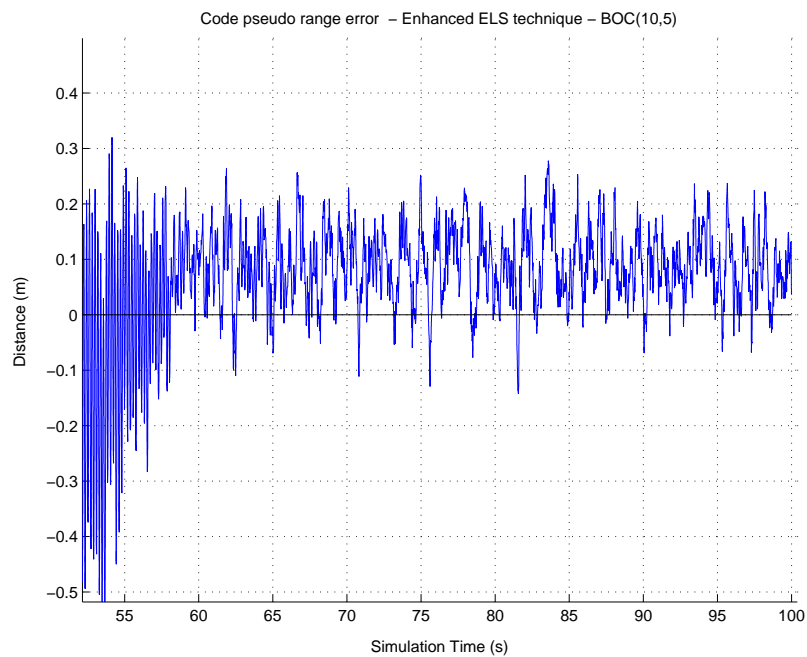


FIG. 5.31 – Résultats de simulation - erreur de retard de code en poursuite - technique EELS

Afin de comparer ces techniques de lutte contre les multitrajets par rapport à leurs performances en présence de bruit thermique, l'écart type de l'erreur d'estimation de retard de code en poursuite a été évaluée et tracée en figure 5.32. On peut constater qu'à faible C/N_0 , la technique ELS présente une meilleur précision face au bruit. Ceci peut être expliqué par le

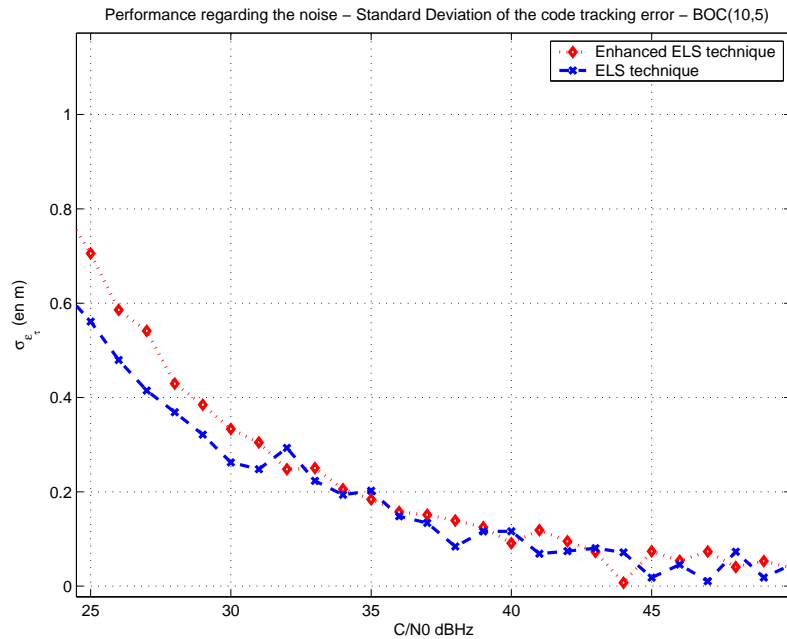


FIG. 5.32 – Résultats de simulation - comparaison des techniques - écart type de l'erreur de retard de code en poursuite

fait que pour la technique améliorée EELS, un plus grand nombre de corrélateurs sont impliqués dans le processus et plus de bruit est ramené dans la boucle lors de la combinaison des corrélateurs pour le calcul de la correction.

Néanmoins, pour des valeurs de C/N_0 raisonnables, les deux techniques ont les mêmes performances au regard du bruit.

5.5.6 Conclusion

Dans cette partie, une étude approfondie de l'impact des multitrajets sur le traitement des signaux BOC est présentée.

Tout d'abord, l'impact des multitrajets en transition vers la poursuite a été analysée. Il a été mis en évidence que la probabilité de faux accrochage au sortir de la phase de transition est faible si l'on choisit un espacement de corrélateur précis.

Ensuite, une optimisation de la forme de la fonction de discrimination vis à vis de l'erreur multitrajets induite a été présentée. Le discriminateur obtenu, nécessitant l'emploi de multicorrélateurs, offre des résultats en terme d'erreur multitrajets bien supérieurs à ceux obtenus lorsqu'on utilise un discriminateur classique. Le jitter de code s'en trouve augmenté mais le gain vis à vis de l'erreur multitrajets compense cette dégradation.

Enfin, une technique de lutte contre les multitrajets abordant la problématique d'une autre façon est proposée et analysée. Cette technique met en oeuvre une DLL classique à laquelle on va apporter des corrections calculées par combinaison de corrélateurs. Cette technique basée sur une idée simple, appelée EELS, spécifique aux signaux BOC, permet de réduire de façon très importante l'erreur induite par la présence de multitrajets, et d'atteindre de bien meilleures performances en terme de précision. Pour un signal réfléchi présentant un retard relatif très

faible, l'erreur induite par les multitrajets est divisé par trois. Pour un signal réfléchi présentant un retard relatif important, l'erreur induite par les multitrajets est divisé par dix. L'erreur induite par le bruit thermique est légèrement supérieure avec cette technique mais l'amélioration apportée au regard des multitrajets est suffisamment importante pour faire préférer l'utilisation de cette technique lors du compromis à faire entre précision face au bruit et résistance face aux multitrajets. Par ailleurs, le nombre de corrélateurs mis en jeu, bien que raisonnable, est plus grand que pour une DLL classique. Néanmoins, on peut envisager un système fonctionnant avec un seuil sur la correction EELS calculée. Lorsque cette correction devient très faible et passe en dessous du seuil, on peut considérer que les multitrajets ont un effet négligeable, et on bascule en DLL classique. On peut économiser ainsi des ressources calculatoires.

Chapitre 6

Sous-modulations composites : les signaux optimisés CBCS et CBOC

Sommaire

6.1	Description des signaux composites	134
6.1.1	Signal CBCS	134
6.1.2	Signal CBOC	135
6.2	Acquisition directe des signaux composites	135
6.2.1	Acquisition non ambiguë	137
6.3	Performances en transition vers la poursuite	140
6.3.1	Technique non ambiguë supplémentaire adaptée aux signaux de type BOC(N,N)	147
6.4	Poursuite des signaux composites	149
6.5	Conclusion	154

Il est prévu que les systèmes de navigation par satellite soient utilisés de façon croissante dans les années à venir pour des applications nombreuses et variées. Certaines applications, comme le positionnement indoor par exemple, pour faire face à des contraintes particulières (masquage des signaux, faible puissance, phénomène multitrajets importants, interférences...), devront faire usage de techniques de traitement de signal élaborées. Néanmoins afin de garantir une obsolescence la plus tardive possible du système GALILEO, lors de sa définition, un effort d'optimisation des signaux très important est effectué afin de garantir une très bonne performance intrinsèque au signal.

L'utilisation des signaux BOC et AltBOC fait partie de cette recherche de signaux les plus efficaces possibles, apportant des performances de navigation supérieures et une solution aux problèmes de partage de la bande spectrale. Récemment des recherches ont été effectuées sur des formes d'ondes possibles pour des signaux de navigation. La modulation BCS (Binary Coded Symbol) par exemple semble présenter une grande flexibilité d'utilisation et de très bonnes performances (cf. [HTB04], [HBS05]).

Les signaux analysés dans ce chapitre sont des candidats potentiels à l'élection du signal civil GALILEO L1 OS (cf. [HARR⁺05], [HARW⁺06]). Ce sont des signaux composites, combinaison linéaire d'un signal BOC(N,M) et d'un signal BCS, ou d'un signal BOC(N1,M1) et d'un deuxième signal BOC(N2,M2). On peut aussi trouver dans la littérature une modulation

nommée TMBOC faisant usage de deux signaux BOC(1,1) et BOC(6,1) multiplexés temporellement. Ce type de modulation développée dans le cadre de cette optimisation ([HARW⁺06]), est sérieusement envisagé pour le signal L1C du système GPS modernisé ([SYS06a]). Ce type de modulation multiplexée temporellement ne sera pas étudié plus en détails dans ce chapitre. Ce chapitre présente une étude des signaux CBCS et CBOC. Leur performances en phase d'acquisition et de poursuite seront analysés ainsi que leur résistance aux multitrajets. Ces performances seront comparées à celles obtenues pour les signaux BOC classiques, en particulier le signal BOC(1,1) jusqu'ici retenu pour le service OS sur L1. Par ailleurs, étant donné les caractéristiques de ces signaux composites, il est communément admis que les récepteurs haute précision traiteront les deux composantes des signaux composites, et que les récepteurs bas coût ne traiteront que la composante BOC(1,1). Il est donc nécessaire d'évaluer les dégradations apportées par le fait de traiter ces signaux composites CBOC ou CBCS comme si c'étaient des BOC(1,1). Le problème de l'acquisition non ambiguë de ces signaux sera aussi abordé au travers de l'adaptation des techniques présentées plus en amont pour les signaux BOC aux signaux composites. De plus, une technique de levée d'ambiguïté spécifique aux signaux BOC de type BOC(N,N), ou parfois appelée code Manchester, est introduite et analysée. On verra que cette technique présente de très bonnes performances vis à vis de la lutte contre les multitrajets et s'adapte parfaitement aux signaux composites.

6.1 Description des signaux composites

On décrit brièvement ici la modulation CBOC et la modulation CBCS.

6.1.1 Signal CBCS

La modulation CBCS (Composite Binary Coded Symbol) représente la combinaison linéaire d'un signal BOC(1,1) et d'un signal BCS([*ak*],1) ([HARR⁺05]). Son expression générale est la suivante :

$$s_{CBCS}(t) = \alpha \cdot BOC(1,1) + \beta \cdot BCS([ak],1) \quad (6.1)$$

[*ak*] représente la séquence de symbole définissant le signal BCS.

α et β sont les coefficients qui définissent la puissance répartie sur chaque composante. On note que $\alpha^2 + \beta^2 = 1$.

Le signal BCS introduit dans [HTB04] est une généralisation des signaux BPSK et BOC(N,M) pour $2 \cdot \frac{N}{M}$ pair. En fait, signaux BPSK et BOC sont des cas particuliers de la modulation BCS. Ce signal est généré en utilisant une technique d'étalement de spectre par séquence directe (DSSS) :

$$x(t) = \sum_{j=-\infty}^{j=\infty} c_j p(t - j \cdot T_C) \text{ et } p(t) = \sum_{k=0}^{k=N-1} a_k p_{T_C/N}(t - k \cdot T_C) \quad (6.2)$$

c_k est la séquence de code PRN

T_C est la durée d'une bribe de code

$p_{T_C/N}$ est une fonction rectangle de durée T_C/N

a_k est la séquence définissant la forme d'onde $p(t)$

La notation générale de la modulation CBCS est $CBCS(\{ak\}_{k=1..n,n,\%})$, $\{ak\}_{k=1..n}$ est la séquence BCS utilisée, la fréquence du code est $f_C = n * 1.023$ MHz et % représente le ratio

entre puissance de la composante BCS et puissance du signal total. L'amplitude de la seconde composante BCS est plus faible que l'amplitude de la composante BOC(1,1) afin de rester plus proche du signal baseline BOC(1,1).

6.1.2 Signal CBOC

La modulation CBOC (Composite BOC) est la combinaison linéaire d'un signal BOC(1,1) et d'un second signal BOC(N,M). Son expression est donnée par :

$$s_{CBOC}(t) = \alpha \cdot BOC(1,1) + \beta \cdot BOC(N,M) \quad (6.3)$$

α et β sont les coefficients qui définissent la puissance répartie sur chaque composante. On note que $\alpha^2 + \beta^2 = 1$

les fréquences de sous porteuse de la seconde composante BOC et du code sont définies par les paramètres N et M tels que : $f_{sp} = N * 1.023$ MHz et $f_C = M * 1.023$ MHz.

La notation générale de la modulation CBOC est CBOC(N,M,%) où % représente le ratio entre puissance de la seconde composante BOC et puissance du signal total. Comme pour le signal CBCS, l'amplitude de la seconde composante BOC est plus faible que l'amplitude de la composante BOC(1,1) afin de rester plus proche du signal baseline BOC(1,1). [HBS05], [HARR⁺05], [HARW⁺06]

6.2 Acquisition directe des signaux composites

Au sein de ce paragraphe sont présentées les performances en phase de recherche d'énergie des signaux composites. L'acquisition directe de ces signaux par rapport à celle du signal BOC(1,1) est analysée. Des techniques de recherche d'énergie non ambiguë sont proposées et évaluées.

Deux scénarios ont été pris en compte. Dans le premier, on considère que le signal reçu est le signal optimisé (CBCS ou CBOC) et que le signal de référence généré localement est un signal BOC(1,1). Dans le second cas, le signal reçu est le signal optimisé et le signal de référence généré localement est le même signal optimisé utilisant la même forme d'onde (CBCS ou CBOC).

Sur la figure 6.1, la fonction d'autocorrélation du signal BOC(1,1), du signal CBOC(6,1), du signal CBCS ainsi que les fonctions d'intercorrélation entre le CBOC et le signal BOC(1,1) et entre le CBCS et le signal BOC(1,1) ont été tracées. Comme cela était attendu, on observe une perte d'amplitude de la fonction d'intercorrélation lorsqu'on corrèle un signal optimisé composite avec un BOC(1,1). En effet, on retrouve la puissance de la composante BOC(1,1) du signal tandis que la puissance de la deuxième composante, BOC(6,1) ou BCS, est perdue. Cette observation simple est soulignée lorsqu'on compare en Figure 6.2 les probabilités de détection et en Figure 6.3, les temps moyens d'acquisition. Pour cette simulation, un code de longueur 4092 et un temps d'intégration cohérent de 4ms ont été utilisés. La bande passante des signaux BOC(1,1), CBC et CBOC est respectivement de 8 MHz, 12 MHz et 14 MHz. On peut noter principalement que lorsqu'au niveau du récepteur on corrèle le signal reçu par une réplique locale de ce signal, les performances d'acquisition sont les mêmes pour les trois signaux.

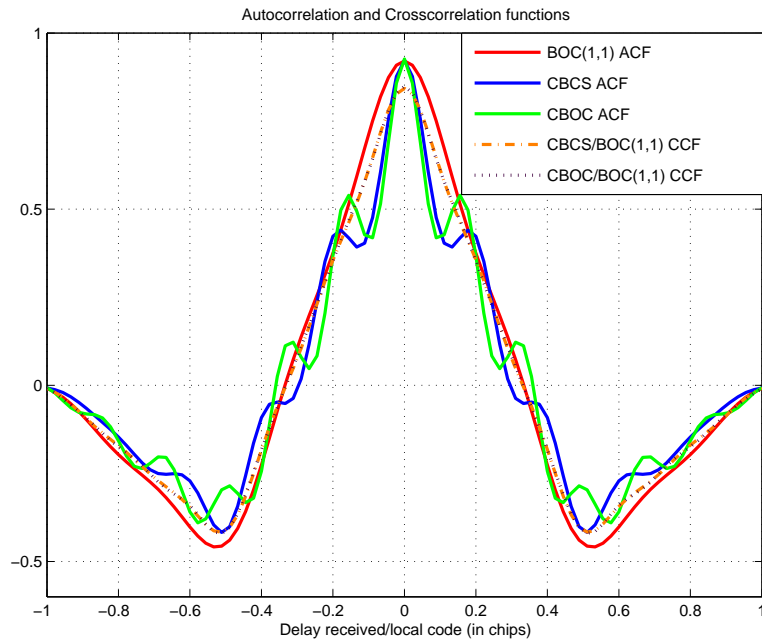


FIG. 6.1 – Fonctions d'autocorrelation et de cross-correlation

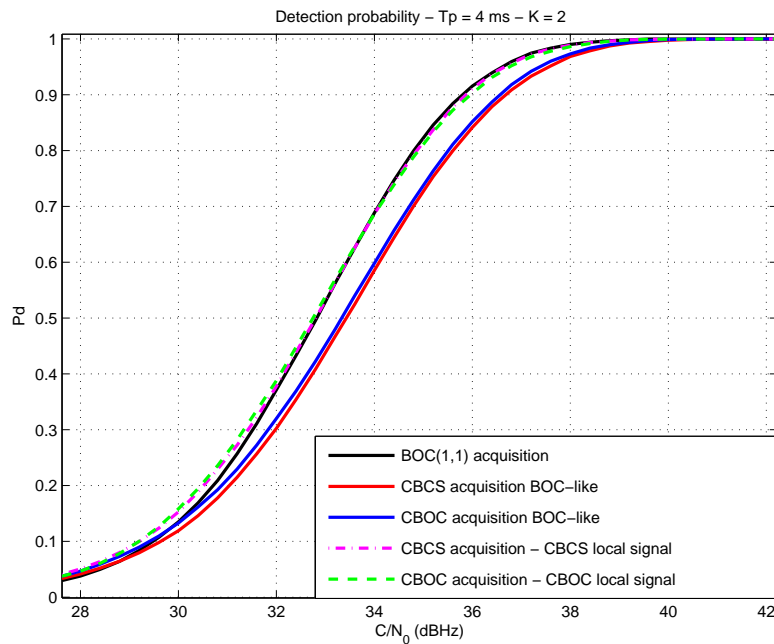


FIG. 6.2 – Probabilité de détection - comparaison du BOC(1,1) avec les signaux optimisés

Cependant, lorsqu'on corrèle les signaux optimisés par un signal BOC(1,1) (acquisition "BOC-like"), une dégradation est présente. Cette dégradation correspond en valeur à la perte en amplitude notée sur la fonction de corrélation en Figure 6.1. La dégradation maximale observée sur la probabilité de détection lorsqu'on acquiert un signal optimisé en utilisant une

réplique locale BOC(1,1) est inférieure à 0.8 dB.

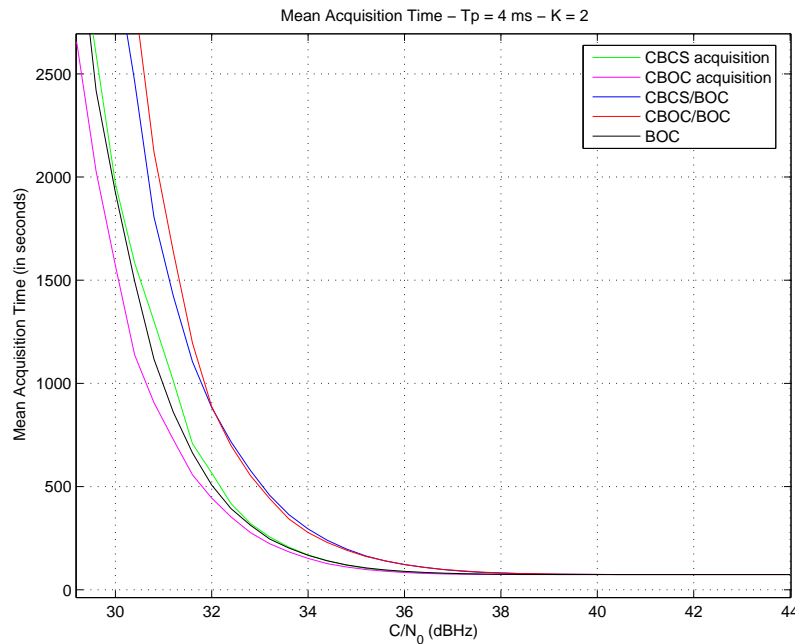


FIG. 6.3 – Temps Moyen d'Acquisition - comparaison du BOC(1,1) avec les signaux optimisés

6.2.1 Acquisition non ambiguë

Les signaux utilisant la sous modulation BOC, sont plus complexes à acquérir que les signaux utilisant une modulation classique BPSK. Ceci est dû en grande partie à la forme oscillante de la fonction d'autocorrélation de ce type de signal. Cette problématique a déjà été abordée longuement dans le présent document. Plusieurs techniques de lever d'ambiguïté ont été proposées ([HRRC04]). Dans ce chapitre, nous voyons comment les deux techniques BPSK-like et SubCarrier Phase Cancellation (SCPC) peuvent être utilisées pour des signaux composites. Leur performances sur ces signaux est comparées à celles obtenues avec un signal BOC(1,1). De plus, une version de ces techniques adaptée aux signaux composite est présentée.

En effet, étant donné que les signaux optimisés composites sont la superposition d'un signal BOC(1,1) et d'un second signal (BOC(6,1) ou BCS), les techniques de corrélations BPSK-like ou SCPC peuvent être employées doublement. Deux systèmes de corrélation sont alors mis en place : un pour le signal BOC(1,1) et un pour la seconde partie de la sous modulation. Ainsi, quatre voies de corrélation sont utilisées et la sortie de ces quatre voies sont combinées. L'avantage de ces techniques adaptées aux signaux optimisés est de tirer partie de la puissance significative mise sur la partie additive (BOC(6,1) ou BCS). L'inconvénient de ces techniques est bien sûr le doublement du nombre de corrélateurs.

Sur la Figure 6.4 est représenté le schéma de principe illustrant ces deux techniques (seule la partie voie I est représentée à des fins simplificatrices.)

