Etude de systèmes de positionnement en intérieur utilisant des mesures de phase du code ou de phase de la porteuse de signaux de navigation par satellites

Alexandre Vervisch-Picois

▶ **To cite this version:**

Alexandre Vervisch-Picois. Etude de systèmes de positionnement en intérieur utilisant des mesures de phase du code ou de phase de la porteuse de signaux de navigation par satellites. Autre. Institut National des Télécommunications, 2010. Français. NNT : 2010TELE0012 . tel-00626177

HAL Id: tel-00626177

https://theses.hal.science/tel-00626177

Submitted on 23 Sep 2011

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

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

Ecole Doctorale EDITE

Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de
DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL DES TELECOMMUNICATIONS

Doctorat délivré conjointement par
L'Institut National des Télécommunications et l'Université Pierre et Marie Curie - Paris 6

Spécialité :

Informatique Télécommunications Electronique

Par

Alexandre Vervisch-Picois

Etude de Systèmes de Positionnement en Intérieur Utilisant des Mesures de Phase du Code ou de Phase de la Porteuse de Signaux de Navigation par Satellites

Soutenue le 2 juillet 2010 devant le jury composé de :

Georges Alquié	**Professeur**	Président du jury
Pascal Chevalier	**HDR, Expert Etudes Amonts**	Rapporteur
Jean-Yves Tourneret	**Professeur**	Rapporteur
Marc Jeannot	**Ingénieur**	Examinateur
Jean-Pierre Delmas	**Professeur**	Directeur de thèse
Nel Samama	**HDR, Maître de conférences**	Encadrant

Thèse n°2010TELE0012

Remerciements

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

Je remercie mon directeur de thèse Pr Jean-Pierre DELMAS, TELECOM SudParis, d'avoir été un professeur que j'ai beaucoup apprécié lorsque j'étais élève ingénieur de l'INT et de m'avoir permis ces dernières années d'effectuer cette thèse dans d'excellentes conditions.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon encadrant, Nel SAMAMA, Maître de Conférences à TELECOM SudParis, avec lequel je travaille depuis de nombreuses années maintenant. Je le remercie de m'avoir convaincu de m'engager dans ce travail et de m'y avoir soutenu. Depuis toutes ces années, pas une seule fois je n'ai regretté mon engagement à ses côtés et je souhaite à tous les thésards d'avoir un encadrant tel que lui.

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

> Je suis très reconnaissant aux deux rapporteurs de ce mémoire, le Pr Jean-Yves TOURNERET, de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications (ENSEEIHT), et Pascal CHEVALIER, de THALES Communications.
>
> Je remercie également le Pr Georges ALQUIE, de l'Université Pierre et Marie CURIE, ainsi que M Marc JEANNOT, du Centre National d'Etudes Spatiales (CNES Toulouse) d'avoir accepté de faire partie de mon jury en leur qualité d'examinateurs.

Je tiens à remercier Nabil JARDAK, Docteur de TELECOM SudParis, pour nos inoubliables séances de réflexions communes, si fructueuses et si nécessaires pour aborder des sujets complexes et éprouver nos trouvailles à l'intransigeance de l'esprit de l'autre. Son départ du laboratoire a laissé un vide qu'il n'est pas possible de combler.

Merci à Anca FLUERASU, Maître de Conférences à TELECOM SudParis, il est toujours précieux d'avoir à ses côtés un grand esprit pratique, de surcroît spécialiste des trajets indirects.

Merci à Magda CHELLY, Doctorante à TELECOM SudParis, consœur et désormais amie.

Je remercie tous les membres du groupe Navigation et plus largement du département EPH de TELECOM SudParis. Muriel MULLER, François DELAVAULT, Alain LEBEGUE, André BIDEAU, Bernadette DORIZZI, etc. Avec une pensée particulière pour Badr-Eddine BENKELFAT, Chef du département EPH, sans oublier sa vaillante assistante, la très dévouée Patricia FIXOT.

Encore merci à tous

A Fabienne ma mère, celle qui m'a élevé

A Laureline ma sœur, celle qui m'a montré le chemin

A Lauranne ma compagne, celle que je veux chérir…

« L’avenir dure longtemps.»