Dans le cas de la technique SCPC, les signaux en présence sont :

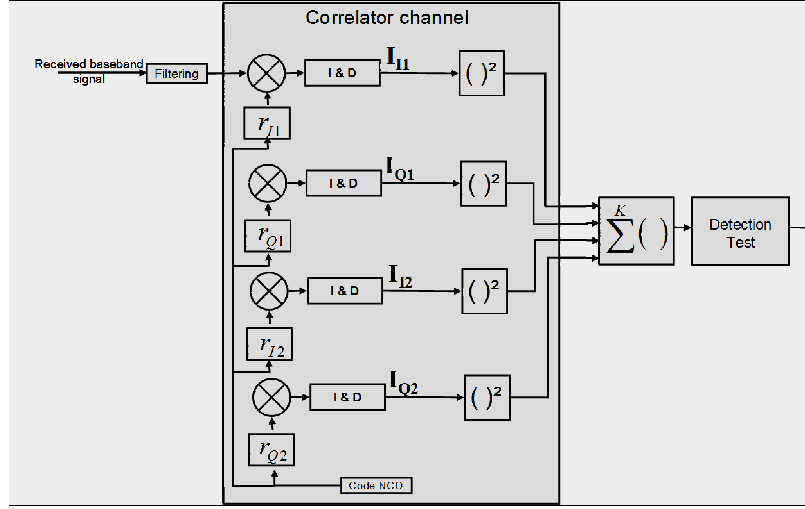


FIG. 6.4 – Schéma du récepteur pour la technique dual SCPC

$$\begin{aligned}
 r_{I1}(t) &= c(t).sc_1(t) \\
 r_{Q1}(t) &= c(t).sc_1(t - T_{sc_1}/4) \\
 r_{I2}(t) &= c(t).sc_2(t) \\
 r_{Q2}(t) &= c(t).sc_2(t - T_{sc_2}/4)
 \end{aligned} \tag{6.4}$$

$c(t)$ est le code PRN

$sc_1(t)$ est le signal de sous porteuse BOC(1,1)

$sc_2(t)$ est le signal de sous porteuse du second composant du signal composite

T_{sc_1} , T_{sc_2} sont les périodes respectivement associées aux signaux $sc_1(t)$, $sc_2(t)$.

Il faut remarquer que les signaux CBCS sont une combinaison linéaire d'un BOC(1,1) et d'un signal BCS. Les signaux BCS n'étant pas a priori périodiques, on ne peut utiliser de signaux en quadrature $r_{Q2}(t)$. Néanmoins, et heureusement, le signal BCS choisi en [HARR⁺05] est très proche d'un signal BOC(5,1). Ainsi pour le signal en quadrature $sc_2(t - T_{sc_2}/4)$, un signal BOC(5,1) sera utilisé. On verra par la suite que les pertes dues à cet artifice sont très faibles.

Le principe est le même pour la technique BPSK-like duale, excepté que les signaux sont alors :

$$\begin{aligned}
 r_{H1}(t) &= c(t).e^{-j2\pi f_{sc_1} t} \\
 r_{L1}(t) &= c(t).e^{j2\pi f_{sc_1} t} \\
 r_{H2}(t) &= c(t).e^{-j2\pi f_{sc_2} t} \\
 r_{L2}(t) &= c(t).e^{j2\pi f_{sc_2} t}
 \end{aligned} \tag{6.5}$$

Les fonction d'énergie lorsqu'on combine les quatre voies de corrélation sont tracées en Figure

6.5 et Figure 6.6, respectivement pour le signal CBCS et le signal CBOC. Il est important de remarquer que grâce à ces techniques de lever d'ambiguïté, la fonction d'énergie reconstruite ne s'annule plus dans l'intervalle $[-T_C, T_C]$. De plus, la fonction d'énergie obtenue exhibe un pic central beaucoup plus large que la fonction d'autocorrélation au carré du signal CBOC ou CBCS (courbes en bleue sur les Figure 6.5 et Figure 6.6). Ceci permet une acquisition plus aisée étant donné que l'on peut diminuer le pas temporel de recherche du retard de code du signal. Le temps d'acquisition en est significativement diminué. On peut aussi observer

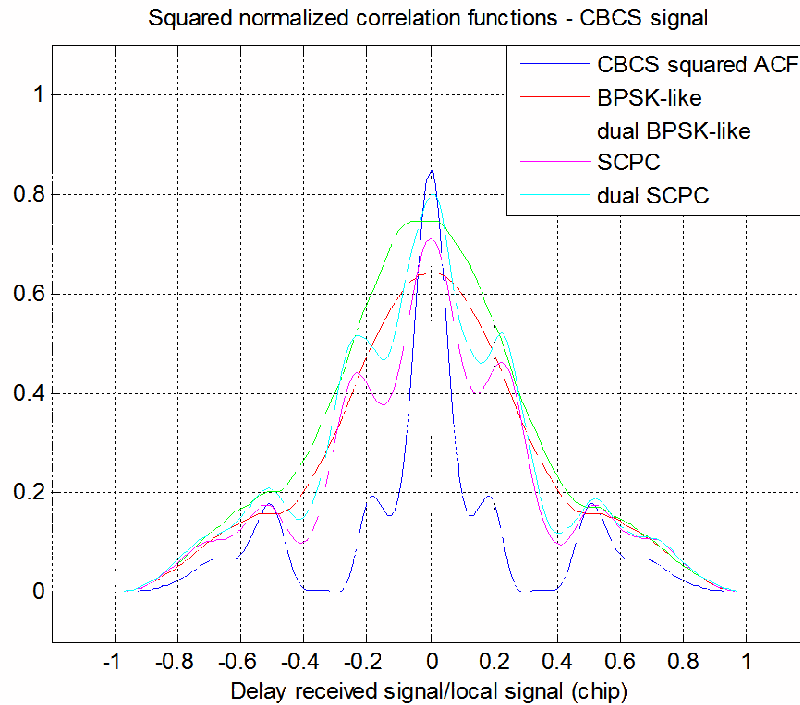


FIG. 6.5 – Fonctions de corrélations normalisées - signal CBCS

sur ces figures que l'énergie composite présente une forme plus arrondie lorsqu'on utilise la technique BPSK-like que lorsqu'on utilise la technique SCPC. De plus, la fonction d'énergie obtenue grâce au BPSK-like ne présente aucun "replat". Néanmoins, et cela a une importance plus grande encore en acquisition, la fonction d'énergie obtenue grâce à la technique SCPC a une amplitude plus grande que celle obtenue grâce à la technique BPSK-like. En utilisant la technique dual SCPC, on remarque même que l'amplitude obtenue est quasiment celle de la fonction d'autocorrélation au carré. Enfin, on vérifie qu'en utilisant les techniques duales SCPC et BPSK-like les fonctions d'énergie reconstruites ont une amplitude significativement plus importante qu'en utilisant les techniques de lever d'ambiguïté SCPC et BPSK-like non adaptées. Cette différence d'amplitude correspond bien à la puissance mise sur le second signal des signaux composites.

Sur les Figures 6.7 et 6.8, sont tracées les probabilité de détection et le temps moyen d'acquisition pour les signaux CBCS pour différentes techniques. Le label "direct acquisition" correspond au cas d'une acquisition basée sur une corrélation du signal reçu avec une réplique locale de celui-ci. Si le signal reçu est un signal CBOC par exemple, on corrèle celui-ci par la réplique CBOC de ce signal reçu. Dans ce cas, les cases de recherche temporelle en acquisition

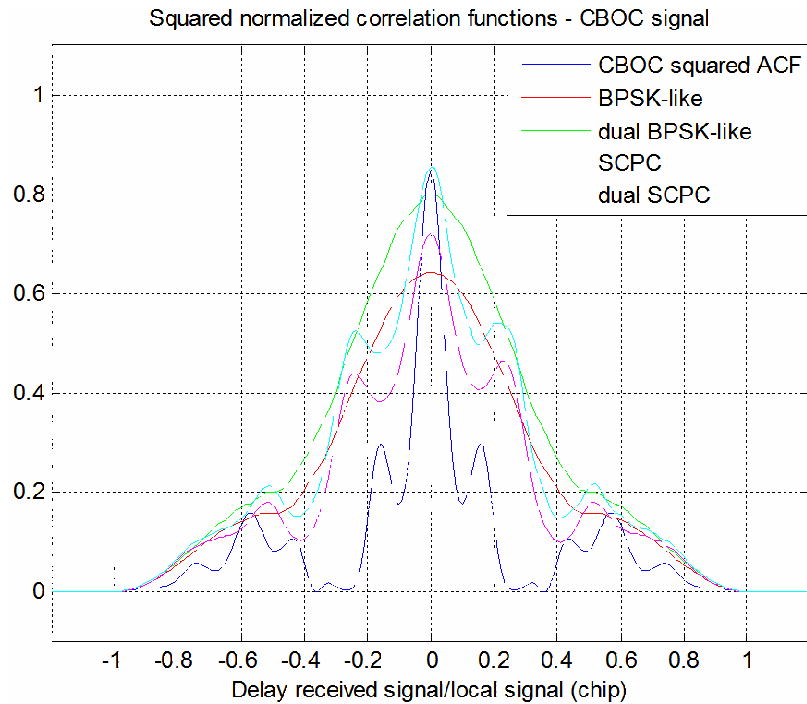


FIG. 6.6 – Fonctions de corrélations normalisées - signal CBOC

sont deux fois plus fines que dans le cas d'une acquisition non ambiguë. Sur les Figures 6.9 et 6.10 les mêmes résultats ont été reportés pour le signal CBOC. On peut remarquer tout d'abord que la technique SCPC donne de meilleurs résultats que la technique BPSK-like. Au regard des courbes de corrélation, (Figure 6.5 et Figure 6.6), ce résultat était attendu. On vérifie aussi avec ces résultats que les techniques duales présentent de meilleures performances que les techniques simples et pour les signaux CBOC et pour les signaux CBCS. Pour le signal CBCS, à $C/N_0 = 35dBHz$, l'amélioration en terme de probabilité de détection est de 11% entre la technique simple SCPC et la technique duale SCPC. Cette amélioration est de 18% entre technique simple et duale BPSK-like. Pour le signal CBOC, à $C/N_0 = 35dBHz$, ces améliorations sont respectivement de 18% et de 22%.

Les Figure 6.8 et 6.10 soulignent aussi l'amélioration apportée par les techniques duales sur le temps moyen d'acquisition. Pour les deux signaux, CBOC et CBCS, les techniques duales de levée d'ambiguïté réduisent le temps d'acquisition, le ramenant même à des valeurs inférieures à celles obtenues dans le cas d'une acquisition directe, et ceci même à faible C/N_0 .

Asymptotiquement, le temps moyen d'acquisition est comme prévu, deux fois plus faible pour les techniques non ambiguës duales que pour l'acquisition directe.

6.3 Performances en transition vers la poursuite

La fonction d'autocorrélation du signal BOC(1,1) présente deux pics secondaires à ± 0.5 chip dont l'amplitude est importante ; de même pour les signaux CBCS et CBOC. Comme cela a été développé plus en amont dans cette étude, la présence de ces pics posent des

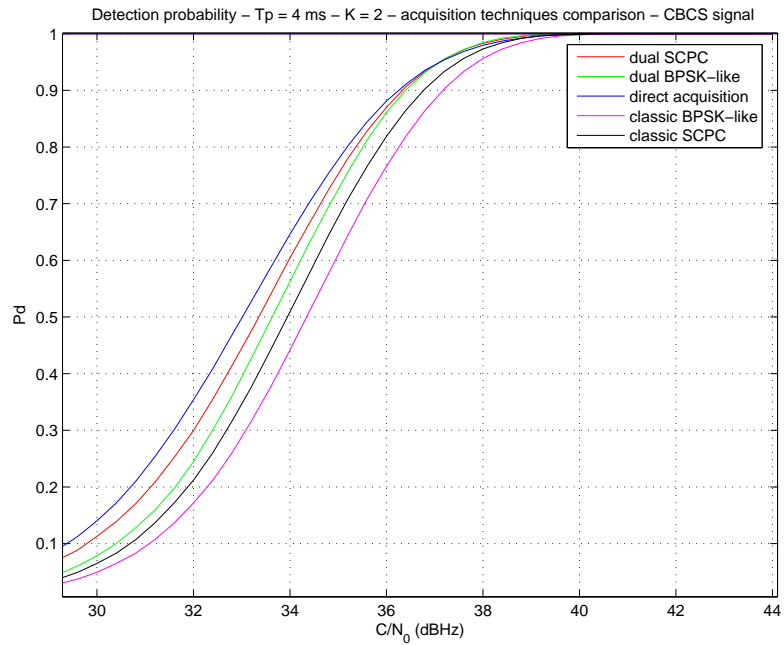


FIG. 6.7 – Comparaison des techniques de lever d'ambiguïté - Probabilité de détection - signal CBCS

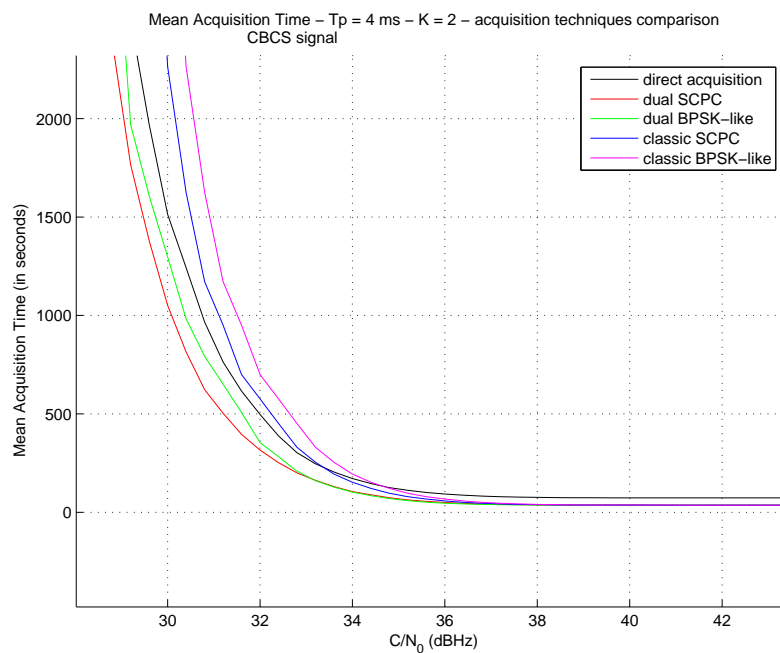


FIG. 6.8 – Comparaison des techniques de lever d'ambiguïté - Temps Moyen d'Acquisition - signal CBCS

problèmes non seulement en acquisition mais à la suite du processus d'acquisition si aucun dispositif n'est utilisé. C'est pourquoi une phase de transition vers la poursuite doit être mise

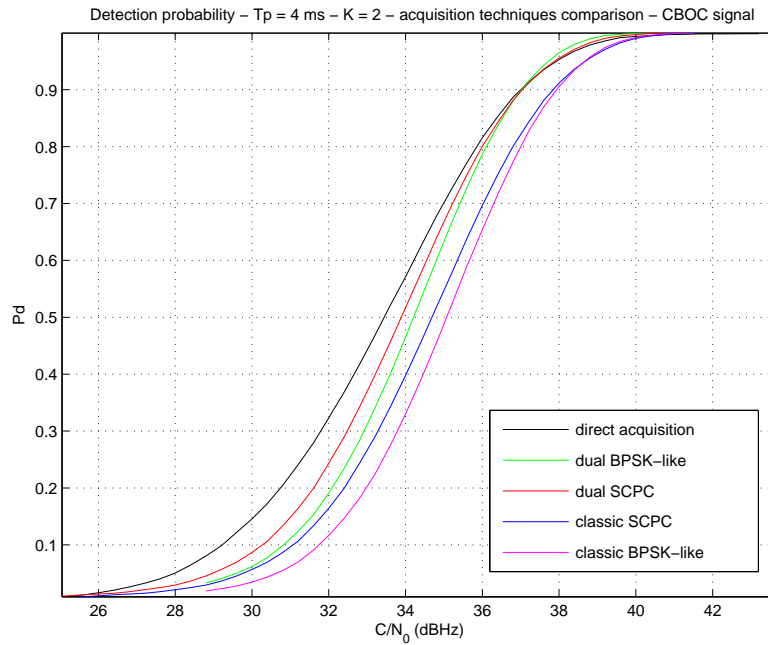


FIG. 6.9 – Comparaison des techniques de lever d'ambiguïté - Probabilité de détection - signal CBOC

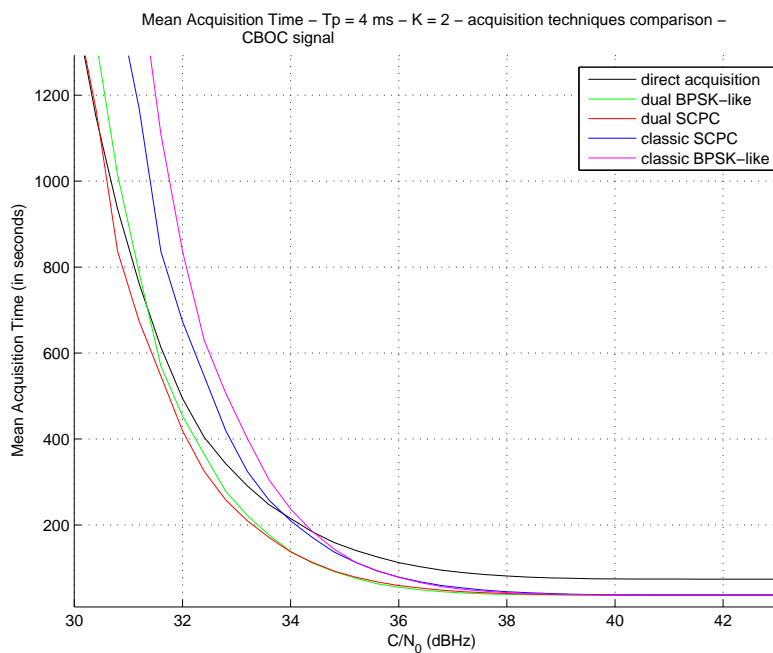


FIG. 6.10 – Comparaison des techniques de lever d'ambiguïté - Temps Moyen d'Acquisition - signal CBOC

en place. La nécessité d'un levée d'ambiguïté sur les signaux de type BOC(N,N) et la menace non négligeable de faux points d'accrochage a été confirmé dans [JCL⁺04]. Avec les signaux

optimisés, cette menace de faux accrochage est encore plus forte étant donné la présence de zéros stables potentiellement encore plus nombreux sur la fonction de discrimination (à voir dans la suite en Figure 6.23).

Ainsi, comme dans les chapitres précédents, la phase de transition vers la poursuite a pour but de réduire l'erreur de poursuite de code afin que celle-ci soit comprise dans la plage linéaire centrale du discriminateur standard. Lors de cette phase, les méthodes de corrélation utilisées au paragraphe précédent sont conservées.

Les Figures 6.11 et 6.12 montrent les fonctions de discrimination (S-curves) normalisées pour les signaux CBOC et CBCS pour les différentes techniques considérées ici. On note tout d'abord que les techniques non ambiguës duales et simples permettent toutes de retrouver une fonction de discrimination non ambiguës présentant un seul zéro stable. La plage linéaire centrale est la même pour toutes les techniques (le seuil de poursuite sera ainsi le même).

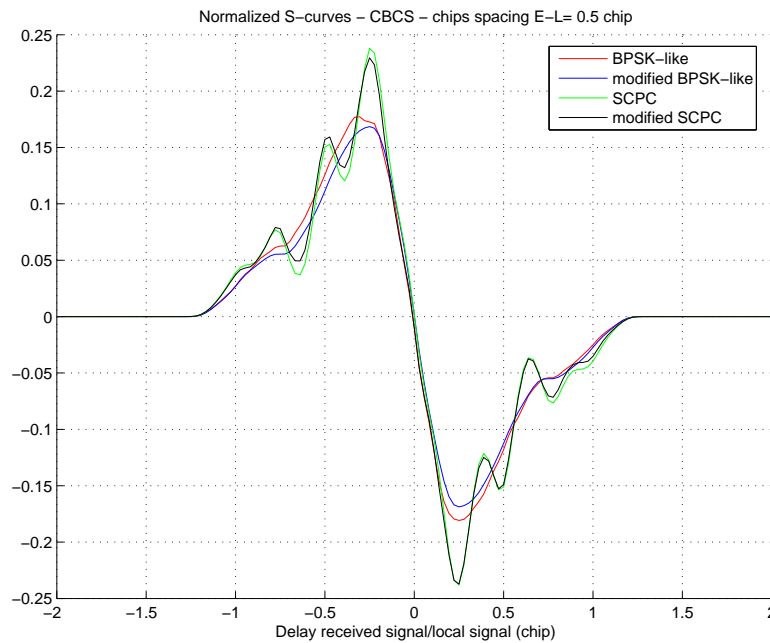


FIG. 6.11 – Fonction de discrimination normalisées - comparaison des différentes techniques - BW = 12 MHz, E-L = 0.5 chip, signal CBCS

On rappelle ici l'expression de l'écart type de l'erreur de retard de code en poursuite en boucle fermée : ([HRR04],[Hol00]).

$$\sigma_{\epsilon_\tau} = \sqrt{\frac{B_L}{2.C/N_0} \frac{1}{\gamma^2} \left[\sigma_1 + \frac{\sigma_2}{T_P.C/N_0} \right]} \quad (6.6)$$

B_L est la bande de boucle,

T_P est le temps d'intégration cohérent,

γ est le gain du discriminateur,

σ_1 , σ_2 sont respectivement l'écart type du bruit du premier ordre et du bruit du second ordre (introduit au chapitre 3).

σ_1 , σ_2 , sont calculées numériquement.

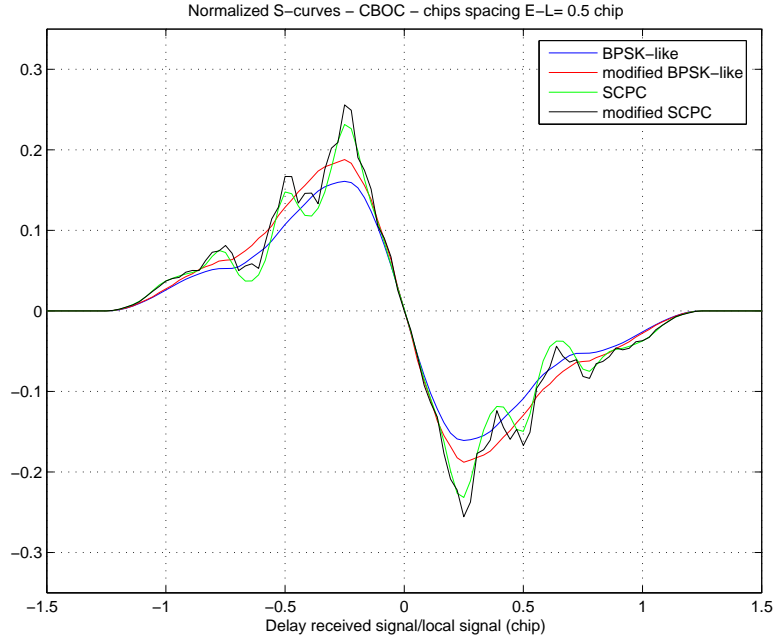


FIG. 6.12 – Fonction de discrimination normalisées - comparaison des différentes techniques - $BW = 12 \text{ MHz}$, $E-L = 0.5 \text{ chip}$, signal CBOC

Sur les Figure 6.13 et 6.14 sont représentées cet écart type d'erreur de retard de code pour les signaux CBOC et CBCS et ont pour but de comparer les techniques de lever d'ambiguïté. Les deux techniques SCPC et BPSK-like sont très proches. Les techniques duales affiche encore une amélioration par rapport aux techniques simples. Cette amélioration peut être par exemple à 30 dBHz de 1 dB.

Enfin, l'enveloppe d'erreur simulée est présentée en Figure 6.15. Celle ci est donnée uniquement pour le signal CBCS étant donnée que la forme est très proche de celle obtenue pour le signal CBOC. Un seul signal réfléchi d'amplitude relative -6 dB a été pris en compte. Ces paramètres seront conservés tout au long de cette étude. La bande passante du signal est fixée ici à 12 MHz . Le discriminateur utilisé est de type EmLP (Early minus Late Power) normalisé. L'écartement Early-Late est fixé à 0.5 chip. On peut observer que les techniques duales présentent une enveloppe d'erreur légèrement inférieure comparé aux techniques simples, et ce, seulement pour des retards relatifs du signal réfléchi faibles.

Cette tendance est dans une certaine mesure soulignée en Figure 6.16. Cette figure montre l'erreur moyenne pire-cas ou AWCBE pour Average Worst Case Bias Error. Cette quantité fournit tout d'abord un élément de comparaison des techniques de réjection plus visuel, et donne une représentation de l'erreur introduite par la présence de signaux réfléchi plus significative. On rappelle ici rapidement son expression ([BG02]) :

$$A(\delta) = \frac{1}{\delta} \int_0^\delta [|\xi_{max}(\lambda)| + |\xi_{min}(\lambda)|] d\lambda \quad (6.7)$$

δ est le delay relatif du signal réfléchi,

$\xi_{max}(\lambda)$ est le biais maximum induit par la présence de multitrajets (partie positive de l'enveloppe d'erreur),

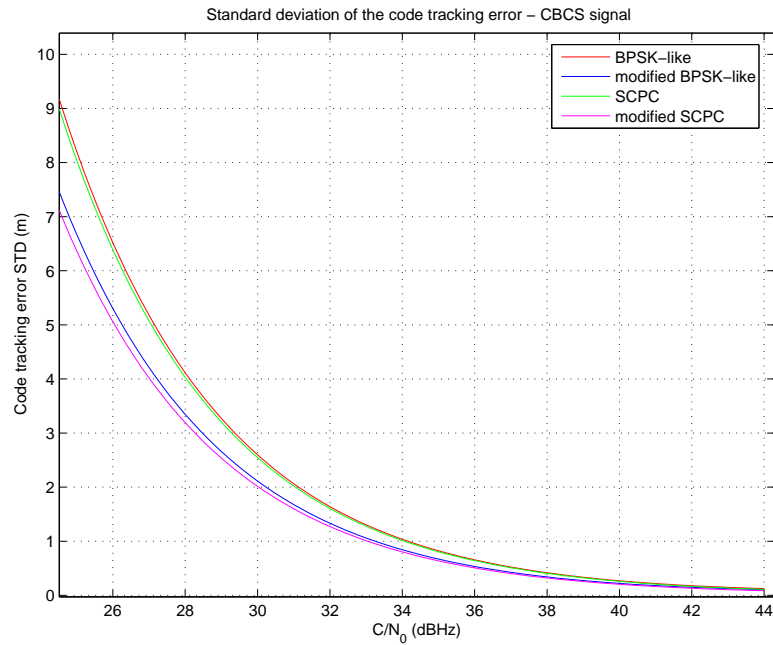


FIG. 6.13 – Écart type de l'erreur de synchronisation de code - comparaison des techniques non ambiguës- CS = 0.5 chip - BL=1 Hz - temps d'intégration de 20 ms, signal CBCS

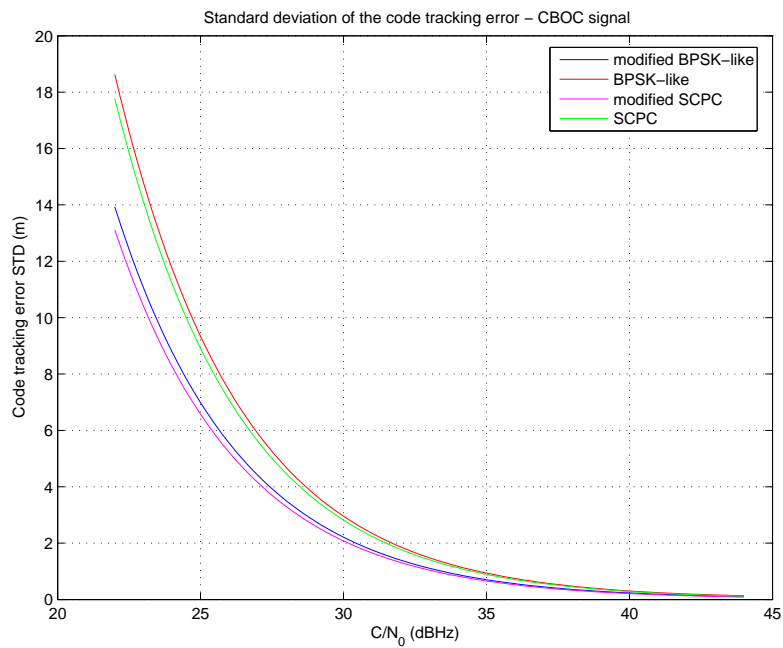


FIG. 6.14 – Écart type de l'erreur de synchronisation de code - comparaison des techniques non ambiguës- CS = 0.5 chip - BL=1 Hz - temps d'intégration de 20 ms, signal CBOC

$\xi_{min}(\lambda)$ est le biais minimum induit par la présence de multitrajets (partie négative de l'enveloppe d'erreur)

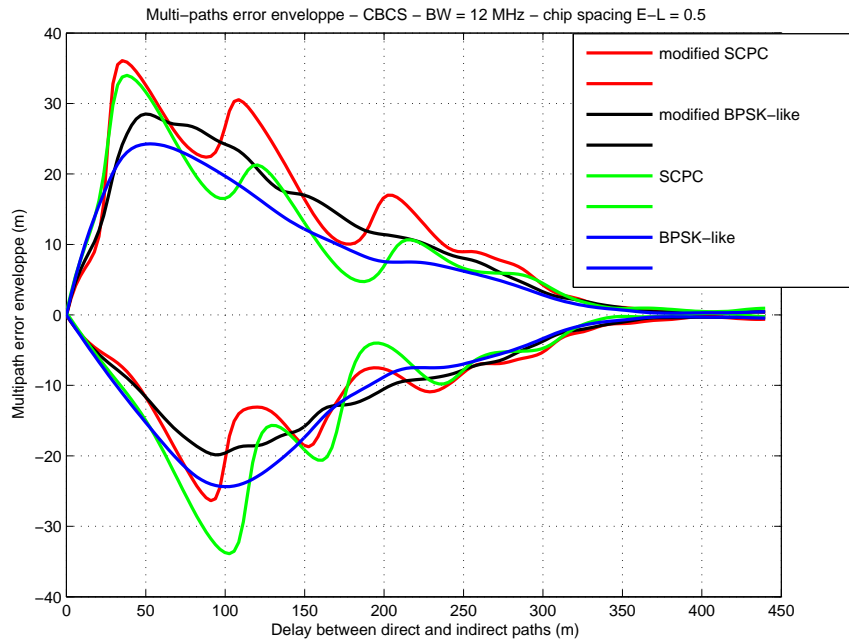


FIG. 6.15 – Enveloppe d'erreur multitrajet, signal CBCS - comparaison des techniques non ambiguës

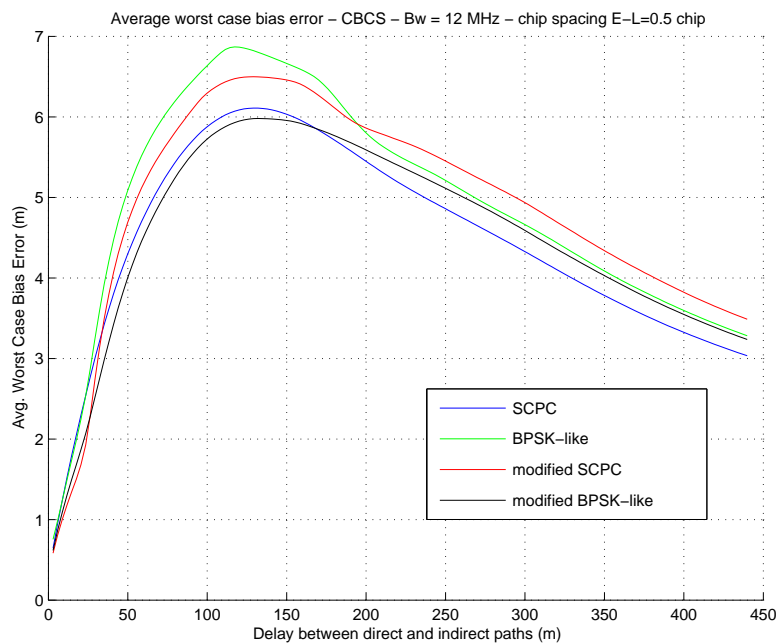


FIG. 6.16 – Courbe d'erreur AWCBE, signal CBCS - comparaison des techniques non ambiguës

En conclusion, on peut affirmer que, comme attendu, les techniques de levée d'ambiguïté SCPC et BPSK-like sont utilisables sur les signaux optimisés CBOC et CBCS. De plus leur

version duales qui tire partie de la puissance mise sur le signal additif de ces signaux composites (BOC(6,1) ou BCS) apporte une amélioration non négligeable aussi bien en recherche d'énergie qu'en transition vers la poursuite.

6.3.1 Technique non ambiguë supplémentaire adaptée aux signaux de type BOC(N,N)

Une digression est faite ici sur les techniques de levée d'ambiguïté. Nous considérons dans ce paragraphe uniquement la problématique des signaux de type BOC(N,N) et des signaux composites utilisant comme composante principale un signal BOC(N,N). Une technique nouvelle de levée d'ambiguïté est présentée ([HARI⁺05]). Cette technique spécifiquement utile lors de la phase de transition vers la poursuite, s'applique parfaitement aux signaux composites utilisant comme composante principale un signal BOC(N,N). Nous allons voir qu'en utilisant cette technique de corrélation, on peut obtenir une fonction de discrimination non ambiguë présentant un seul zéro stable. Lors de cette étude, nous réduisons le champ aux seuls signaux BOC(1,1) et composites CBOC et CBCS présentés dans ce chapitre. Néanmoins, la technique s'applique à tous les signaux de type BOC(N,N) et des signaux composites utilisant comme composante principale un signal BOC(N,N).

Il est important de noter que cette technique s'inspire de l'étude faite par [JCL⁺04] et reste proche de la technique présentée dans cette publication. Néanmoins, la technique présentée dans ce paragraphe offre de meilleures performances en terme de rejection des multitrajets, et supprime complètement les pics secondaires de la fonction de corrélation, supprimant ainsi toute ambiguïté.

L'idée principale est d'utiliser deux voies de corrélation. Sur la première voie de corrélation (fonction de corrélation R_{BOC} , associé à la voie I_{BOC}) on corrèle le signal reçu BOC(1,1) avec une réplique locale BOC(1,1). Sur la seconde voie de corrélation (fonction de corrélation $R_{BOC/PRN}$, associé à la voie $I_{BOC/PRN}$), on corrèle le signal reçu BOC(1,1) avec le code d'étalement PRN sans la sous modulation BOC.

Les deux fonctions de corrélation résultantes ont l'expression idéale suivante :

$$\begin{aligned} R_{BOC}(\tau) &= tri(\tau) - \frac{1}{2} \left[tri\left(\frac{\tau - \frac{1}{2}}{\frac{1}{2}}\right) + tri\left(\frac{\tau + \frac{1}{2}}{\frac{1}{2}}\right) \right] \\ R_{BOC/PRN}(\tau) &= \frac{1}{2} \left[tri\left(\frac{\tau + \frac{1}{2}}{\frac{1}{2}}\right) - tri\left(\frac{\tau - \frac{1}{2}}{\frac{1}{2}}\right) \right] \end{aligned} \quad (6.8)$$

Afin de supprimer les pics secondaires de la fonction de corrélation BOC, on propose de la recombinaison suivante des voies de corrélation évoquées ci dessus (voir schéma 6.17) :

$$I_{SYN} = I_{BOC} + sign(\epsilon_\tau) \cdot I_{BOC/PRN} \quad (6.9)$$

$$I_{COMB} = \sqrt{(2C)} \cdot [R_{BOC}(\epsilon_\tau) + sign(\epsilon_\tau) \cdot R_{BOC/PRN}(\epsilon_\tau)] \cdot sinc(\pi f_D T_P) \cdot cos(\epsilon_\theta) \quad (6.10)$$

$$+ n_{I_{BOC}} + sign(\epsilon_\tau) \cdot n_{I_{BOC/PRN}} \quad (6.11)$$

Comme on peut le constater, la recombinaison des deux voies de corrélation n'est pas non-cohérente comme c'est le cas en [JCL⁺04] mais cohérente. On doit cependant souligner

qu'étant donné qu'un rebouclage est effectué sur le signe de l'erreur de poursuite, signe de la sortie du discriminateur, la valeur du discriminateur dépend du signe de la valeur précédente du discriminateur. Ainsi, des instabilités peuvent apparaître lorsque l'erreur du discriminateur se retrouve faible. Afin de pallier ce problème, un seuil sur la sortie du discriminateur est ajusté afin de basculer en mode poursuite lorsque l'erreur de poursuite tend vers zéro.

On rappelle donc que cette technique n'est utilisée qu'en phase de transition vers la poursuite.

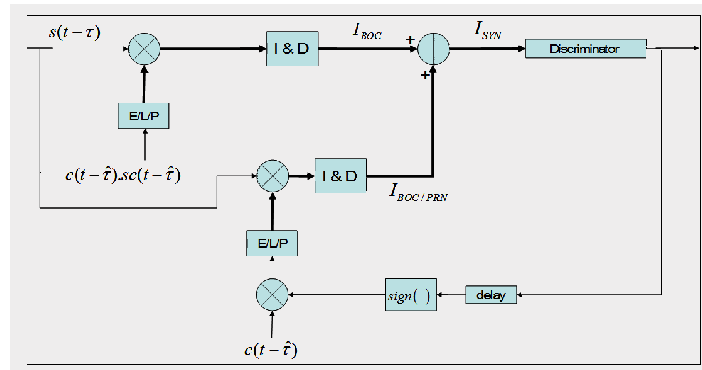


FIG. 6.17 – technique de lever d'ambiguïté - schéma de principe du récepteur

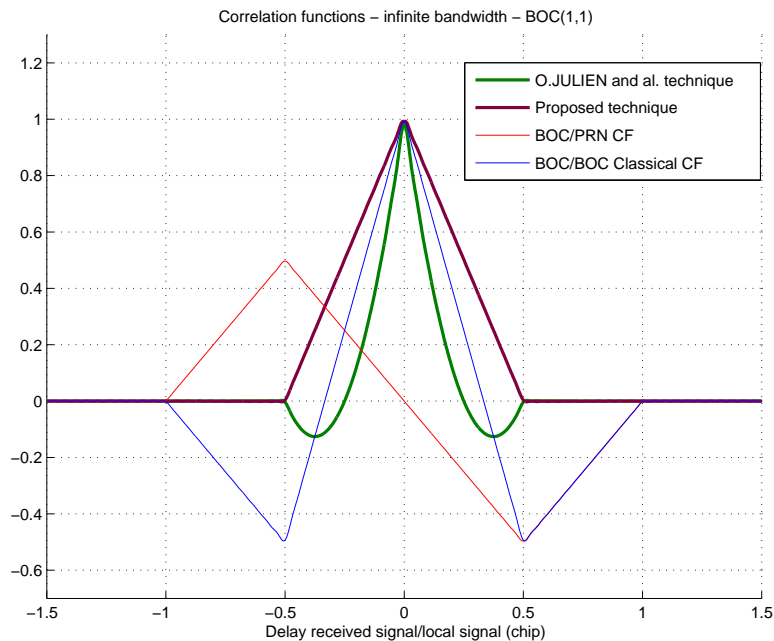


FIG. 6.18 – Fonction de corrélations - techniques de lever d'ambiguïtés

La Figure 6.18 montre les différentes fonctions de corrélations évoquées dans ce paragraphe. On peut remarquer qu'en utilisant cette méthode, les pics secondaires de la fonction d'autocorrélation du signal BOC(1,1) ont été complètement supprimés. Ainsi, tout risque de faux accrochage est efficacement évité. Ensuite, l'écart type de l'erreur de retard de code en poursuite est tracé en Figure 6.19. La technique présentée ici dégrade la précision en pour-

suite. Ceci est dû au fait que la recombinaison des sorties des corrélateurs est faite de façon cohérente.

Par contre, l'erreur induite par les multitrajets, lorsqu'on utilise la méthode proposée dans ce chapitre, est drastiquement réduite. En Figure 6.20, on montre l'enveloppe d'erreur multitrajets pour une poursuite de signal BOC(1,1) classique (on corrèle le signal BOC reçu avec le même signal BOC), en utilisant la technique proposée dans [JCL⁺04], et la technique proposée ici. L'avantage de cette dernière est clairement apparent. De plus, cette erreur tend même vers zéro pour un signal réfléchi ayant un retard relatif beaucoup plus faible, d'environ 150m.

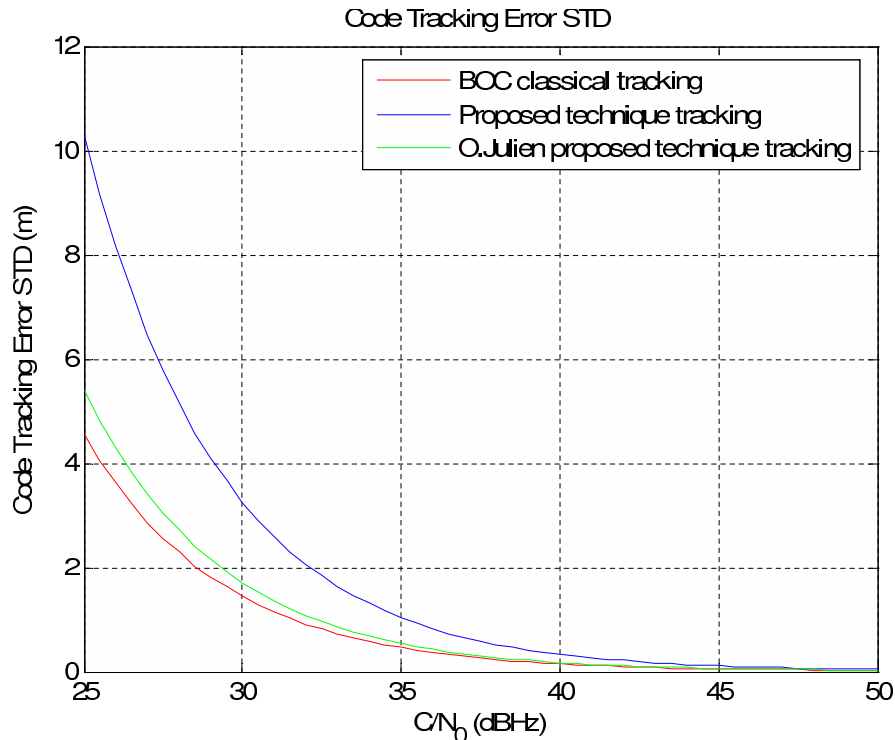


FIG. 6.19 – Écart type de l'erreur de retard de code - technique de lever d'ambiguïté sign-combined

Enfin la technique proposée, est évaluée sur les signaux composites. Les résultats sont donnés en Figure 6.21 et Figure 6.22. En fait, on ne considère ici que le signal CBCS étant donné que les performances de celui-ci sont extrêmement proches de celles du signal CBOC. On note tout d'abord que le signal CBCS montre une réjection naturelle plus grande vis à vis des multitrajets que le signal BOC(1,1). Ensuite, on confirme l'intérêt particulier de la technique proposée dans ce paragraphe qui s'applique fort bien au signal CBCS.