Charles de Gaulle

Résumé

Les systèmes de navigation globaux utilisent des satellites et donnent la position à quelques mètres à l'extérieur. A l'intérieur des bâtiments, en revanche leur efficacité diminue drastiquement à cause des nombreuses sources d'erreurs que sont les trajets indirects et l'affaiblissement des signaux. C'est ce qui fait du positionnement en milieu difficile un véritable défi technologique. Cette thèse propose une solution au positionnement intérieur issue de deux méthodes existantes : les répéteurs et les pseudolites. On forme ainsi les répélites. Le principe des répélites est basé sur la reconstitution d'une constellation d'émetteurs couvrant la zone où les GNSS sont inopérants. Un signal provenant d'une source unique est transmis par voie filaire aux différents émetteurs, le signal sur chacun de ces émetteurs est retardée différemment et suffisamment pour qu'ils n'interfèrent pas à la réception.

Deux problèmes demeurent et sont l'objet de cette étude : les trajets indirects qui perturbent la mesure du temps de propagation entre l'antenne de l'émetteur et l'antenne du récepteur, et l'éblouissement entre les signaux, phénomène classique d'interférence pour le CDMA mais exacerbé à cause des distances courtes et des variations de puissance de réception dues à la présence des trajets indirects (et des obstacles).

Pour les trajets indirects nous proposons d'utiliser les mesures de phase de la porteuse qui y sont moins sensibles. Il faut alors solutionner le problème de l'ambiguïté entière sur ces mesures. Nous proposons une méthode qui le permet sans avoir recours à une technique différentielle. Il s'agit d'utiliser une boucle de poursuite spéciale insensible aux trajets indirects : la SMICL.

Pour l'éblouissement, nous avons développé trois approches. L'une d'elle utilise les séquences de longueurs maximales et permet de réduire notablement son importance.

Une deuxième méthode, baptisé Technique de la Double Emission (TDE), permet de supprimer intégralement ces interférences pour une paire d'émetteurs lorsque leurs Doppler respectifs sont égaux. Nous avons étudié en détail le cas pour lequel les Doppler sont différents et mis au point une version améliorée de la TDE, la TDE étendue à la porteuse, qui permet de supprimer les influences du Doppler. Il est également montré que cette dernière peut s'appliquer à un émetteur fixe en présence d'une constellation de satellites.

Une troisième méthode, appelée TDE maximale, utilise à nouveau une séquence de longueur maximale pour étendre la méthode TDE au cas de plusieurs émetteurs en présence.

Des simulations sont présentées pour valider l'ensemble de ces techniques qui permettent d'aboutir à un système capable d'opérer, relativement simplement, un positionnement sub-métrique à l'intérieur d'un bâtiment.

Mots clés: Localisation en intérieur, Pseudolites, Répéteurs GNSS, Répélites, Eblouissement, Multi-trajet, Ambiguïté entière, Séquence de longueur maximale, Emissions décalées.

Summary

The global navigation systems use satellites and give a position accurate to a few meters outdoors. Inside buildings, however, their effectiveness decreases dramatically because of the many sources of errors that are the indirect paths and weaker signals. This makes the continuity of the service of positioning to be a real technological challenge. This thesis proposes a solution to indoor positioning from two existing methods: repeaters and pseudolites. This forms the Repealites. The principle of Repealites is based on the reconstitution of a constellation of transmitters covering the area where the GNSS are ineffective. A signal from a single source is transmitted by cables to the different transmitters, the signal of each of these transmitters being delayed in such a way that they do not interfere when they are received.

However two problems remain and are the subject of this thesis: indirect paths that disturb the measurements of time delays between the transmitter antennas and the receiver antenna, and the near-far effect between signals. This latter is a classical phenomenon of interference for CDMA systems, but is exacerbated in our case because of the short distances and variations in received power due to the presence of numerous indirect paths (and obstacles).

To solve the multipath problem, we propose to use measurements of carrier phase that are less sensitive to this phenomenon. The problem of ambiguity on these measurements must then be solved. We propose a method that permits to solve the ambiguity without using a differential technique. For this we carry out a special tracking loop insensitive to multipath: the SMICL.

To solve near-far problem, we have developed three approaches, as follows:

- An approach uses sequences of maximum length with the Repealites and reduces its influence (importance, effect ?).