6.4 Poursuite des signaux composites

Suivant la phase de transition, lorsque l'erreur de retard de code a convergé dans la plage linéaire centrale du discriminateur ambiguë BOC, vient la phase de poursuite. Localement, une réplique du signal reçu est générée. Le traitement du récepteur est alors basé sur la fonction de corrélation entre le signal reçu et le signal local réplique de ce dernier. Le récepteur

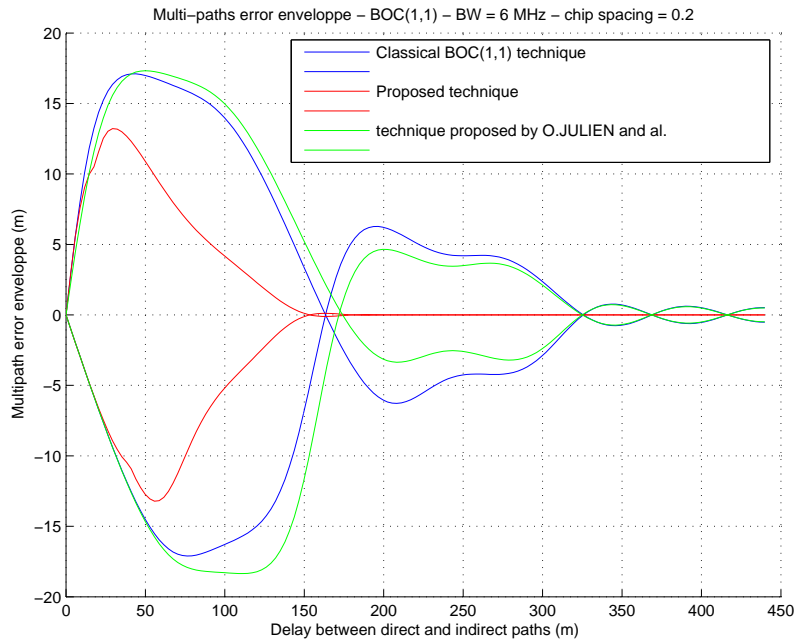


FIG. 6.20 – Enveloppe d'erreur multitrajets - signal BOC(1,1) - comparaison des techniques de lever d'ambiguïté

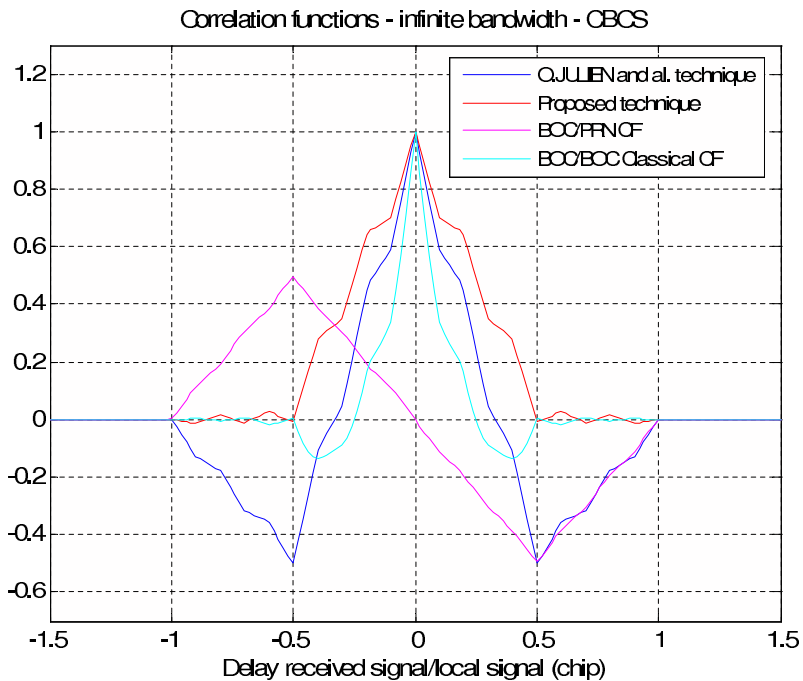


FIG. 6.21 – Fonctions de corrélation - signal CBCS - nouvelle technique de lever d'ambiguïté sign-combined

s'asservit sur le maximum du pic central de la fonction de corrélation, tout faux accrochage ayant été évité par la phase de transition et les techniques de levée d'ambiguïté dédiées.

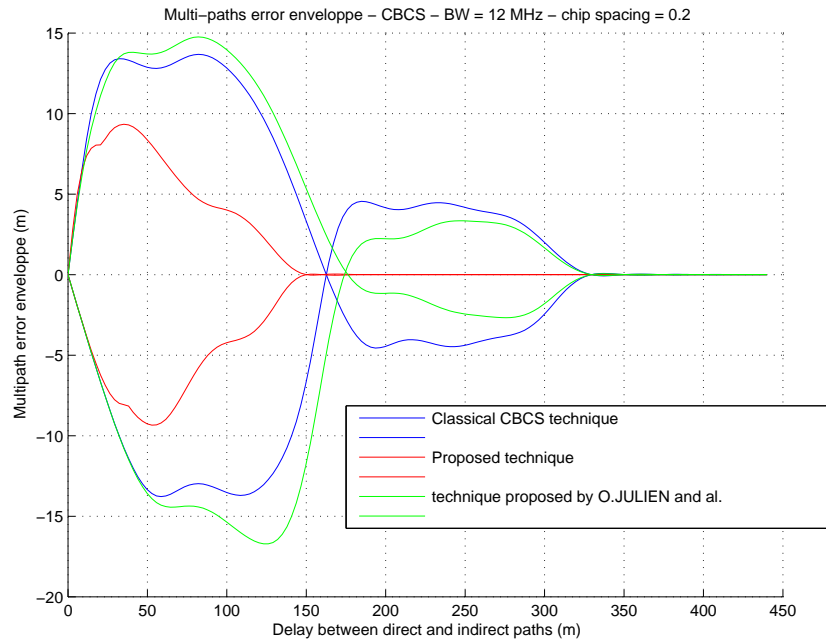


FIG. 6.22 – Enveloppe d’erreur multitrajets - signal CBCS - comparaison des techniques de lever d’ambiguïté

Les fonction de discrimination des signaux BOC(1,1), CBOC, et CBCS sont tracées en Figure 6.23. Les fonctions de discriminations des signaux CBOC et CBCS traités comme des signaux BOC(1,1) sont aussi données. On observe que les fonctions de discrimination des signaux CBOC et CBCS sont plus oscillantes que celle du BOC(1,1). Elles présentes de plus nombreux zéros que celle du BOC(1,1) justifiant un peu plus l’utilisation de techniques de levée d’ambiguïtés. Il est aussi important de noter que la pente en zéro de la fonction de de discrimination est plus grande pour les signaux composites que pour le signal BOC(1,1) promettant une plus grande précision en poursuite du retard de code. Enfin, les fonctions de discrimination CBOC/BOC(1,1) et CBCS/BOC(1,1) exhibent quasiment la même forme que celle du BOC(1,1).

La Figure 6.24 montre l’écart type de l’erreur de poursuite de retard de code pour tous les signaux. Comme attendu, cet écart type est bien inférieur pour les signaux composites par rapport au signal BOC(1,1). Lorsqu’on traite les signaux composites comme des signaux BOC(1,1), les performances de poursuite sont dégradées, et deviennent moins bonne que celles obtenues avec un signal BOC(1,1) tout en restant très proche.

Sur les Figures 6.25-6.28, les résultats concernant les performances en terme de rejection des multitrajets sont consignées. Pour obtenir les Figure 6.25 et Figure 6.26, on a supposé que le signal est filtré par un filtre de tête dont la bande est adaptée au signal considéré. C’est à dire qu’une bande de $6MHz$ est utilisée pour les signaux BOC(1,1), le signal CBCS traité comme un BOC(1,1) (CBCS/BOC), et le signal CBOC traité comme un BOC(1,1) (CBOC/BOC). Pour les signaux CBCS et CBOC une bande respectivement de $12MHz$ et de $14MHz$ est choisie. Sur ces Figures, il apparaît clairement que les signaux composites ont des

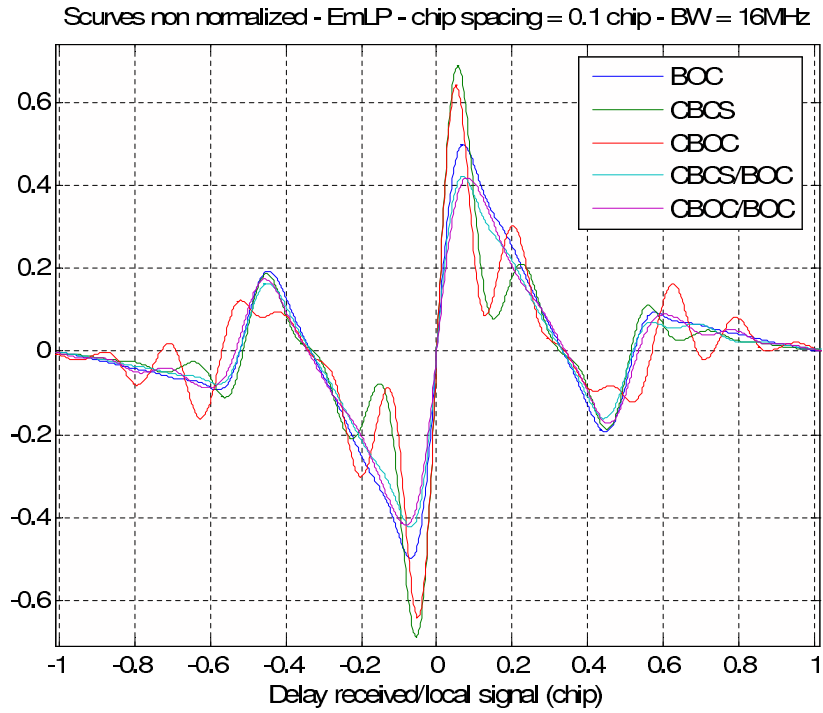


FIG. 6.23 – Fonctions de discriminations utilisées en poursuite - signaux BOC(1,1) et signaux optimisés

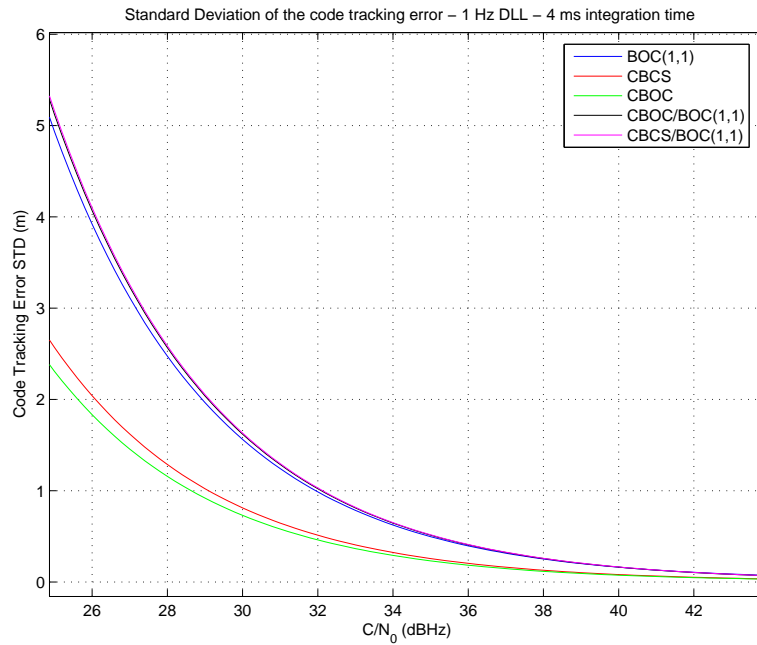


FIG. 6.24 – Écart type d'erreur de synchronisation de code en poursuite - signaux BOC(1,1) et signaux optimisés

performances bien supérieures au signal BOC(1,1). Par ailleurs, les signaux composites traités comme un signal BOC(1,1) ont des performances très proches d'un signal BOC(1,1).

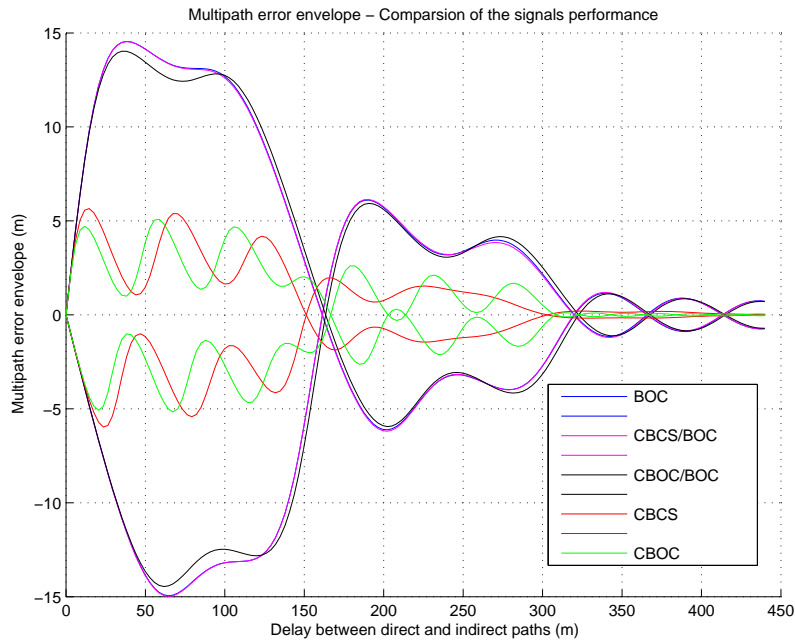


FIG. 6.25 – Enveloppe d'erreur multitrajets en poursuite - $CS = 0.1$ chip - discriminateur EMLP

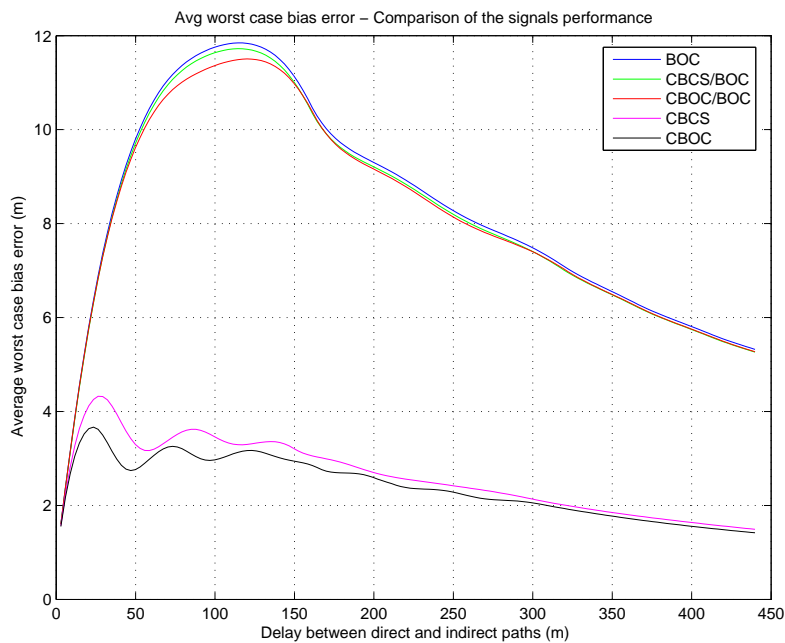


FIG. 6.26 – Courbe d'erreur AWCBE, signal CBCS - $CS = 0.1$ chip - discriminateur EMLP

Sur les Figures 6.27 et 6.28, les mêmes résultats sont présentés mais pour une bande fixe de

16MHz utilisée pour tous les signaux. On remarque que l'écart d'erreur induite par les multitrajets entre le signal BOC(1,1) et les signaux composites diminue. Cependant, l'amélioration apportée par les signaux composites reste toujours significative.

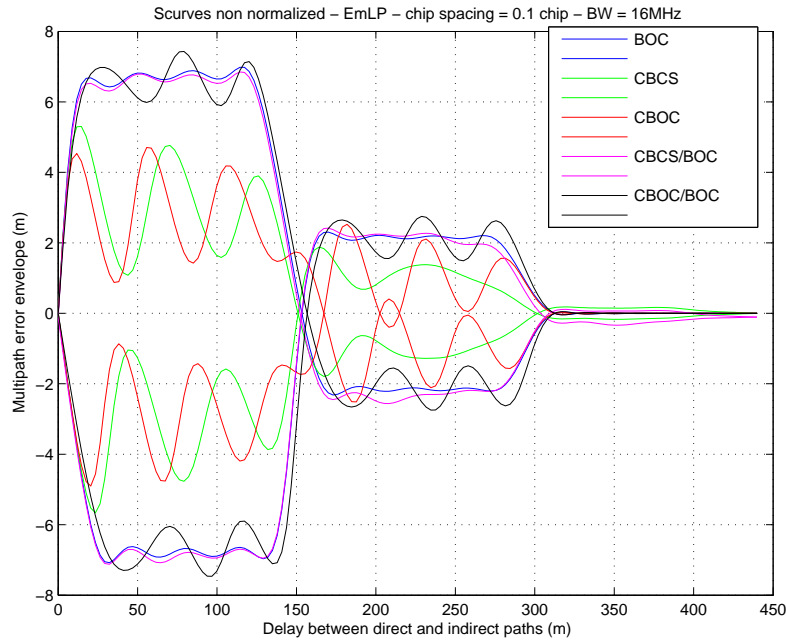


FIG. 6.27 – Enveloppe d'erreur multitrajets - CS = 0.1 chip - discriminateur EMLP - Bande passante égale pour tous les signaux : 16 MHz

6.5 Conclusion

Dans ce chapitre, de nouveaux signaux composites ont été étudiés. Ces signaux sont d'importance car le signal L1 OS du futur système GALILEO pourrait bien faire usage de ce type de modulation. Ces signaux composites apportent des améliorations importantes autant en terme de précision de poursuite de retard de code qu'en terme de rejection de l'erreur multitrajets. Les trois étapes du processus séquentiel adopté dans cette thèse, recherche d'énergie, transition et poursuite ont été étudiée lors de l'emploi des signaux composites. En recherche d'énergie et en transition vers la poursuite, Les méthodes de levée d'ambiguïté ESP et BPSK-like ont été adaptées à ces signaux afin de bénéficier des deux composantes du signal. Lorsque l'on traite les deux composantes du signal composite, cela conduit à une meilleure précision face au bruit, et à un meilleure réduction de l'erreur multitrajets. Et, si l'on traite les signaux composites optimisés comme des signaux BOC(1,1), c.a.d en n'utilisant que leur composante principale, les performances restent les même que celles du signal composante principale BOC(1,1). De plus, une nouvelle technique de lutte contre les multitrajets a été proposée. Cette technique spécialement adaptée aux signaux de type BOC(N,N), convient parfaitement aux signaux composites. Cette technique permet la levée d'ambiguïté du signal en transition vers la poursuite tout en offrant une erreur induite par les multitrajets significativement réduite.

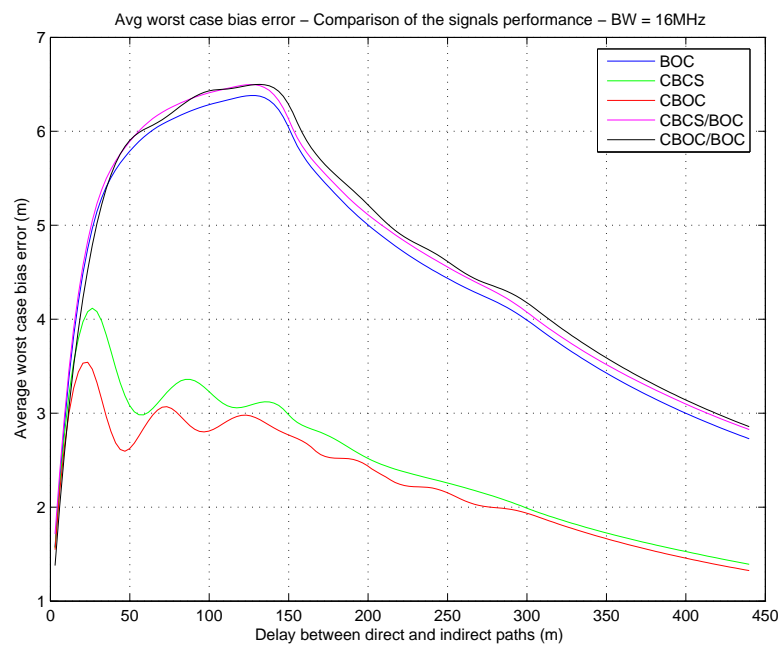


FIG. 6.28 – Courbe d'erreur AWCBE - CS = 0.1 chip - discriminateur EMLP - Bande passante égale pour tous les signaux : 16 MHz

Chapitre 7

Conclusion

Sommaire

7.1	Conclusions	157
7.2	Perspectives	158

7.1 Conclusions

Le but de ce travail de thèse était d'étudier dans le détail la modulation BOC présente sur la plupart des futurs signaux de radio navigation, l'amélioration des performances de positionnement qu'elle permet et les moyens de s'affranchir des problèmes d'ambiguïté qu'elle pose en acquisition.

Nous montrons dans cette thèse qu'il est possible de s'affranchir du problème de l'ambiguïté de l'acquisition des signaux BOC par l'utilisation de méthodes adaptées. Ces méthodes seront intégrées au sein d'un processus de traitement du signal séquentiel : recherche d'énergie permettant d'initialiser les boucles, transition vers la poursuite permettant de résoudre l'ambiguïté du signal BOC, et enfin poursuite.

Trois méthodes ont été étudiées dans le détail, la méthode par Elimination de la Sous Porteuse, la méthode BPSK-like et la méthode Bump Jumping. Tout d'abord, dans le chapitre 2, il a été montré que l'emploi de la méthode BPSK-like est préférable à la méthode DSSB du même type (présentée dans la littérature) qui peut, si l'on filtre le signal par un filtre à phase non linéaire, poser des problèmes de désynchronisation entre code et porteuse. Par ailleurs, une technique de recherche d'énergie basée sur la réutilisation de corrélateurs spécifiques mis en place pour la technique du Bump Jumping (qui en soit ne permet pas la recherche d'énergie) a été introduite. Une analyse théorique des traitements requis par toutes ces méthodes a été menée pour aboutir tout d'abord aux expressions de signaux en sortie de corrélateurs, et par la suite aux probabilités régissant la recherche d'énergie et à l'écart type d'erreur d'estimation de retard de code en transition.

Une série de simulation au chapitre 3 a validé l'analyse théorique. Elle a aussi permis de montrer que les trois techniques étaient équivalentes en phase de recherche d'énergie. En phase de transition par contre, la méthode par ESP se révèle potentiellement préférable aux deux autres. En effet, si l'on règle correctement les paramètres du discriminateur, notamment l'espacement

entre les corrélateurs Early et Late, la méthode ESP permet d'atteindre une meilleure précision en transition vers la poursuite et ainsi un temps passé en phase de transition plus faible. La méthode Bump Jumping quant à elle exhibe un temps de transition relativement long mais surtout non prédictible. De plus, l'implémentation de la technique ESP est plus simple que la technique BPSK-like car elle fait appel à des sous porteuses en phase et en quadrature de phase qui ne sont que des signaux rectangulaires prenant des valeurs $+1$ ou -1 . Par contre, il faut reconnaître que la technique BPSK-like permet, dans le cas d'une interférence présente sur l'un des lobes du signal BOC, le traitement d'un seul des deux lobes du signal au prix d'une perte de puissance du signal (ce que ne permet pas la méthode ESP).

Le chapitre 4 fournit une étude du phénomène multitrajets vis à vis des traitements effectués sur les signaux. L'impact de la présence de signaux réfléchis est évalué en phase de transition vers la poursuite notamment au travers de la probabilité de faux accrochage de la boucle en poursuite. Il a été montré que pour des paramètres raisonnables d'espacement de corrélateurs, de bande de filtre, de seuil de poursuite, et de C/N_0 , cette probabilité n'atteignait pas des valeurs préoccupantes. Par ailleurs une optimisation de la fonction de discrimination des signaux BOC (effectuée ici seulement sur un BOC(10,5) sans perte de généralités) passant par une minimisation de l'enveloppe d'erreur multitrajets a permis d'obtenir des résultats satisfaisants en terme de réduction du biais introduit par la présence de multitrajets. Le jitter de code s'en trouve augmenté mais le gain vis à vis de l'erreur multitrajets compense cette dégradation. Par ailleurs, une technique originale de réduction de l'erreur multitrajets est proposée. Cette technique nommée EELS, est basée, à partir d'une combinaison de corrélateurs, sur un calcul de corrections à apporter à la DLL. Elle permet d'obtenir une erreur trois à dix fois plus faible pour un BOC(1,1) et quinze à vingt-deux fois plus faible pour un BOC(10,5). La dégradation du jitter de code qu'elle entraîne n'est pas comparable par rapport à l'amélioration qu'elle apporte vis à vis des multitrajets.

Enfin, le chapitre 5 rend compte de l'étude faite sur les signaux composites dérivés du signal BOC qui sont de sérieux candidats à l'élection du signal de navigation portant le service OS en L1. Ces signaux, combinaison linéaire d'un BOC(1,1) et d'une autre composante dont la fréquence est plus haute, présentent des performances en terme de précision et d'erreur multitrajets accrues. On a montré que les méthodes de levée d'ambiguïté fonctionnent sur ces signaux. Elles ont de plus été adaptées pour traiter les deux composantes de ces signaux. Il est mis en évidence que si l'on traite uniquement la composante BOC(1,1) de ces signaux la dégradation est d'environ 1dB. Enfin, une nouvelle technique de levée d'ambiguïté spécifiquement adaptés aux signaux de type BOC(N,N) (i.e. dont la fréquence de code égale la fréquence de la sous porteuse) et aussi très efficace sur les signaux composites, est présentée. Elle s'avère être doublement intéressante. Elle permet la levée de l'ambiguïté en transition vers la poursuite, et la réduction de l'erreur multitrajets.

7.2 Perspectives

Tout d'abord, il serait intéressant d'approfondir l'étude sur l'impact de la présence d'interférences sur le traitement, reportée ici en annexe. De plus amples simulations pour différents

types de brouilleurs seraient envisageables.

Par ailleurs, les algorithmes présentés ici n'ont été testés que sur des signaux sans données. Il serait appréciable d'évaluer les performances de ces algorithmes en présence de données.

De plus, il serait avantageux d'analyser en détail une architecture où on couplerait la boucle de poursuite des signaux BOC avec une boucle utilisant les algorithmes de levée d'ambiguïté du signal BOC de façon continue avec un système de seuil permettant de passer d'une DLL à l'autre en fonction de l'erreur de code. La robustesse de cette architecture vis à vis de la dynamique serait évaluée.

En dernier lieu, bien que les simulations effectuées lors de ce travail aient été réalisées de manière à être les plus proches possible de la réalité, il serait intéressant de dépasser le cadre des simulations, et de tester les algorithmes analysés dans cette thèse sur de vrais signaux échantillonnés, dans des configurations et des environnements variés.

Annexes

Annexe A

Calcul des expressions de la fonction de corrélation des signaux NRZ

Dans cette annexe, on établit tout d'abord une expression générale de la fonction de corrélation de deux codes ([Win00]).

On considère deux signaux dont l'expression est la suivante :

$$s(t) = \sum_j c_j g_s(t + jT_c) f(t) \quad \text{et} \quad r(t) = \sum_k c_k g_r(t + kT_c) h(t) \quad (\text{A.1})$$

où :

$c_1 \dots c_{L_c}$ est une séquence définissant le code d'étalement

$g_s(t), g_r(t)$ sont les matérialisations du code

$f(t), h(t)$ sont des fonctions modulées par le code. Elles sont supposées varier lentement par rapport à T_c , la période du chip de code.

On calcule la corrélation des signaux $s(t)$ et $r(t)$ sur la période T_p (temps d'intégration cohérent) :

$$\begin{aligned} R(\tau) &= \int_{t_k - T_p}^{t_k} s(t) r(t - \tau) dt \\ &\simeq \int_{t_k - T_p}^{t_k} \sum_j c_j^2 g_s(t + jT_c) g_r(t + jT_c - \tau) f(t) h(t - \tau) dt \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

avec $c_j^2 = 1$ pour tous j .

On a supposé dans l'équation précédente que les formes d'ondes des codes, $g_s(t)$ et $g_r(t)$, sont non nulles uniquement dans l'intervalle $[-T_c/2, T_c/2]$ et que leur transition en $T_c/2$ et en $-T_c/2$ sont abruptes. Ainsi, on peut supposer que les termes croisés du produit $s(t).r(t)$ sont négligeables.

On a :

$$R(\tau) \simeq \sum_j \int_{t_k - T_p}^{t_k} g_s(t + jT_c) g_r(t + jT_c - \tau) f(t) h(t - \tau) dt$$

On pose $u = t + jT_c$, et on obtient :

$$\begin{aligned} R(\tau) &= \sum_j \int_{t_k + jT_c - T_p}^{t_k + jT_c} g_s(u) g_r(u - \tau) f(u - jT_c) h(u - jT_c - \tau) du \\ &\simeq \sum_j \int_{-3T_c/2}^{3T_c/2} g_s(u) g_r(u - \tau) f(u - jT_c) h(u - jT_c - \tau) du \end{aligned}$$

La supposition faite sur $g_s(t)$ et $g_r(t)$, fonctions non nulles uniquement dans l'intervalle $[-T_c/2, T_c/2]$, permet de réduire l'intervalle d'intégration dans la dernière expression.

De plus, si la variation de $f(t)$ et $h(t)$ est très lente par rapport à T_c , alors on peut supposer que le produit $f(u - jT_c)h(u - jT_c - \tau)$ est constant pour chaque intervalle de longueur $3T_c$. En utilisant le théorème de la valeur moyenne (où le produit $f(u - jT_c)h(u - jT_c - \tau)$ est pris en $u = 0$), on peut alors écrire :

$$\begin{aligned} R(\tau) &\simeq \sum_j f(jT_c) h(jT_c - \tau) \int_{-3T_c/2}^{3T_c/2} g_s(u) g_r(u - \tau) dt \\ &\simeq \sum_j f(jT_c) h(jT_c - \tau) \int_{-\infty}^{+\infty} g_s(u) g_r(u - \tau) dt \\ &\simeq R_{s,r}(\tau) \int_{t_k - T_p}^{t_k} f(t) h(t - \tau) dt \end{aligned} \tag{A.3}$$

Dans la dernière équation, on approxime la somme par l'intégrale où l'intervalle d'intégration correspond à l'intervalle d'intégration du code (bande de pré-détection).

$R_{s,r}(\tau)$ représente la fonction de corrélation entre $s(t)$ et $r(t)$.

Annexe B

Corrélation des bruits en sortie de corrélateurs

Sommaire

B.0.1	Calcul appliqué à la méthode BPSK-like	165
B.0.2	Calcul appliqué à la méthode ESP	166

B.0.1 Calcul appliqué à la méthode BPSK-like

Tout d'abord, rappelons la propriété d'un bruit blanc :

si $f(t)$ et $g(t)$ sont deux fonctions déterministes et si $n(t)$ est un bruit blanc Gaussien de densité spectrale de puissance $N_0/2$ alors, on a :

$$E \left[\left(\int_a^b n(t)f(t)dt \right) \cdot \left(\int_a^b n(t)g(t)dt \right) \right] = \frac{N_0}{2} \int_a^b f(t)g(t)dt \quad (\text{B.1})$$

Le bruit en sortie de corrélateur s'écrit :

$$n_{Y_i}(t_k, \hat{\tau}) = \frac{1}{T_p} \int_{t_k-T_p}^{t_k} [n * h_i](t)v_i^*(t - \hat{\tau})dt = n_{I_i}(t_k, \hat{\tau}) + j.n_{Q_i}(t_k, \hat{\tau}) \quad (\text{B.2})$$

avec :

$$v_i(t - \hat{\tau}) = c(t - \hat{\tau})e^{-j\phi_i(t)} \quad (\text{B.3})$$

$v_i(t)$ est le signal local de référence. 'i' désigne l'indice 'H'ou 'L'. On pose : $v_{i-}(t) = v_i(-t)$
Puis étant que T_p est grand devant la période du signal v_i :

$$\begin{aligned} \int_{t_k-T_p}^{t_k} [n * h_i](t)v_i^*(t - \hat{\tau})dt &\simeq [(n * h_i)(t) * v_{i-}^*](\hat{\tau}) \\ &= n(t) * (h_{i-}^* * v_i)_-(\hat{\tau}) \\ &= \int_{t_k-T_p}^{t_k} n(t) [h_{i-}^* * v_i]^*(t - \hat{\tau})dt \end{aligned}$$

Ainsi, filtrer le bruit reçu et le corrélérer avec la référence locale, revient à corrélérer le bruit reçu avec la référence locale filtrée par le conjugué de ce même filtre. On note :

$$r_{fi}(t) = [h_{i-}^* * v_i](t) \quad (\text{B.4})$$

$r_{fi}(t)$ est le signal de référence locale filtré par le conjugué du filtre appliqué au signal reçu. On calcule maintenant la corrélation des bruits en sortie de corrélateurs :

$$\begin{aligned} R_{n_{I_i}}(\lambda) &= R_{n_{Q_i}}(\lambda) = \frac{1}{2} \text{Re} (E [n_{Y_i}(t_k, \tau_1) n_{Y_i}(t_k, \tau_2)]) \\ &= \frac{1}{2} \frac{1}{T_p^2} \text{Re} \left(E \left[\int_{t_k-T_p}^{t_k} n(t) r_{fi}(t - \tau_1) dt \cdot \int_{t_k-T_p}^{t_k} n(t) r_{fi}^*(t - \tau_2) dt \right] \right) \quad \text{avec } \lambda = \tau_2 - \tau_1 \\ &= \frac{N_0}{4T_p^2} \int_{t_k-T_p}^{t_k} r_{fi}(t - \tau_1) \cdot r_{fi}^*(t - \tau_2) dt \\ &= \frac{N_0}{4T_p} R_{r_{fi}}(\lambda) \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

La corrélation des bruits en sortie de corrélateur est proportionnelle à la fonction d'auto-corrélation de la référence locale filtrée.

B.0.2 Calcul appliqué à la méthode ESP

Le bruit en sortie de corrélateur s'écrit :

$$n_{Y_i}(t_k) = \frac{1}{T_p} \int_{t_k-T_p}^{t_k} [n * h](t) r_i(t - \hat{\tau}) dt \quad (\text{B.6})$$

i désigne ici l'indice "I" ou "Q". Si on note :

$$r_{fi}(t) = [h_{-}^* * r_i](t) \quad (\text{B.7})$$

On obtient, après des calculs très semblables à ceux du paragraphe précédent :

$$R_{n_{I_I}}(\lambda) = R_{n_{Q_I}}(\lambda) = \frac{N_0}{4T_p} R_{r_{fI}}(\lambda) \quad (\text{B.8})$$

$$R_{n_{I_Q}}(\lambda) = R_{n_{Q_Q}}(\lambda) = \frac{N_0}{4T_p} R_{r_{fQ}}(\lambda) \quad (\text{B.9})$$

De même ici, La corrélation des bruits en sortie de corrélateur est proportionnelle à la fonction d'autocorrélation de la référence locale filtrée.

Annexe C

Caractère du bruit sur les voies de corrélation

Toute opération linéaire sur un processus Gaussien, donne un processus Gaussien. Donc pour la méthode **BPSK-like**, les quatre bruits $n_{I_H}, n_{Q_H}, n_{I_L}, n_{Q_L}$ sont Gaussiens. On vérifie ici en simulation, par le calcul du kurtosis que ces quatre bruits sont bien Gaussiens. Le kurtosis d'une variable aléatoire centré s'exprime de la façon suivante :

$$K(X) = \frac{E[X^4]}{E[X^2]^2} \quad (\text{C.1})$$

Le kurtosis donne une indication sur la ressemblance de la distribution d'une variable aléatoire à une distribution Gaussienne. Sachant qu'une variable Gaussienne a un kurtosis de 3. Ici, on a :

$$\begin{aligned} K(n_{I_H}) &= 2.9959 \\ K(n_{Q_H}) &= 2.9888 \\ K(n_{I_L}) &= 2.9976 \\ K(n_{Q_L}) &= 3.0019 \end{aligned}$$

Le kurtosis des quatre bruits est très proche de 3. On vérifie donc par ce calcul du kurtosis que ces bruits sont Gaussiens. La Figure C.1, illustre la comparaison entre la densité de probabilité du bruit n_{I_H} et la densité de probabilité Gaussienne.

Pour la méthode par **Elimination de la Sous Porteuse**, on effectue la même vérification sur les bruits $n_{I_I}, n_{Q_I}, n_{I_Q}, n_{Q_Q}$.

Calcul du Kurtosis :

$$\begin{aligned} K(n_{I_I}) &= 3.0121 \\ K(n_{Q_I}) &= 2.9889 \\ K(n_{I_Q}) &= 2.9987 \\ K(n_{I_Q}) &= 2.9987 \end{aligned}$$

La Figure C.2 illustre la comparaison entre la densité de probabilité du bruit n_{I_I} et la densité de probabilité Gaussienne.

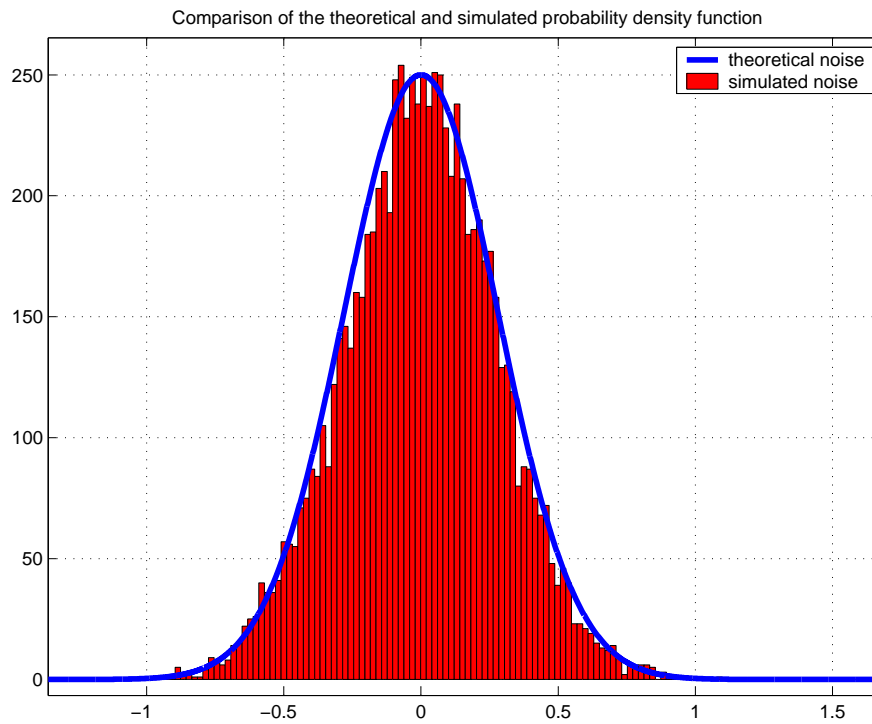


FIG. C.1 – Comparaison de la densité de probabilité de n_{I_H} et de la densité de probabilité théorique Gaussienne

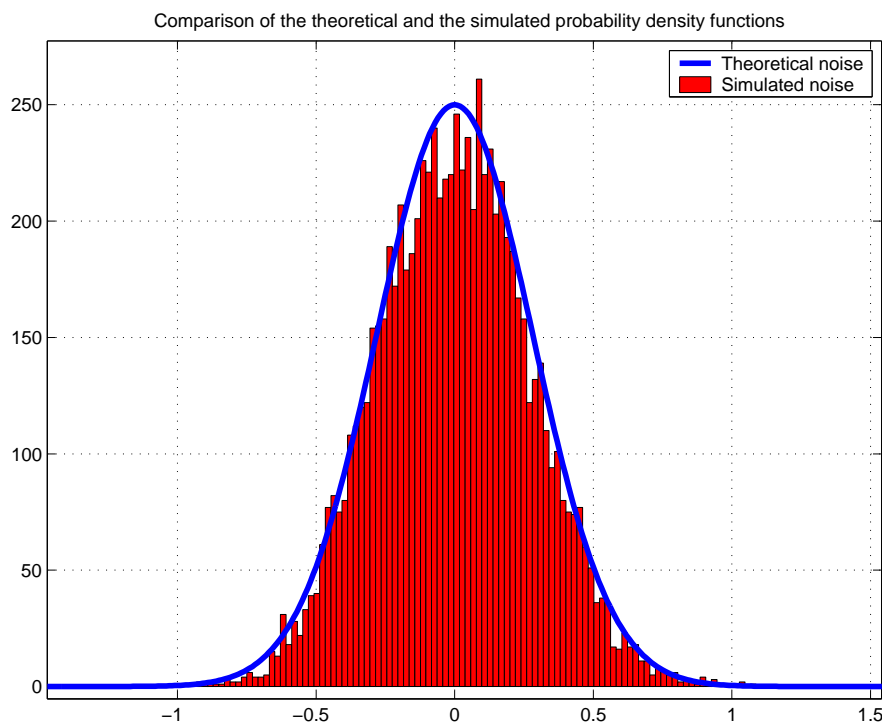


FIG. C.2 – Comparaison entre la distribution du bruit n_{I_I} et la densité de probabilité Gaussienne

Annexe D

Acquisition et poursuite de signaux BOC en présence d'interférences

Sommaire

D.1 Introduction	169
D.2 Calcul des signaux en sortie de corrélateur	169
D.2.1 Code d'étalement périodique	170
D.2.2 Cas d'un code d'étalement non périodique	171
D.3 Calcul du SNIR et du $\left(\frac{C}{N_0}\right)_{eff}$ en présence d'interférence	173
D.4 Résultats de simulation	175

D.1 Introduction

Ce chapitre a pour but d'évaluer l'impact de la présence d'interférence lors de l'acquisition et la poursuite des signaux BOC. Afin de comparer les résultats dans le cas où une interférence est présente et dans le cas où le signal n'est affecté d'aucune interférence, deux développements sont menés ici. D'une part les calculs permettant d'obtenir les expressions des signaux en sortie de corrélateurs lorsque le signal reçu est affecté par la présence d'interférences (dans cette partie, on développera les calculs uniquement pour une CW) sont développés. D'autre part, on donnera le calcul permettant d'obtenir le rapport signal sur bruit équivalent en présence d'interférence. Cette étude s'appuie sur le rapport [BK99].

D.2 Calcul des signaux en sortie de corrélateur

Dans cette partie nous calculons l'expression des signaux en sortie de corrélateur pour l'exemple d'une interférence CW. On va distinguer deux cas : le cas où le code d'étalement utilisé est un code périodique, et le cas, où le code d'étalement est non périodique.

D.2.1 Code d'étalement périodique

Nous nous plaçons ici dans le cas où le signal reçu est seulement affecté par une CW et bruit Gaussien. Le signal reçu a donc pour expression :

$$s(t) = \sqrt{2C_s}d(t-\tau)c(t-\tau)e^{i\theta} + \sqrt{2C_j}e^{i(2\pi f_j t - \theta_j)} + n(t) \quad (D.1)$$

C_j , f_j et θ_j sont respectivement la puissance, la fréquence et le déphasage de l'interférence. On suppose que la fréquence intermédiaire vaut 0.

Les signaux en sortie de corrélateur ont pour expression :

$$\gamma_c = \int_{t_d-T_p}^{T_p} s(t).e^{-i\hat{\theta}}c(t-\hat{\tau})dt \quad (D.2)$$

T_p est le temps de d'intégration. On obtient alors :

$$\gamma_c = \frac{\sqrt{2C_s}}{2}d(t_d)R(\varepsilon_\tau)e^{i\varepsilon\theta} + \frac{\sqrt{2C_j}}{2} \underbrace{\int_{t_d-T_p}^{T_p} \left[e^{(2\pi f_j t - \Delta\theta_j)} \right] c(t-\hat{\tau})dt}_{R_j(\hat{\tau})} + n_s(t) \quad (D.3)$$

$$R_j(\hat{\tau}) = \int_{-\infty}^{\infty} g_j(t)c(t-\hat{\tau})dt \quad (D.4)$$

où

$$g_j(t) = e^{(2\pi f_j t - \Delta\theta_j)} \text{rect}\left(\frac{t-t_d}{T_p}\right) \quad (D.5)$$

En appliquant une transformation de Fourier, on obtient :

$$T_j(f) = G_j(f).S_c(f) \quad (D.6)$$

où $G_j(f)$ et $S_c(f)$ sont respectivement les transformées de Fourier de $g_j(t)$ et de $c(t)$. Or on a :

$$G_j(f) = \left[\delta(f-f_j)e^{-i\Delta\theta_j} \right] * \left[T_p e^{-i\pi f t_d} \text{sinc}(\pi f T_p) \right] \quad (D.7)$$

Par ailleurs, la transformée de Fourier de $c(t)$ est le produit de la transformée de la forme d'onde du signal par la transformée de Fourier du code d'étalement. Nous nous plaçons ici dans le cas où le code est périodique.

Si l'on suppose que le code d'étalement est périodique, alors le spectre $S_c(f)$ s'écrit :

$$S_c(f) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{L_c} S_m(kf_R) C_0(k) \delta(f - kf_R) \quad (D.8)$$

f_R est la période de répétition du code, et L_c est la longueur du code. C_0 est la transformée du code d'étalement considéré, C_0 est périodique de période L_c , et S_m est l'expression du spectre de la forme d'onde du code. On remarque que $S_c(f)$ est un spectre de raie.

On k_0 l'index de la raie du code telle que $k_0 f_R \in \left[\Delta f - \frac{1}{2T_p}; \Delta f + \frac{1}{2T_p} \right]$. On considère ici que

seules les raies du code situées à des fréquences correspondantes au lobe principal du spectre S_m ont un impact significatif. En notant $\eta_f = k_0 f_R - f_j$ et $\beta(k_0) = \frac{1}{L_c} S_m(k_0 f_R) C_0(k_0)$, on a :

$$T_j(f) = T_p e^{-i\pi f t_d} e^{i(\pi f_j t_d - \Delta\theta_j)} \text{sinc}(\pi \eta_f T_p) \beta(k_0) \delta(f - k_0 f_R) \quad (\text{D.9})$$

En appliquant une transformée de Fourier inverse, on a dans le domaine temporel :

$$R_j(\hat{\tau}) = T_p \beta(k_0) \text{sinc}(\pi \eta_f T_p) e^{i(2\pi k_0 f_R(\hat{\tau}) - \frac{t_d}{2} + 2\pi f_j \frac{t_d}{2} - \Delta\theta_j)} \quad (\text{D.10})$$

On note $\phi(t_d) = 2\pi(f_j - k_0 f_R) \frac{t_d}{2} - \Delta\theta_j$.