- A second method, called the Double Transmission Technique (DTT), can completely remove the interference for a pair of transmitters when their respective Doppler are equal. We studied in detail the case where the Doppler is different and developed an improved version of the DTT, DTT extended to the carrier, which eliminates the influence of Doppler. It is also shown that the DTT extended to the carrier may be applied to a static transmitter in presence of a constellation of satellites.

- A third method, called maximal DTT, uses a maximum length sequence to extend the method to the case of several transmitters.

Simulations are presented to validate all techniques. This then allows us to achieve a system capable of operating a sub-meter positioning system indoors.

Key words: Indoor Positioning, Pseudolites, GNSS Repeaters, Repealites, Near-Far problem, Multipath, Carrier ambiguity, Maximum length sequence, Delayed Transmissions.

Table des matières

REMERCIEMENTS **1**
RESUME **4**
SUMMARIZE **5**
TABLE DES MATIERES **6**
LISTE DES FIGURES **10**
LISTE DES TABLEAUX **13**
DEFINITIONS & ACRONYMES **14**

INTRODUCTION **15**
I CONTEXTE SCIENTIFIQUE 15
II OBJECTIF DE LA THESE 16
III CONTRIBUTIONS SCIENTIFIQUES DE LA THESE 17
IV ORGANISATION DU MANUSCRIT 18

CHAPITRE 1 : POSITIONNEMENT AVEC DES REPELITES **20**
1.1 INTRODUCTION 20
1.2 POSITIONNEMENT GNSS EN INTERIEUR AVEC INFRASTRUCTURE 20
1.2.1 Positionnement à base de pseudolites *20*
1.2.2 Positionnement à base de répéteurs *22*
1.3 LES REPETEURS-PSEUDOLITES OU REPELITES 24
1.3.1 Emissions décalées *24*
1.3.2 Positionnement avec des répélites *28*
1.4 SOURCES DE LIMITATION 32
1.4.1 Le problème de l'éblouissement ou interférence intrinsèque (MAI) *33*
1.4.2 Les trajets indirects *36*
1.5 CONCLUSION 40

CHAPITRE 2 : ETAT DE L'ART DES TECHNIQUES DE REDUCTION DE L'EBLOUISSEMENT ET DE RESOLUTION DE L'AMBIGUÏTE ENTIERE SUR LA PORTEUSE **42**
2.1 INTRODUCTION 42
2.2 LES TECHNIQUES DE REDUCTION DE L'EBLOUISSEMENT 43
2.2.0 Préambule à propos de la dynamique du récepteur *43*
2.2.1 Pseudolites pulsés *44*
2.2.2 Décalage fréquentiel et autres méthodes du même type *48*
2.2.3 Méthode de suppression des interférences *49*
2.2.4 Synthèse *52*
2.3 LES TECHNIQUES DE RESOLUTION DE L'AMBIGUÏTE ENTIERE 53
2.3.1 Méthodes de résolution de l'ambiguïté avec les GNSS *53*
2.3.2 Méthodes adaptées à une constellation de pseudolites *58*

2.3.4 Synthèse *61*
2.4 CONCLUSION 62

CHAPITRE 3 : REDUCTION DE L'IMPACT DE L'EBLOUISSEMENT AVEC LES REPELITES 63

3.1 INTRODUCTION 63
3.2 MISE EN EVIDENCE DES TERMES DE CORRELATION RESPONSABLES DE L'EBLOUISSEMENT 63
3.2.1 Calcul général de la Corrélation *63*
3.2.2 Identification des termes *65*
3.3 UTILISATION DES SEQUENCES MAXIMALES 67
3.3.1 Avantages des séquences maximales en termes de corrélation *67*
3.3.2 Effet de l'éblouissement sur les discriminateurs avec une séquence maximale *69*
3.3.3 Résultats et performances en simulation *73*
3.4 UTILISATION D'UN CODE DE GOLD UNIQUE 78
3.4.1 Emission dans les creux de la fonction d'autocorrélation *78*
3.4.2 Système équivalent à une séquence maximale *79*
3.4.3 A propos de l'effet des trajets multiples *82*
3.5 CONCLUSION 84