Ainsi les expressions finales des signaux sur les voies en phase et en quadrature sont :

$$I(\hat{\tau}, t_d) = \frac{\sqrt{2C_s}}{2} d(t_d) R(\epsilon_\tau) \cos(\epsilon_p) \quad (\text{D.11})$$

$$+ \frac{\sqrt{2C_j}}{2} T_p \beta(k_0) \text{sinc}(\pi \eta_f T_p) \cos(2\pi k_0 f_R(\hat{\tau}) + \phi(t_d)) + n_I(t_d) \quad (\text{D.12})$$

$$Q(\hat{\tau}, t_d) = \frac{\sqrt{2C_s}}{2} d(t_d) R(\epsilon_\tau) \sin(\epsilon_p) \quad (\text{D.13})$$

$$- \frac{\sqrt{2C_j}}{2} T_p \beta(k_0) \text{sinc}(\pi \eta_f T_p) \sin(2\pi k_0 f_R(\hat{\tau}) + \phi(t_d)) + n_Q(t_d) \quad (\text{D.14})$$

Finalement, l'influence du brouilleur CW dépend fortement du rapport de la puissance du brouilleur par rapport à la puissance de signal GPS reçu, du décalage fréquentiel du brouilleur par rapport au signal reçu, et du poids de la raie du code qui est frappée par le brouilleur.

D.2.2 Cas d'un code d'étalement non périodique

Nous considérerons dans cette partie que le code est non périodique ou suffisamment long pour faire l'approximation qu'il est non périodique. On peut alors écrire :

$$R_c(\tau) = \delta(\tau) \quad (\text{D.15})$$

Dans ce cas, le spectre $S_c(f)$ est équivalent au spectre de la forme d'onde du signal. $S_c(f)$ s'écrit :

$$S_c(f) = S_m(f) \quad (\text{D.16})$$

c'est à dire par exemple :

$$S_c(f) = T_c \text{sinc}(\pi f T_c) \quad \text{pour un signal BPSK} \quad (\text{D.17})$$

$$S_c(f) = T_c \text{sinc}(\pi f T_c) \tan(\pi f T_{sp}/2) \quad \text{pour un signal BOC} \quad (\text{D.18})$$

T_c est la longueur d'une bribe de code. T_{sp} est la période de la sous porteuse du signal BOC.

$$T_j(f) = \left[T_p e^{-i\pi(f-f_j)t_d} e^{-i\Delta\theta_j} \text{sinc}(\pi(f-f_j)T_p) \right] \cdot S_m(f) \quad (\text{D.19})$$

Afin de simplifier les calculs, nous nous placerons dans le cas le plus pénalisant où la CW est centrée sur le lobe principal du spectre du signal d'intérêt. En remarquant que $T_p \gg T_c$, on a :

$$T_j(f) \approx \left[T_p e^{-i\pi(f-f_j)t_d} e^{-i\Delta\theta_j} \text{sinc}(\pi(f-f_j)T_p) \right] \cdot S_m(f_j) \quad (\text{D.20})$$

En appliquant une transformée de Fourier inverse on a :

$$R_j(\hat{\tau}) = e^{-i\Delta\theta_j} \text{rect}\left(\frac{\hat{\tau} - t_d/2}{T_p}\right) \cdot S_m(f_j) \quad (\text{D.21})$$

Ainsi les expressions finales des signaux sur les voies en phase et en quadrature deviennent :

$$I(\hat{\tau}, t_d) = \frac{\sqrt{2C_s}}{2} d(t_d) R(\epsilon_\tau) \cos(\epsilon_p) \quad (\text{D.22})$$

$$+ \frac{\sqrt{2C_j}}{2} \cdot S_m(f_j) \text{rect}\left(\frac{\hat{\tau} - t_d/2}{T_p}\right) \cos(\Delta\theta_j) + n_I(t_d)$$

$$Q(\hat{\tau}, t_d) = \frac{\sqrt{2C_s}}{2} d(t_d) R(\epsilon_\tau) \sin(\epsilon_p) \quad (\text{D.23})$$

$$- \frac{\sqrt{2C_j}}{2} \cdot S_m(f_j) \text{rect}\left(\frac{\hat{\tau} - t_d/2}{T_p}\right) \sin(\Delta\theta_j) + n_Q(t_d)$$

D.3 Calcul du SNIR et du $\left(\frac{C}{N_0}\right)_{eff}$ en présence d'interférence

On appelle $s(t)$ le signal émis comprenant le code d'étalement et les données. Le signal reçu s'exprime de la façon suivante :

$$x(t) = e^{i\theta} s_1(t - \tau) + w(t) \quad (D.24)$$

$s_1(t - \tau)$ est le signal d'intérêt filtré, θ est l'erreur sur la phase de porteuse, et $w(t)$ est le signal filtré composé du bruit additionné du signal d'interférence. Le temps d'intégration utilisé au sein du corrélateur est T_p . Le retard de propagation estimé est noté $\hat{\tau}$. Par simplicité et sans perte de généralité, on prendra $\tau = 0$.

En sortie de corrélateur, l'expression du signal est :

$$\lambda_c(\hat{\tau}, \theta) = Re \left[\frac{1}{T_p} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} e^{i\theta} s_1(t) s^*(t - \hat{\tau}) dt + \frac{1}{T_p} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} w(t) s^*(t - \hat{\tau}) dt \right] \quad (D.25)$$

$$= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{T_p} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} e^{i\theta} s_1(t) s^*(t - \hat{\tau}) dt + \frac{1}{T_p} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} w(t) s^*(t - \hat{\tau}) dt \right] \quad (D.26)$$

$$+ \frac{1}{T_p} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} e^{-i\theta} s_1^*(t) s(t - \hat{\tau}) dt + \frac{1}{T_p} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} w^*(t) s(t - \hat{\tau}) dt \right] \quad (D.27)$$

On calcule la moyenne, le bruit étant centré :

$$E[\lambda_c(\hat{\tau}, \theta)] = \frac{e^{i\theta}}{2T_p} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} \int_{-B_r/2}^{B_r/2} S(f) H(f) s^*(t - \hat{\tau}) e^{i2\pi f t} dt df \quad (D.28)$$

$$+ \frac{e^{-i\theta}}{2T_p} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} s_1^*(t) s(t - \hat{\tau}) dt \quad (D.29)$$

$$= \frac{e^{i\theta}}{2T_p} \int_{-B_r/2}^{B_r/2} S(f) H(f) \int_{-T_p/2}^{T_p/2} s^*(t - \hat{\tau}) e^{i2\pi f t} df dt \quad (D.30)$$

$$+ \frac{e^{-i\theta}}{2T_p} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} s_1^*(t) s(t - \hat{\tau}) dt \quad (D.31)$$

$$= \frac{e^{i\theta}}{2} C_s \int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) H(f) e^{i2\pi f \hat{\tau}} df + \frac{e^{-i\theta}}{2} C_s \int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) H^*(f) e^{i2\pi f \hat{\tau}} df \quad (D.32)$$

$$= C_s Re \left[e^{i\theta} \int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) H(f) e^{i2\pi f \hat{\tau}} df \right] \quad (D.33)$$

Afin de calculer la variance du signal de sortie :

$$E[\lambda_c(\hat{\tau}, \theta)^2] = \frac{1}{4} \left[\frac{1}{T_p} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} e^{i\theta} s_1(t) s^*(t - \hat{\tau}) dt + \frac{1}{T_p} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} w(t) s^*(t - \hat{\tau}) dt \right] \quad (D.34)$$

$$+ \frac{1}{T_p} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} e^{-i\theta} s_1^*(t) s(t - \hat{\tau}) dt + \frac{1}{T_p} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} w^*(t) s(t - \hat{\tau}) dt \right] \quad (D.35)$$

ce qui donne :

$$\begin{aligned}
E[\lambda_c(\hat{\tau}, \theta)^2] &= \left[\frac{e^{i\theta}}{2T_p} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} s_1(t) s^*(t - \hat{\tau}) dt \right]^2 \\
&+ \frac{1}{2T_p^2} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} s_1(t) s^*(t - \hat{\tau}) dt \int_{-T_p/2}^{T_p/2} s_1^*(t) s(t - \hat{\tau}) dt \\
&+ E \left[\frac{1}{2T_p^2} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} w(t) s^*(t - \hat{\tau}) dt \int_{-T_p/2}^{T_p/2} w^*(t) s(t - \hat{\tau}) dt \right] \\
&+ \left[\frac{e^{-i\theta}}{2T_p} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} s_1^*(t) s(t - \hat{\tau}) dt \right]^2
\end{aligned} \tag{D.36}$$

$$\begin{aligned}
E[\lambda_c(\hat{\tau}, \theta)^2] &= \left[\frac{e^{i\theta}}{2} C_s \int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) H(f) e^{i2\pi f \tau} df \right]^2 \\
&+ \frac{C_s^2}{2} \left[\int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) H(f) e^{i2\pi f \tau} df \right] \cdot \left[\int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) H^*(f) e^{i2\pi f \tau} df \right] \\
&+ E \left[\frac{1}{2T_p^2} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} \int_{-T_p/2}^{T_p/2} w^*(t_1) s(t_1 - \hat{\tau}) dt_1 w(t_2) s^*(t_2 - \hat{\tau}) dt_2 \right] \\
&+ \left[\frac{e^{-i\theta}}{2} C_s \int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) H^*(f) e^{i2\pi f \tau} df \right]^2 \\
E[\lambda_c(\hat{\tau}, \theta)^2] &= \left[\frac{e^{i\theta}}{2} C_s \int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) H(f) e^{i2\pi f \tau} df \right]^2 \\
&+ \frac{C_s^2}{2} \left[\int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) H(f) e^{i2\pi f \tau} df \right] \cdot \left[\int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) H^*(f) e^{i2\pi f \tau} df \right] \\
&+ \frac{C_s}{2T_p^2} \int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_w(f) G_s(f) df \\
&+ \left[\frac{e^{-i\theta}}{2} C_s \int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) H^*(f) e^{i2\pi f \tau} df \right]^2
\end{aligned} \tag{D.37}$$

comme :

$$Var [\lambda_c(\hat{\tau}, \theta)] = E[\lambda_c(\hat{\tau}, \theta)^2] - E[\lambda_c(\hat{\tau}, \theta)]^2 \tag{D.38}$$

d'où :

$$Var [\lambda_c(\hat{\tau}, \theta)] = \frac{C_s}{2T_p} \int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_w(f) G_s(f) df \tag{D.39}$$

Le SNIR est défini comme suit :

$$\rho_c(\hat{\tau}, \theta) = \frac{E[\lambda_c(\hat{\tau}, \theta)]^2}{Var [\lambda_c(\hat{\tau}, \theta)]} \tag{D.40}$$

Le calcul de la DSP du signal $w(t)$ en décomposant $w(t)$ en la somme du bruit blanc et du signal brouilleur, on a :

$$G_w(f) = |H(f)|^2 [N_0 + C_j G_j(f)] \quad (\text{D.41})$$

enfin, on a :

$$\rho_c(\hat{\tau}, \theta) = \frac{2T_p \frac{C_s}{N_0} \operatorname{Re} \left[e^{i\theta} \int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) H(f) e^{i2\pi f \hat{\tau}} df \right]^2}{\int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) |H(f)|^2 df + \frac{C_j}{N_0} \int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) G_j(f) |H(f)|^2 df} \quad (\text{D.42})$$

Le rapport SNIR atteint un maximum en $\theta = 0$ et $\tau = 0$. On a alors :

$$SNIR = \frac{2T_p \frac{C_s}{N_0} \left[\int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) H(f) df \right]^2}{\int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) |H(f)|^2 df + \frac{C_j}{N_0} \int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) G_j(f) |H(f)|^2 df} \quad (\text{D.43})$$

Le $\frac{C}{N_0}$ effectif noté $\left(\frac{C}{N_0}\right)_{eff}$ a pour expression :

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_{eff} = \frac{\frac{C_s}{N_0} \left[\int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) H(f) df \right]}{\int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) |H(f)|^2 df + \frac{C_j}{N_0} \int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) G_j(f) |H(f)|^2 df} \quad (\text{D.44})$$

On en déduit la variance de l'erreur de poursuite de code :

$$\sigma_{CEL P}^2 = 2B_l T_p (1 - 1/2B_l T_p) \frac{\int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) \sin^2(\pi f \Delta_{cs}) df + \frac{C_j}{N_0} \int_{-B_r/2}^{B_r/2} G_s(f) G_j(f) \sin^2(\pi f \Delta_{cs}) df}{2(2\pi)^2 T_p \frac{C_s}{N_0} \left(\int_{-B_r/2}^{B_r/2} f G_s(f) \sin(\pi f \Delta_{cs}) df \right)^2}$$

D.4 Résultats de simulation

Sur la figure D.1 sont tracées les DSP des signaux étudiés dans ce chapitre : le signal de navigation BOC(10,5), une interférence CW, et une interférence de type bruit blanc filtrée. Les interférences sont centrées ici sur les lobes principaux du signal.

La figure D.2 montre le $(C/N_0)_{eff}$, i.e. le C/N_0 équivalent en présence d'interférence. Les rouge et magenta, représente le cas où l'interférence est de type brouilleur adapté. C'est à dire que le brouilleur a la même forme que le signal utilise ou une forme très proche. Dans notre cas présent, les brouilleurs adaptés ont été choisis comme étant des signaux modulés de type BOC(10,5) ou BOC(14,2).

En figure D.3 sont affichés les résultats de simulation lorsqu'on réalise une recherche d'énergie en présence d'interférence, de type CW, bruit blanc filtré, ou brouilleur adapté BOC(10,5) ou BOC(14,2). Le signal utile étant encore ici un signal de type BOC(10,5). Cette courbe met en évidence que les brouilleurs qui apportent la plus grande dégradation sont dans l'ordre un brouilleur CW, un bruit blanc filtré bande étroite, un brouilleur adapté au signal utile BOC(10,5), et dans une moindre mesure un brouilleur de type BOC(14,2). Le rapport J/S est ici fixé à 30dB.

La figure D.4 illustre les résultats en terme de jitter de code en poursuite en présence des mêmes interférences que précédemment. Les résultats théoriques sont tracés ainsi que

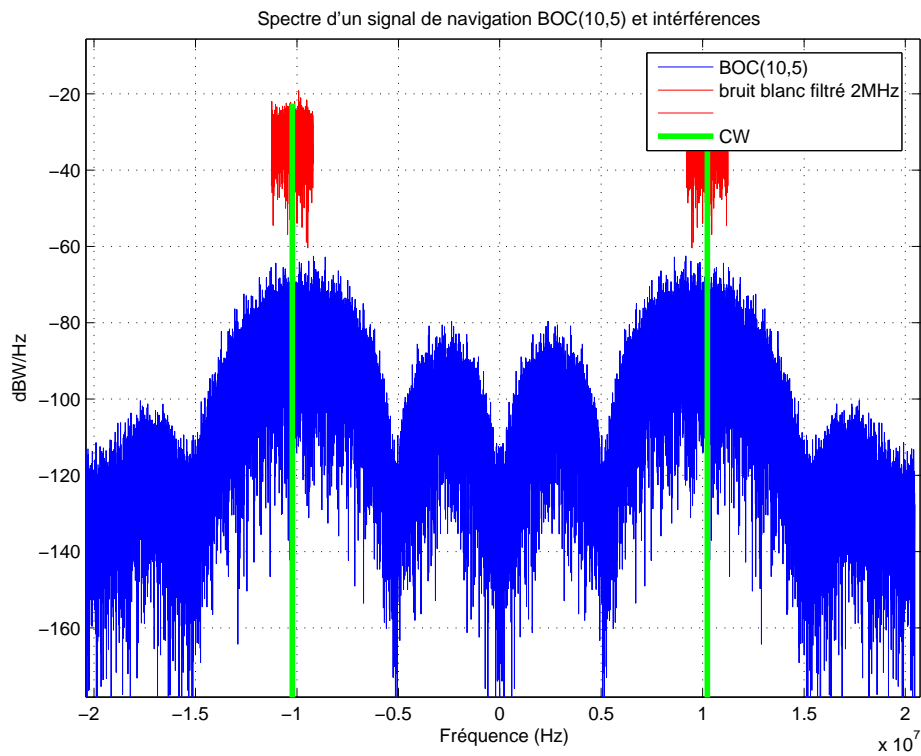
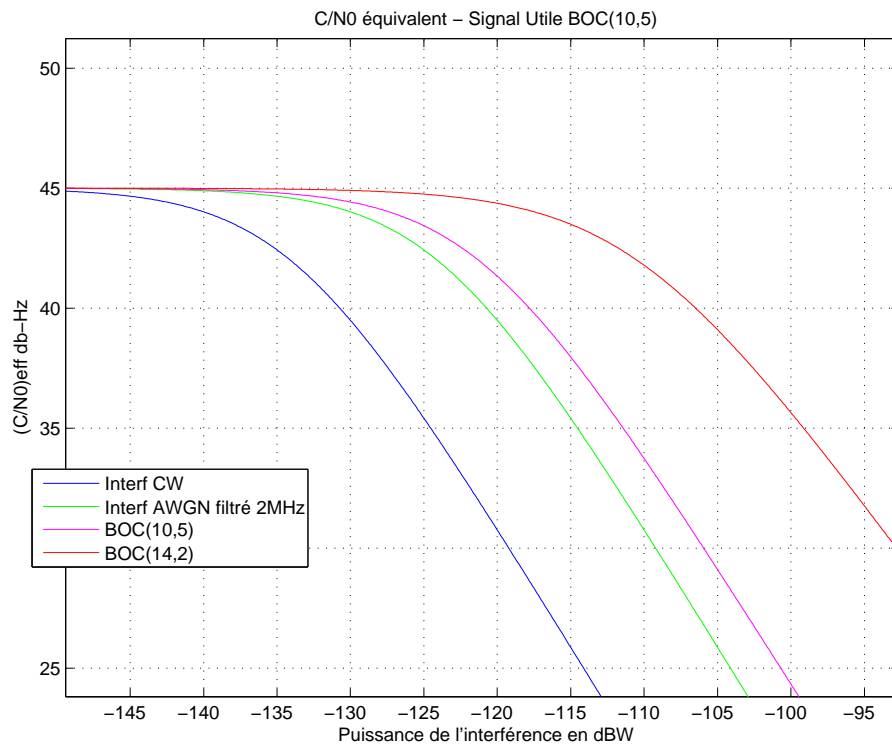


FIG. D.1 – Exemple de spectre de signal de navigation et interférent

FIG. D.2 – C/N_0 équivalent en présence d'interférences

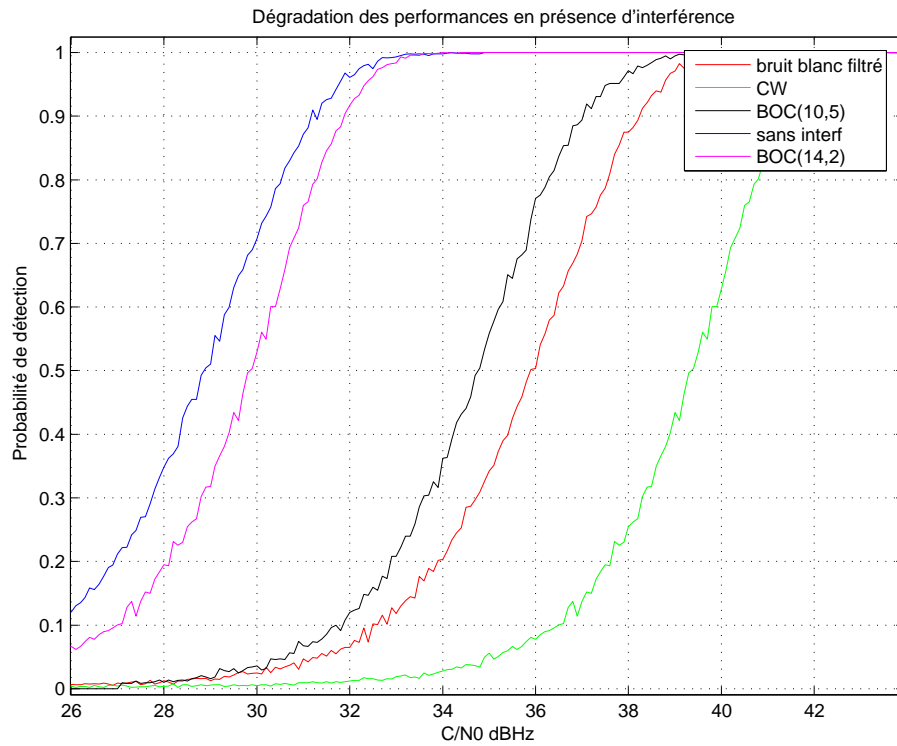


FIG. D.3 – Probabilité de détection en phase d'acquisition en présence d'interférences

des résultats de simulation. On constate que les résultats de simulation correspondent bien aux résultats théoriques. Par ailleurs, les mêmes conclusions que précédemment quant à l'impact du brouilleur en fonction de son type peuvent être faites. Encore une fois, on vérifie que l'interférence la plus préoccupante est de type CW.

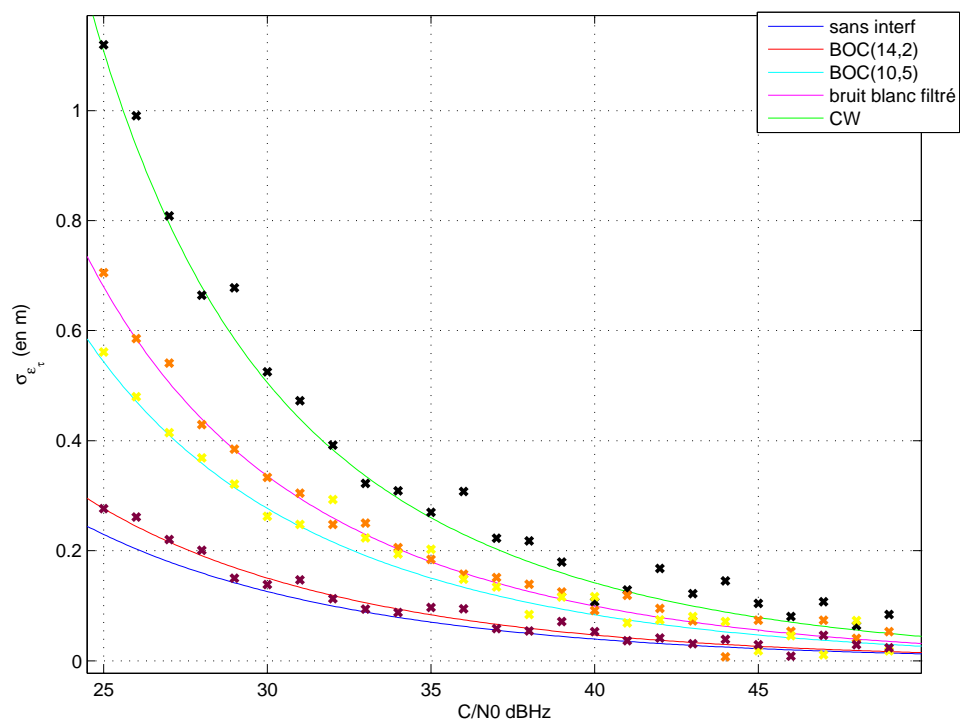


FIG. D.4 – Précision de la boucle de code en présence d'interférences

Annexe E

Etude détaillée de l'algorithme du Bump Jumping

Sommaire

E.1	Description de l'algorithme	179
E.2	Phase d'acquisition	180
E.3	Performances en poursuite	181

La fonction de corrélation du signal BOC présente plusieurs pics. Le risque d'asservissement sur un pic secondaire est alors important. Le but de l'algorithme du Bump Jumping est de détecter le pic central de corrélation et de maintenir les boucles de poursuite accrochées sur ce pic. Alors que les récepteurs classiques utilisent des signaux locaux Early, Prompt, et Late pour réaliser les corrélations et poursuivre le code, cet algorithme nécessite deux références locales supplémentaires : Very Early et Very Late. Elles serviront à "surveiller" si le récepteur est asservi sur le pic central ou pas.

E.1 Description de l'algorithme

Comme il a été rappelé précédemment, l'algorithme Bump Jumping met en jeu cinq corrélateurs : Early, Prompt, Late, Very Early et Very Late. L'espacement Early-Late est faible, il peut par exemple être égal à la distance entre le maximum du pic central et le premier passage à zéro. On se sert des corrélateurs E , L et P pour réaliser une boucle de code. La sortie P est donc au maximum d'un pic de corrélation. L'espacement entre la voie VE et P , et entre VL et P est égal à la distance entre deux pics de la fonction d'autocorrélation au carré (cad $\frac{T_{sp}}{2}$). Ainsi, lorsque le corrélateur Prompt est aligné sur le pic central les corrélateurs VE et VL sont alignés sur les pics secondaires de part et d'autre de ce pic central. On procède de la manière suivante : On compare la sortie du corrélateur P avec les sorties des corrélateurs VE et VL . Si la sortie du corrélateur VE ou celle du corrélateur VL est plus grande que celle du corrélateur P , alors on effectue un " saut " de $T_{sp}/2$ dans la direction appropriée. Cette comparaison est effectuée à l'aide de compteurs, un pour chaque voie : VE , VL . Si la sortie de VL ou la sortie de VE est la plus grande, le compteur correspondant est incrémenté et l'autre compteur est décrémenté. Si c'est la sortie du corrélateur P qui est la plus grande, les deux

compteurs sont décrémentés. Aucun compteur n'est décrémenté au delà de zéro. Le saut est effectué dans la direction correspondant au compteur qui a dépassé un certain seuil T . Tous les compteurs sont ensuite remis à zéro.

Cette description correspond à la méthode utilisée en poursuite pour la voie en phase. Cela suppose que la phase est résolue et que la composante en quadrature de phase égale zéro. Dans le cas contraire, on compare $I_{VL}^2 + Q_{VL}^2$; $I_P^2 + Q_P^2$; et $I_{VE}^2 + Q_{VE}^2$.

E.2 Phase d'acquisition

L'algorithme du Bump Jumping tel qu'il est présenté ne permet pas de faire une acquisition du signal non ambiguë, mais permet de s'assurer en phase de transition et en poursuite que l'on est bien asservi sur le pic central de corrélation.

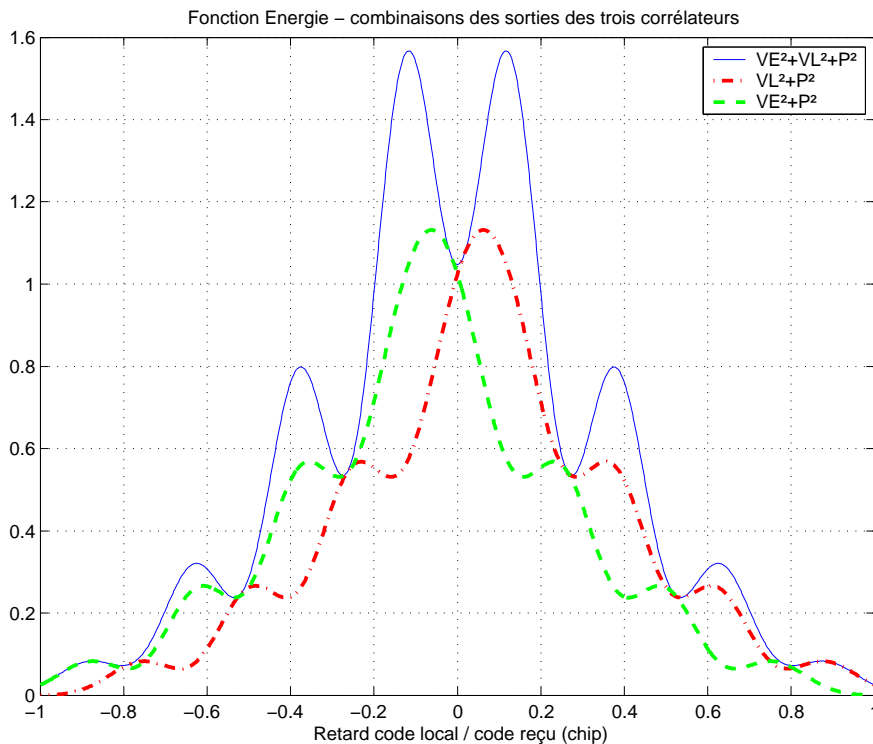


FIG. E.1 – Energie combinées des signaux en sortie de corrélateurs

Néanmoins, on peut utiliser les deux corrélateurs VE et VL mis en place pour retrouver une fonction d'énergie non ambiguë. En effet, si l'on combine les sorties au carré des corrélateurs VE , VL , et P , on peut retrouver un fonction d'énergie en forme de cloche et éliminer les passages à zéro présents dans la fonction d'énergie du BOC (Figure E.1). Ainsi, tout risque de détection manquée due à un passage à zéro de la fonction de corrélation est écarté.

E.3 Performances en poursuite

On cherche ici à évaluer la probabilité de succès de l'algorithme d'après l'étude faite dans [FW99]. Supposons que le seuil de saut soit fixé à $T = 6$. Soit p la probabilité qu'un certain échantillon à la sortie d'un corrélateur VE , VL ou P soit le plus grand des trois. On pose :

$$V(m) = \begin{pmatrix} P_0(m) \\ P_1(m) \\ P_2(m) \\ P_3(m) \\ P_4(m) \\ P_5(m) \\ P_6(m) \end{pmatrix} \quad (\text{E.1})$$

où $P_N(m)$ est la probabilité que le compteur correspondant soit égal à N à l'instant m (cad après l'évaluation de m échantillons). On définit alors une matrice de passage décrivant l'évolution de V en fonction de m . Cette matrice vaut :

$$M = \begin{pmatrix} q & q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ p & 0 & q & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p & 0 & q & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p & 0 & q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p & 0 & q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{E.2})$$

Et si p représente la probabilité qu'un certain échantillon à la sortie d'un corrélateur VE , VL ou P soit le plus grand des trois, on a $q = 1 - p$. Et étant donné que les compteurs sont initialisés à 0, on a :

$$V(0) = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{E.3})$$

On a enfin :

$$V(m) = M^m \cdot V(0) \quad (\text{E.4})$$

Et la probabilité que l'algorithme impose un saut à l'instant m est $P_6(m)$.

Notons que la probabilité p dépend du rapport signal à bruit en sortir de corrélateur et de la différence entre les pics de la fonction de corrélation. Si l'on suppose que l'amplitude des échantillons VE , VL et P sont respectivement x_0 , y_0 , et z_0 , alors la probabilité que VE par exemple soit le plus grand est :

$$p_{VE} = \left(\frac{1}{2\pi\sigma^2} \right)^{3/2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^x \int_{-\infty}^x e^{-\left(\frac{1}{2\sigma^2}\right)((x-x_0)^2+(y-y_0)^2+(z-z_0)^2)} dydzdx \quad (\text{E.5})$$

De la même manière :

$$p_{VL} = \left(\frac{1}{2\pi\sigma^2} \right)^{3/2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^y \int_{-\infty}^y e^{-\left(\frac{1}{2\sigma^2}\right)((x-x_0)^2+(y-y_0)^2+(z-z_0)^2)} dx dz dy \quad (\text{E.6})$$

$$p_P = \left(\frac{1}{2\pi\sigma^2} \right)^{3/2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^z \int_{-\infty}^z e^{-\left(\frac{1}{2\sigma^2}\right)((x-x_0)^2+(y-y_0)^2+(z-z_0)^2)} dx dy dz \quad (\text{E.7})$$

On peut alors exprimer une probabilité de succès en adoptant l'approche d'un test à hypothèse. Il y a ici trois hypothèses selon que le maximum de la fonction de corrélation correspond à la sortie VE , VL ou P .

Soit H_0 : le maximum de la fonction de corrélation correspond à VE

On peut alors donner l'expression de la probabilité de détection et de fausse alarme pour un seuil T , après l'évaluation de m échantillons.

La probabilité de détection est ici la probabilité d'un saut dans la bonne direction :

$$P_d = P(VE/H_0) = [M_{VE}^m \cdot V(0)](T) \quad (\text{E.8})$$

La probabilité de fausse alarme, cad la probabilité que l'algorithme impose un saut dans la mauvaise direction est :

$$P_{fa} = (1 - P(VE/H_0))(P(VL/H_0) + P(P/H_0)) = [M_{VL}^m \cdot V(0)](T) + [M_P^m \cdot V(0)](T) \quad (\text{E.9})$$

L'hypothèse H_1 se définit de la même façon.

Soit H_1 : le maximum de la fonction de corrélation correspond à VL

La probabilité de détection est ici :

$$P_d = P(VL/H_1) = [M_{VL}^m \cdot V(0)](T) \quad (\text{E.10})$$

La probabilité de fausse alarme est :

$$P_{fa} = (1 - P(VL/H_1))(P(VE/H_1) + P(P/H_1)) = [M_{VE}^m \cdot V(0)](T) + [M_P^m \cdot V(0)](T) \quad (\text{E.11})$$

et enfin, soit H_2 : le maximum de la fonction de corrélation correspond à P

La probabilité de détection est :

$$P_d = P(P/H_2) = [M_P^m \cdot V(0)](T) \quad (\text{E.12})$$

La probabilité de fausse alarme est :

$$P_{fa} = (1 - P(P/H_2))(P(VE/H_2) + P(VL/H_2)) = [M_{VE}^m \cdot V(0)](T) + [M_{VL}^m \cdot V(0)](T) \quad (\text{E.13})$$

On peut alors exprimer la probabilité de succès de la technique, cad la probabilité qu'au bout de m échantillons, le seuil soit dépassé et l'algorithme impose un saut dans la bonne direction :

$$P_S = P(H_0) \cdot P(VE/H_0) + P(H_1) \cdot P(VL/H_1) + P(H_2) \cdot P(P/H_2) \quad (\text{E.14})$$

et la probabilité d'erreur, cad la probabilité qu'au bout de m échantillons, le seuil soit dépassé et l'algorithme impose un saut dans la mauvaise direction :

$$P_e = P(H_0).(1 - P(VE/H_0))(P(VL/H_0) + P(P/H_0)) \quad (\text{E.15})$$

$$+ P(H_1).(1 - P(VL/H_1))(P(VE/H_1) + P(P/H_1)) \quad (\text{E.16})$$

$$+ P(H_2).(1 - P(P/H_1))(P(VE/H_1) + P(VL/H_1)) \quad (\text{E.17})$$

Sur la Figure E.2 on a tracé cette probabilité de succès pour plusieurs valeurs de m , nombre d'échantillons évalués, pour le BOC(10,5), en fonction du rapport signal à bruit. Sur la Figure E.3, on a tracé la même chose pour le BOC(14,2). Dans les deux cas, plus le nombre d'échantillons évalués est grand, plus la probabilité de succès est grande. Sur la figure E.4, on compare la probabilité de succès pour le BOC(10,5) et pour le BOC(14,2) pour 100 échantillons. On remarque que la probabilité de succès à C/N_0 équivalent, est inférieure pour le BOC(14,2). Ce résultat était attendu compte tenu de la moindre différence d'amplitude entre deux pics voisins de la fonction de corrélation.

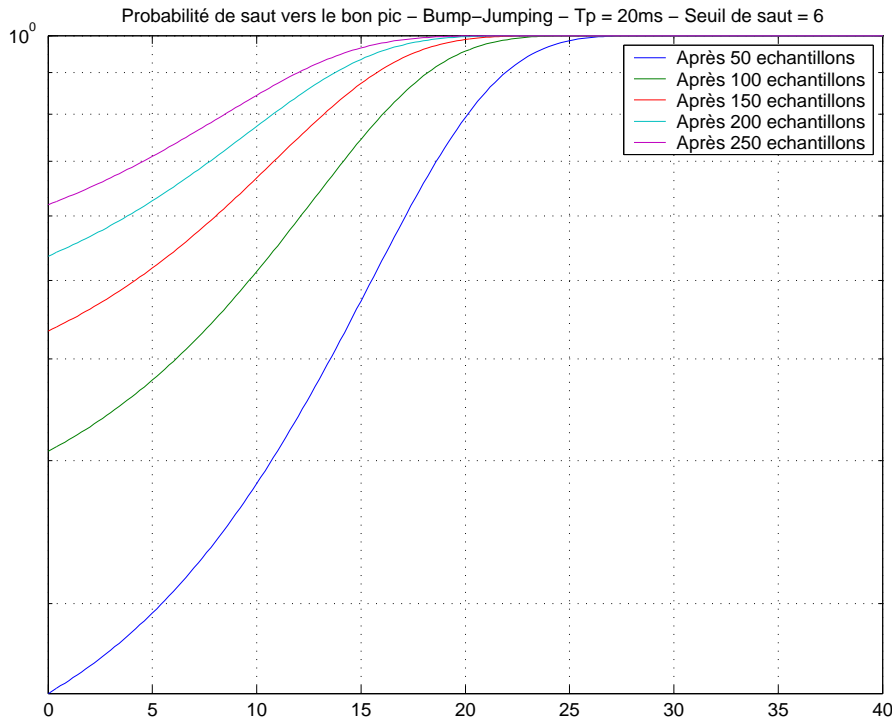


FIG. E.2 – Probabilité de succès - BOC(10,5)

On peut voir enfin sur les figures E.5 à E.8 les courbes de probabilité de succès et d'erreur de l'algorithme tracées en fonction du seuil de saut et du nombre d'échantillons évalués. On peut remarquer, et on pouvait s'en douter, que plus le seuil de saut est grand, plus le nombre d'échantillons évalués doit être grand pour avoir la même probabilité de succès. On peut voir apparaître sur le fond de la courbe les tracés des lignes de valeur de probabilité égale qui pourraient permettre de fixer le seuil de décision en fonction d'un nombre d'échantillons donnés.

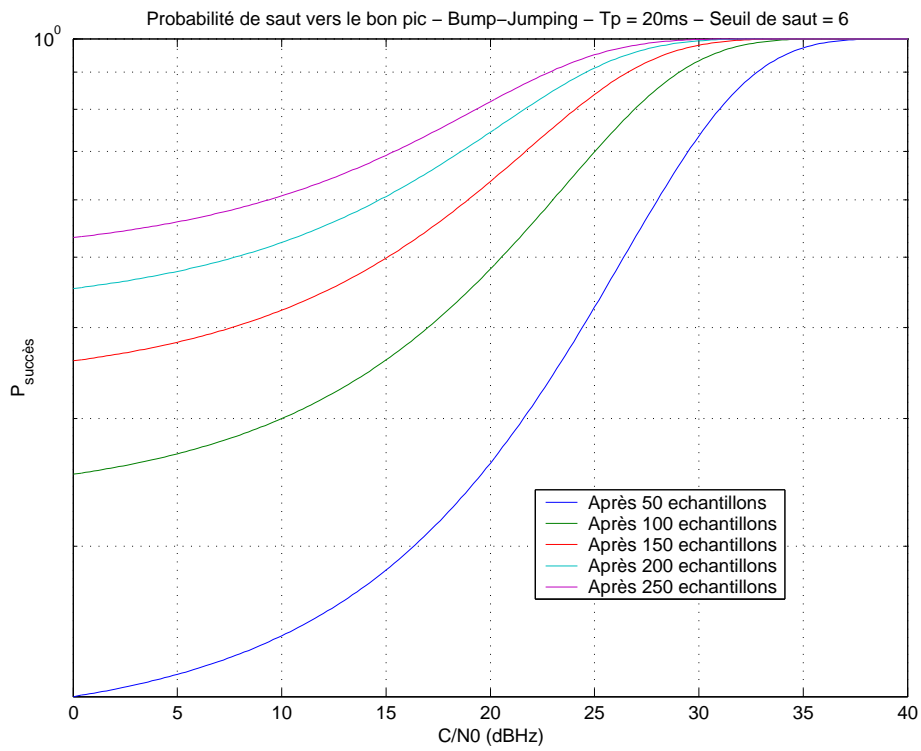


FIG. E.3 – Probabilité de succès - BOC(14,2)

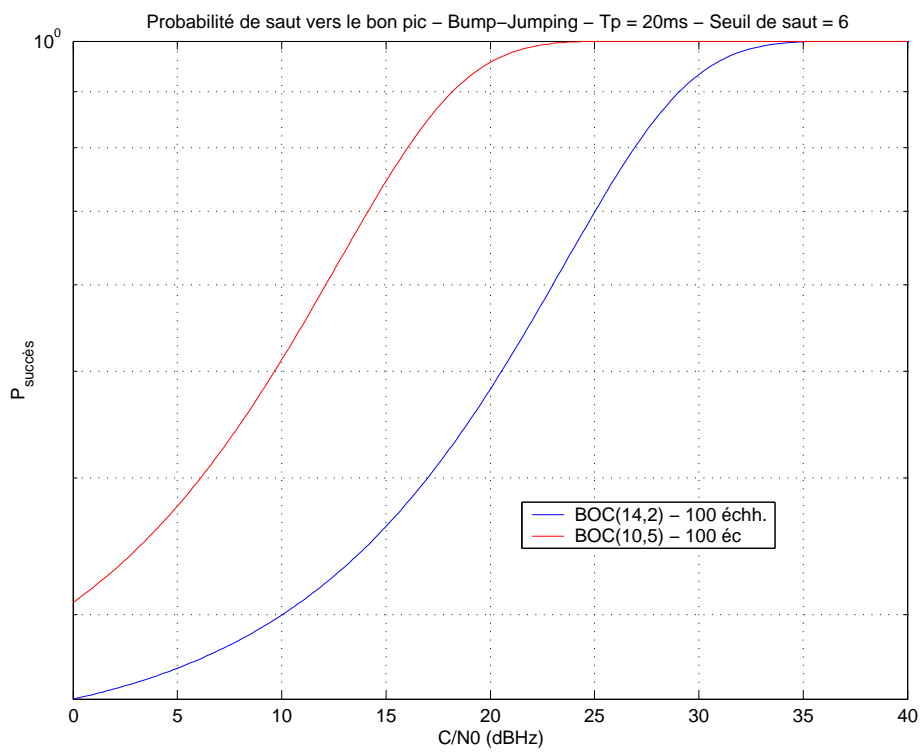


FIG. E.4 – Comparaison des probabilités de succès - BOC(10,5) vs BOC(14,2)

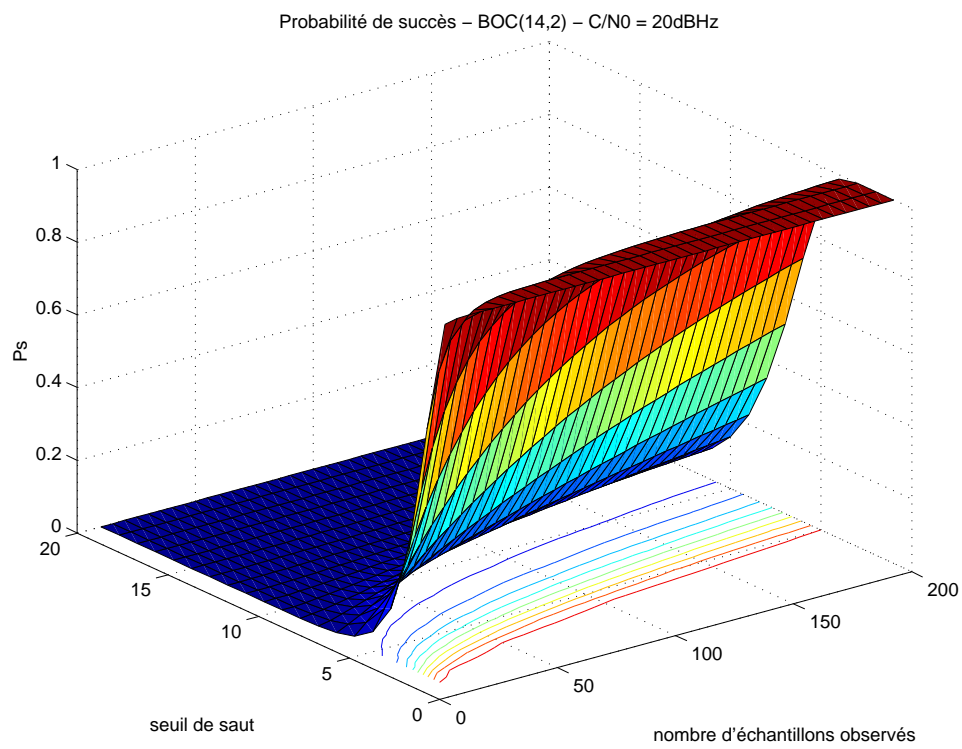


FIG. E.5 – Probabilité de succès en fonction du seuil T et du nombre d'échantillons m - BOC(14,2)