CHAPITRE 4 : TECHNIQUE DE LA DOUBLE EMISSION 85

4.1 INTRODUCTION 85
4.2 PRINCIPES AVEC 2 PSEUDOLITES/REPELITES 85
4.2.1 Identification des termes d'interférence *86*
4.2.2 Condition d'élimination réciproque des interférences intrinsèques *89*
4.2.3 Résumé fonctionnel de la TDE et Discussion *91*
4.2.4 Doppler et Acquisition *94*
4.2.5 Gestion des Doppler relatifs en poursuite *100*
4.2.6 La TDE étendue à la porteuse *104*
4.2.7 Les trajets indirects *111*
4.3 EXTENSION DE LA TDE A 1 PSEUDOLITE/N SATELLITES 114
4.3.1 Principes *114*
4.3.2 Modification et adaptation des équations *115*
4.3.3 Conclusion et perspectives sur la TDE à 1 pseudolite/ n satellites *119*
4.4 FACTEURS INFLUENÇANT LES PERFORMANCES 120
4.4.1 Le bruit *120*
4.4.2 Instabilité de la mesure du Doppler *123*
4.4.3 Le message de navigation *125*
4.5 CONCLUSION 127

CHAPITRE 5 : TECHNIQUE DE LA DOUBLE EMISSION GENERALISEE A N REPELITES 129

5.1 INTRODUCTION 129
5.2 PRINCIPES DE LA TDE MAXIMALE 129
5.2.1 Retour à la séquence maximale *130*
5.2.2 Equations générales en poursuite sans Doppler *131*
5.2.3 Discussion *135*
5.3 LES LIMITATIONS 135

5.3.1 La fréquence d'échantillonnage *136*
5.3.2 Solutions pour réduire l'influence du recouvrement spectral *139*
5.3.3 Limitation due au Doppler relatif, comparaison avec la TDE simple *147*
5.4 COMPARAISON DES METHODES TDE EN POURSUITE 150
5.4.1 Conditions de simulation *151*
5.4.2 Résultats de simulation *152*
5.5 CONCLUSION 159

CHAPITRE 6 : POSITIONNEMENT PAR MESURES DE PHASE DE PORTEUSE 160

6.1 INTRODUCTION 160
6.2 PRESENTATION DE LA BOUCLE SMICL 160
6.2.1 Présentation et principes de la SMICL *161*
6.2.2 La formule du discriminateur *161*
6.2.3 La forme du discriminateur *162*
6.2.4 SMICL, asymétrie et bruit thermique *164*
6.2.5 Conclusion *164*
6.3 RESOLUTION DE L'AMBIGUÏTE ENTIERE DE LA MESURE DE PORTEUSE PAR LE CODE 164
6.3.1 Etape 1 : lissage de mesure de code par filtrage de Kalman *165*
6.3.2 Etape 2 : Détermination de l'ambiguïté entière *168*
6.4 RESULTATS PRATIQUES 169
6.4.1 Validation expérimentale *169*
6.4.2 Résultats de simulation de positionnement *172*
6.5 CONCLUSION 177

CHAPITRE 7 : CONCLUSION 178

ANNEXE A : BOUCLE DE POURSUITE ET ACQUISITION DU SIGNAL GPS 183

A.1 STRUCTURE DU SIGNAL CIVIL 183
A.1.1 Les codes de Gold *183*
A.1.2 La porteuse *184*
A.1.3 Le message de navigation *184*
A.2 LES BOUCLES DE POURSUITE 184
A.2.1 La boucle de code DLL *185*
A.2.2 La boucle de phase PLL *188*
A.3 L'ACQUISITION DU SIGNAL GPS 189

ANNEXE B : CALCULS DES TERMES DE CORRELATION 191

B.1 DEFINITIONS 191
B.2 CALCULS DU TERME DE CORRELATION 192
B.3 CALCUL DU DISCRIMINATEUR DE LA BOUCLE DE CODE POUR UNE SEQUENCE MAXIMALE 194
B.3.1 Définitions préliminaires *194*
B.3.2 Calcul du discriminateur *195*
B.4 CALCUL DU DISCRIMINATEUR DE LA BOUCLE DE PHASE 197
B.4.1 Calcul du discriminateur *197*
B.4.2 Etude de l'impact des termes d'interférence *198*
B.4.3 Résultats de l'étude *201*

ANNEXE C : DETAILS DE CALCUL DIVERS 203

C.1 LES TERMES DE CORRELATION DE LA TDE ETENDUE A LA PORTEUSE 203
C.1.1 Le terme de corrélation utile en poursuite 206
C.1.2 Le terme de corrélation utile en acquisition 207
C.2 LES TERMES DE CORRELATION DE LA TDE AVEC 1 PSEUDOLITE EN PRESENCE DE N_S SATELLITES 209
C.2.1 Le terme de corrélation utile en poursuite 212
C.2.2 Le terme de corrélation utile en acquisition 213
C.2.3 Le sort des produits d'intercorrélation avec les autres satellites 214

ANNEXE D : ACQUISITION AVEC LA TDE ETENDUE A LA PORTEUSE 215

D.1 LA MISE EN ECHEC DE LA TDE ETENDUE A LA PORTEUSE EN ACQUISITION 215
D.2 L'ACQUISITION D'UN SATELLITE AVEC LA TDE 217

RÉFÉRENCES 221

Liste des figures

FIGURE 1.1 : POSITIONNEMENT INDOOR AVEC DES PSEUDOLITES 21
FIGURE 1.2 : LE PRINCIPE DE LA METHODE DE POSITIONNEMENT PAR REPETEURS 23
FIGURE 1.3 : REPRESENTATION SYMBOLIQUE DU SYSTEME DES REPELITES A 4 EMETTEURS 25
FIGURE 1.4 : RESULTAT DE CORRELATION POUR 4 REPELITES (PRN X) 26
FIGURE 1.5 : CAS DES PICS DE CORRELATION NON CENTRES 30
FIGURE 1.6 : ATTENUATION EN ESPACE LIBRE POUR UN SIGNAL SUR L1 34
FIGURE 1.7 : FONCTION D'AUTO CORRELATION DEFORMEE PAR LA PRESENCE DES PICS D'INTER CORRELATION AVEC D'AUTRES SIGNAUX 36
FIGURE 1.8 : PRESENTATION DE L'EFFET D'UN TRAJET INDIRECT SUR UN PIC DE CORRELATION 37

FIGURE 2.1 : RAYONS INCIDENTS PARALLELES POUR LE DGPS 55

FIGURE 3.1 : REPRESENTATION SCHEMATIQUE DE LA ZONE DE SIMULATION 73
FIGURE 3.2 : RESULTATS COMPARES DE L'ERREUR ET DE L'ECART TYPE DE L'ERREUR SUR LA PSEUDODISTANCE OBTENUE AVEC LE CODE POUR UN POINT FIXE AVEC UNE SEQUENCE MAXIMALE ET LE PRN 1 74
FIGURE 3.3 : RESULTATS COMPARES DE L'ERREUR EN DEGRES SUR LA MESURE DE PSEUDODISTANCE OBTENUE POUR UN POINT FIXE AVEC UNE SEQUENCE MAXIMALE ET LE PRN 1 75
FIGURE 3.4 : RESULTATS COMPARES DE L'ERREUR ET DE L'ECART TYPE DE L'ERREUR SUR LA PSEUDODISTANCE POUR UN POINT MOBILE EVOLUANT A UNE VITESSE DE 1 M/S DURANT 5 SECONDES AVEC UNE SEQUENCE MAXIMALE ET LE PRN 1 76
FIGURE 3.5 : RESULTATS COMPARES DE L'ERREUR EN DEGRES SUR MESURE DE LA PSEUDODISTANCE POUR UN POINT MOBILE EVOLUANT A UNE VITESSE DE 1 M/S DURANT 5 SECONDES AVEC UNE SEQUENCE MAXIMALE ET LE PRN 1 77
FIGURE 3.6 : FONCTION D'AUTOCORRELATION DU PRN 01 79
FIGURE 3.7 : CORRELATION OPTIMISEE POUR 2 REPELITES 80
FIGURE 3.8 : NOMBRE MAXIMUM DE REPELITES OPTIMISES AUTORISES PAR PRN 81
FIGURE 3.9 : DISTRIBUTION DE 5 REPELITES NON OPTIMISEE POUR LE PRN 1 81
FIGURE 3.10 : DISTRIBUTION DE 5 REPELITES OPTIMISES POUR LE PRN01 82
FIGURE 3.11 : NOMBRE DE REPELITES OPTIMISES POUVANT ETRE DEPLOYES POUR DINDOOR = 2 CHIPS 83