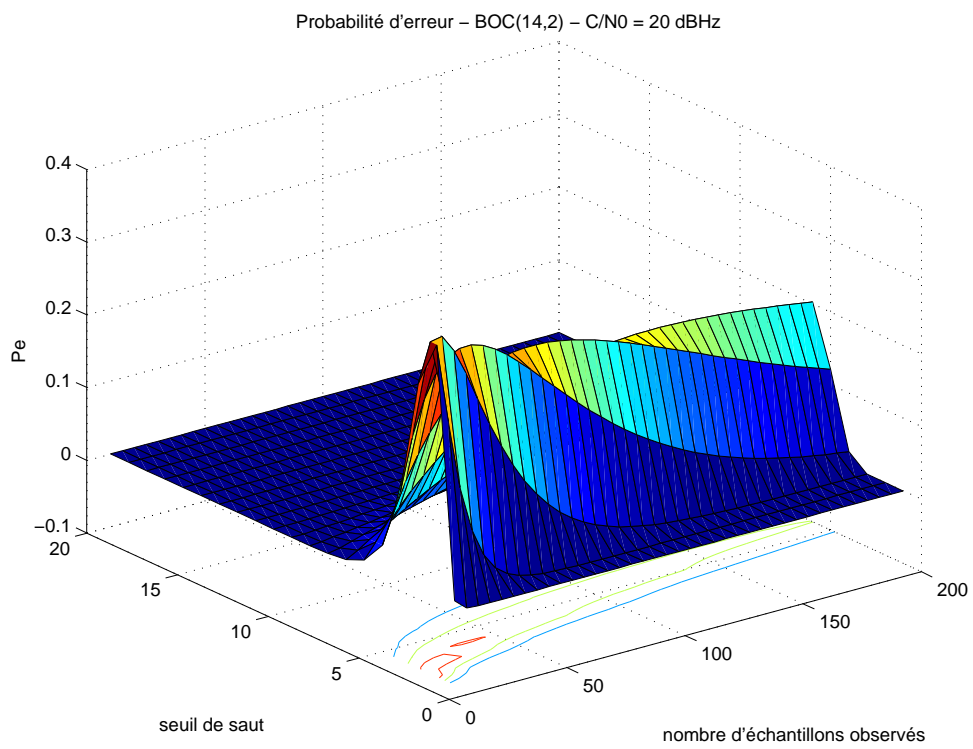


FIG. E.6 – Probabilité d'erreur en fonction du seuil T et du nombre d'échantillons m - BOC(14,2)

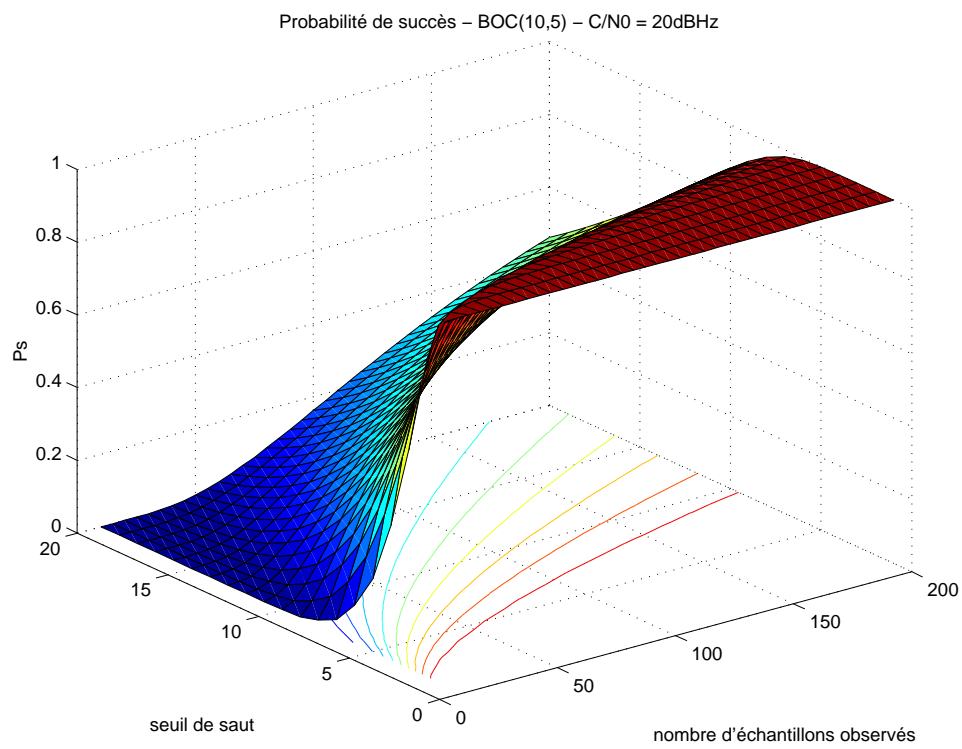


FIG. E.7 – Probabilité de succès en fonction du seuil T et du nombre d'échantillons m - BOC(10,5)

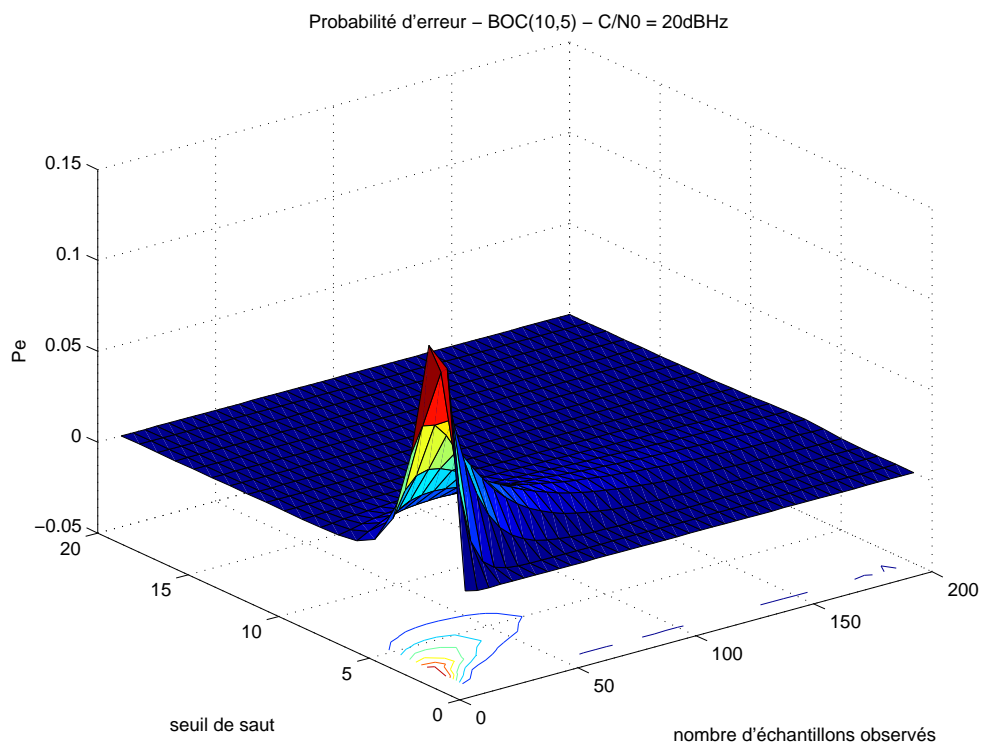


FIG. E.8 – Probabilité d'erreur en fonction du seuil T et du nombre d'échantillons m - BOC(10,5)

Bibliographie

- [ARHPE05] J.A. Avila-Rodriguez, V. Heiries, T. Pany, and B. Eissfeller. Theory on acquisition algorithms for indoor positioning. *12th Saint Petersburg International Conference on integrated navigation systems*, May 2005.
- [BBCC00] B. C. Barker, J. W. Betz, J. E. Clark, and J.T. Correia. Overview of the GPS M-Code signal. *Proceedings of ION NTM*, 2000.
- [Bet99] J. W. Betz. The offset carrier modulation for GPS modernization. *Proceedings of ION NTM*, pages 639–648, 1999.
- [Bet02] J. W. Betz. Binary offset carrier modulations for radionavigation. *Journal of the Institute of Navigation*, pages volume 48, No 4, Winter 2001-2002.
- [BG02] J. W. Betz and D. B. Goldstein. Candidate designs for an additional civil signal in GPS spectral bands. *Proceedings ION NTM 2002*, 2002.
- [BJCD⁺06] M.A. Betz J.W., Blanco, C.R. Cahn, P.A. Dafesh, C.J. Hegarty, K.W. Hudnut, V. Kasemsri, R. Keegan, K. Kovach, L.S. Lenahan, H.H. Ma, J. Rushanan, D. Sklar, T.A. Stansell, C.C. Wang, and S.K. Yi. Description of the L1C signal. *Proceedings of ION GNSS*, 2006.
- [BJMR02] F. Bastide, O. Julien, C. Macabiau, and B. Roturier. Analysis of L5/E5 acquisition, tracking, and data demodulation thresholds. *Proceedings of ION GNSS*, pages volume 13, issue 4, pp 619–621, Sept. 2002.
- [BK99] J. W. Betz and K. R. Kolodziejski. Effect of non-white gaussian interference on GPS code tracking accuracy. Technical Report MTR99B21R1, The MITRE Corporation, June 1999.

- [BLLR06] A. Burian, E.S. Lohan, V. Lehtinen, and M. Renfors. Complexity considerations for unambiguous acquisition of galileo signals. *Proceedings of WPNC, Hannover*, Mar. 2006.
- [BLR05] A. Burian, E.S. Lohan, and M. Renfors. Filter design considerations for acquisition of BOC modulated galileo signals. *IEEE 16th International Symposium on PIMRC 2005*, pages 1520–1524, 2005.
- [BRM⁺02] P. Boulton, A. Read, G. McGougan, R. Klukas, E. Cannon, and G. Lachapelle. Proposed models and methodologies for verification testing of AGPS-equipped cellular mobile phones in the laboratory. *Proceedings of ION GPS*, 2002.
- [BT72] S. Butman and U. Timor. Interplex-an efficient multichannel PSK/PM telemetry system. *IEEE Transactions on Communications*, June 1972.
- [CMC02] R. Chaggara, C. Macabiau, and E. Chatre. Use of multicorrelator receivers for multipath parameters estimation. *Proceedings of ION GPS*, 2002.
- [DS04] E.M. De Souza. Multipath reduction from GPS double differences using wavelets : How far can we go. *Proceedings of ION GNSS 2004*, 2004.
- [FBJ00] P. M. Fishman and W. Betz John. Predicting performance of direct acquisition for the M-Code signal. *Proceedings of ION NTM*, 2000.
- [FRCNS01] D. Fontana Richard, W. Cheung, P. Novak, and T.A. Stansell. The new L2 civil signal. *Proceedings of ION GPS*, 2001.
- [FT06] D. Flachs and Signal Team. Signal in space interface control document. Technical Report 258-Issue 12, GALILEO Industries, October 2006.
- [FW99] P. Fine and W. Wilson. Tracking algorithm for GPS offset carrier signals. *Proceedings of ION*, 1999.
- [Gol67] R. Gold. Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing. *IEEE Transactions on Information Theory*, pages volume 13, issue 4, pp 619–621, Oct. 1967.

- [HARI⁺05] V. Heiries, J-A. Avila-Rodriguez, M. Irsigler, G.W. Hein, E. Rebeyrol, and D. Roviras. Acquisition performance analysis of composite signals for the L1 OS optimized signal. *Proceedings of ION GNSS*, Sept. 2005.
- [HARR⁺05] G.W. Hein, J.A. Avila-Rodriguez, L. Ries, L. Lestarquit, J.L. Issler, J. Godet, and A.R. Pratt. Candidate for the GALILEO L1 OS optimized signal. *Proceedings of ION GNSS*, Sept. 2005.
- [HARW⁺06] G.W. Hein, J.A. Avila-Rodriguez, S. Wallner, A.R. Pratt, J. Owen, J.L. Issler, J.W. Betz, C.J. Hegarty, S. Lenahan, J.J. Rushanan, A.L. Kraay, and T.A. Stansell. MBOC : The new optimized spreading modulation recommended for GALILEO L1 OS and GPS L1C. *Proceedings of IEEE/ION PLANS*, Sept. 2006.
- [HBS05] C. Hegarty, J. W. Betz, and A. Saidi. Binary coded symbol modulations for GNSS. *Proceedings of ION NTM*, Jan. 2005.
- [HGI⁺02] G.W. Hein, J. Godet, J.L. Issler, J.C. Martin, P. Erhard, R. Lucas-Rodriguez, and T. Pratt. Status of galileo frequency and signal design. *Proceedings of ION GPS-2002*, Sept., 2002.
- [HLLR05] R. Hamila, A. Lakhzouri, E.S. Lohan, and M. Renfors. A highly efficient generalized teager-kaiser based technique for LOS estimation in WCDMA mobile positioning. *EURASIP Journal of Applied Signal Processing*, pages pp. 698–708, Apr. 2005.
- [Hol82] J. K. Holmes. *Coherent Spread Spectrum Systems*. Wiley - Intersciences, New York, 1982.
- [Hol00] J. K. Holmes. Code tracking loop performance including the effects of channel filtering and gaussian interference. *Proceedings of the IAIM World congress in association with the U.S. ION Annual Meeting*, 2000.
- [HRC06] V. Heiries, C. Rendon, and V. Calmettes. Solving the correlation ambiguity issue of BOC modulated signal by a nonlinear quadratic operator. *Proceedings*

- of *ION GNSS 2006*, 2006.
- [HRRC06] V. Heiries, D. Roviras, V. Calmettes, and L. Ries. An enhanced correlation processing multipath mitigation technique for BOC signals. *Proceedings of IEEE/ION PLANS*, May. 2006.
- [HRRC04] V. Heiries, D. Roviras, L. Ries, and V. Calmettes. Analysis performance of non ambiguous BOC acquisition techniques. *Proceedings of ION GNSS*, Sept. 2004.
- [HTB04] C. Hegarty, M. Tran, and J.W. Betz. Multipath performance of the new GNSS signals. *Proceedings of ION NTM*, 2004.
- [IARH05] M. Irsigler, J-A Avila-Rodriguez, and G. Hein. Criteria for GNSS multipath performance assessment. *Proceedings of ION GNSS*, 2005.
- [IE03] M. Irsigler and B. Eissfeller. Comparison of multipath mitigation techniques with consideration of future signal structures. *Proceedings of ION GPS*, 2003.
- [JBH96] A. Jahn, H. Bischl, and G. Heiss. Channel characterisation for spread spectrum satellite communications. *Proceedings of IEEE*, 1996.
- [JCL⁺04] O. Julien, E. Cannon, G. Lachapelle, C. Mongrédien, and C. Macabiau. A new unambiguous BOC(n,n) signal tracking technique. *Proceedings of The European Navigation Conference*, 2004.
- [Jul05] O. Julien. *Design of Galileo L1F Receiver Tracking Loops*. PhD thesis, University of Calgary, Department of Geomatics Engineering, Canada, July 2005.
- [Kap96] E.D. Kaplan. *Understanding GPS, Principles and applications*. Artech House Publishers, Boston-London, 1996.
- [Lac00] B. Lacaze. *Processus Aléatoire pour Communications Numériques*. Hermes Sciences Publications, Paris, 2000.
- [LKLP02] G.I. Lee, H.S. Kim, Y.J. Lee, and C.G. Park. A GPS C/A code tracking loop based on extended kalman filter with multipath mitigation. *Proceedings of ION GPS*, 2002.

- [Loh03] E.S. Lohan. *Multipath Delay Estimators for Fading Channels with Applications in CDMA Receivers and Mobile Positionning*. PhD thesis, Tampere University of Technology, Finland, Oct 2003.
- [Loz00] J. B. Lozow. Analysis of direct P(Y) code acquisition. *Journal of ION*, 2000.
- [ME01] P. Misra and P. Enge. *Global Positioning System : Signal, Measurements and Performance*. Ganga-Jamuna Press, 2001.
- [Pan05] T. et al. Pany. S-curve shaping : A new method for optimum discriminator based code multipath mitigation. *Proceedings of ION GNSS 2005*, Sept. 2005.
- [PO03] A.R. Pratt and J.I.R. Owen. BOC modulation waveforms. *Proceedings of ION GPS*, 2003.
- [PSa96] B.W. Parkinson, J.J. Spilker, and al. *Global Positioning System : Theory and Applications, Vol. 1 and 2*. American Institute of Aeronautics and Astronautics, Washington, D.C., 1996.
- [RLAM⁺02] L. Ries, L. Lestarquit, E. Armengou-Miret, F. Legrand, W. Vigneau, C. Bourga, P. Erhard, and J.L. Issler. A software simulation tool for GNSS2 BOC signal analysis. *Proceedings of ION GPS*, 2002.
- [RLL⁺03] L. Ries, F. Legrand, L. Lestarquit, W. Vigneau, and J.L. Issler. Tracking and multipath performance of assessments of BOCsignals using a bit-level signal processing simulator. *Proceedings of ION GPS*, 2003.
- [RML⁺05] E. Rebeyrol, C. Macabiau, L. Lestarquit, L. Ries, J-L. Issler, M. Bousquet, and M-L. Boucheret. BOC power spectrum densities. *Proceedings of ION NTM*, 2005.
- [SHGC05] M. Spangenberg, V. Heiries, A. Giremus, and V. Calmettes. Multi-channel extended kalman filter for tracking BOC modulated signals in the presence of multipath. *Proceedings of ION GNSS 2005*, 2005.
- [SN04] A. Schmid and A. Neubauer. Performance evaluation of differential correlation for single shot measurement positionning. *Proceedings of ION GNSS 2004*, 2004.

- [Sou99] J. Soubielle. *Estimation de retards de signaux GPS en présence de multitrajets*. PhD thesis, Université de Cergy-Pontoise, France, Oct 1999.
- [ST95] S.A. Stephens and J. B. Thomas. Controlled-root formulation for digital phase locked loops. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, pages Vol. 31 pp. 78–95, 1995.
- [SYS05] NAVSTAR GLOBAL POSITIONING SYSTEM. Navstar GPS space segment/usersegment L5 interfaces. Technical Report IS-GPS-705, Navstar, September 2005.
- [SYS06a] NAVSTAR GLOBAL POSITIONING SYSTEM. Navstar GPS space segment/user segment L1C interface. Technical Report IS-GPS-800, Navstar, April 2006.
- [SYS06b] NAVSTAR GLOBAL POSITIONING SYSTEM. Navstar GPS space segment/navigation user interfaces. Technical Report IS-GPS-200, Navstar, Mars 2006.
- [TF94] B.R. Townend and P. Fenton. A practical approach to the reduction of pseudorange multipath errors in a L1 GPS receiver. *Proceedings of ION GPS-94, Salt Lake City*, Sept. 1994.
- [Wei02] L. Weill. Multipath mitigation using modernized GPS signals : How good can it get ? *Proceedings of ION GPS*, 2002.
- [Win00] J.O. Winkel. *Modeling and simulating GNSS signal structures and receivers*. PhD thesis, Universitat der Bundeswehr, Munchen, Germany, 2000.
- [ZB04] Y. Zhang and C. Bartone. Real-time multipath mitigation with wavesmoothtm technique using wavelets. *Proceedings of ION GNSS 2004*, 2004.

Optimisation d'une chaîne de réception pour signaux de radionavigation à porteuse à double décalage (BOC) retenus pour les systèmes GALILEO et GPS modernisé

Avec le développement de nombreux systèmes de navigation, la nécessité de partager efficacement la bande spectrale allouée aux nombreux signaux de ces futurs systèmes est apparue. Dans ce souci, la sous-modulation BOC a été retenue pour un grand nombre de signaux GNSS. Cette sous-modulation présente non seulement de très bonnes propriétés en terme de séparation spectrale, mais apporte aussi une meilleure précision et une robustesse accrue vis à vis des multitrajets. Néanmoins, l'utilisation de cette sous-modulation BOC rend l'acquisition des signaux plus complexe.

Ce travail de thèse concerne l'optimisation d'une chaîne de réception de signaux BOC, et des signaux composites dérivés du BOC. Nous avons analysé les problèmes que pose l'utilisation de cette modulation lors de l'acquisition du signal, celle-ci étant rendue ambiguë. Plusieurs algorithmes résolvant ce problème d'ambiguïté ont été évalués. Les résultats ont été validés grâce à un simulateur de récepteur.

Ensuite, l'étude s'est focalisée sur l'acquisition des signaux BOC en présence de multitrajets. Après une analyse approfondie de l'impact des multitrajets sur le traitement des signaux BOC, une étude visant à obtenir une forme optimisée du discriminateur de boucle de code a été menée. Utilisant au mieux les caractéristiques des signaux BOC, ce discriminateur a été recherché sous la contrainte de lutter le plus efficacement possible contre les multitrajets sans pour autant dégrader la robustesse face au bruit. Une autre méthode originale de réduction de l'erreur due aux multitrajets basée sur un concept différent a été proposée et analysée. Cette méthode très simple affiche de très bonnes performances.

Mots clés : GNSS - Signaux BOC - Algorithmes récepteurs - Multitrajets

Optimization of a receiver architecture for radionavigation BOC signals planned for GALILEO and modernized GPS

With the development of numerous navigation satellite systems, it appears essential to share efficiently the frequency band allocated to the navigation systems signals. Regarding this issue, the BOC modulation has been developed and rapidly chosen for several navigation signals. This BOC modulation exhibits not only very good properties in terms of efficient spectral band sharing, but also improves the precision during signal code tracking and leads to a reduction of the multipath error. Nevertheless, the use of this modulation makes the signal acquisition process more complex.

This thesis is about the optimisation of a BOC signals, and composite BOC signals, receiver architecture. The issue of the ambiguous signal acquisition raised by the use of this modulation has been addressed in this document. Indeed, the signal acquisition is made ambiguous. In this study, several algorithmic solutions have been analyzed. The theoretical study has been validated through the use of a dedicated simulation tool.

Then, we have been focusing on the BOC signal acquisition in presence of multipaths. After a thorough analysis of the impact of multipath on the BOC signal tracking performance, a study on the optimization of the signal S-curve has been pursued. Regarding the particular shape of the BOC ACF function, the S-curve giving the best multipath resistance has been searched for. An other method based on a different concept has been proposed and evaluated. This very simple technique exhibits highly improved performance.

Keywords : GNSS - BOC signals - Receiver algorithms - Multipath