FIGURE 4.1 : SCHEMA DE LA CONFIGURATION UTILISEE POUR LA MISE EN ŒUVRE DE LA TDE 86
FIGURE 4.2 : SCHEMA FONCTIONNEL DE LA BOUCLE DE POURSUITE UTILISANT LA TDE 92
FIGURE 4.3 : DISPOSITION DES CLASSES D'EMETTEURS POUR UNE PIECE RECTANGULAIRE 93
FIGURE 4.4 : ACQUISITION POUR 1 EMETTEUR UTILISANT LA TDE UTILISANT LE PRN 6 A UNE FREQUENCE DE 0 HZ, EN PRESENCE DU PRN 28 A LA MEME PUISSANCE (SANS EBLOUISSEMENT) 94
FIGURE 4.5 : ACQUISITION POUR 1 EMETTEUR CLASSIQUE, UTILISANT LE PRN 6 A UNE FREQUENCE DE 0 HZ, EN PRESENCE DU PRN 28 EMETTANT AVEC UNE PUISSANCE PLUS FORTE DE 60DB (AVEC UN EBLOUISSEMENT IMPORTANT) 95
FIGURE 4.6 : ACQUISITION POUR 1 EMETTEUR UTILISANT LA TDE ET EMETTANT LE PRN 6 A UNE FREQUENCE DE 0 HZ, EN PRESENCE DU PRN 28 EMETTANT 60DB PLUS FORT (AVEC UN EBLOUISSEMENT IMPORTANT) 96
FIGURE 4.7 : CORRELATION POUR DOPPLER = 0 HZ, POUR 1 EMETTEUR UTILISANT LA TDE ET EMETTANT LE PRN 6 A UNE FREQUENCE DE 0 HZ, EN PRESENCE DU PRN 28 EMETTANT 60DB PLUS FORT (AVEC UN EBLOUISSEMENT IMPORTANT) 99
FIGURE 4.8 : IMPACT DE L'EBLOUISSEMENT D'UN EMETTEUR UTILISANT LE PRN 28 SELON LES COUPLES DOPPLER/PUISSANCE POUR UN EMETTEUR TRANSMETTANT LE PRN 6 103
FIGURE 4.9 : SCHEMA FONCTIONNEL DE LA BOUCLE DE POURSUITE UTILISANT LA TDE ETENDUE A LA PORTEUSE 106
FIGURE 4.10 : PERTES DE RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT EN FONCTION DE LA DIFFERENCE DOPPLER AVEC LA TDE ETENDUE A LA PORTEUSE 109

FIGURE 4.11 : RAPPORTS MAXIMAUX DE PUISSANCE EN FONCTION DU DOPPLER RELATIF EN PRESENCE DE TRAJETS INDIRECTS 113
FIGURE 4.12 : PRINCIPE DU FONCTIONNEMENT DE LA TDE AVEC UN EMETTEUR EN PRESENCE DE N SATELLITES 115
FIGURE 4.13 : LES PERFORMANCES COMPAREES DES BOUCLES TDE EN TERMES DE BRUIT 121
FIGURE 4.14 : COMPARAISON DE PERFORMANCES EN TERMES DE BRUIT DE POURSUITE DES SIGNAUX SATELLITES ENTRE LA TDE N SATELLITES ET UN SYSTEME PSEUDOLITE PULSE A 10 % 122
FIGURE 4.15 : EVOLUTION DE LA DERIVE DU BIAIS D'HORLOGE POUR LE RECEPTEUR LASSEN SKII ET LE DSM 132 A LA MEME ECHELLE 124
FIGURE 4.16 : IMPACT SUR LA TDE DE L'APPARITION D'UNE TRANSITION DU MESSAGE DE NAVIGATION PENDANT L'INTEGRATION SUR LE RAPPORT SIGNAL SUR INTERFERENCE 126

FIGURE 5.1 : FONCTION D'AUTOCORRELATION THEORIQUE D'UNE SEQUENCE MAXIMALE 130
FIGURE 5.2 : FONCTION DE CORRELATION RESULTANT DE L'UTILISATION DE LA TDE MAXIMALE 131
FIGURE 5.3 : ENVELOPPE DU SPECTRE D'UN SIGNAL C/A SUR L1 ECHANTILLONNE A 16 MHZ AVEC FREQUENCE INTERMEDIAIRE DE 4 MHZ. LA PARTIE REPLIEE EST EN POINTILLEE ET LA PARTIE UTILE DU SIGNAL ECHANTILLONNE DIRECTEMENT EST EN GRAS 137
FIGURE 5.4 : PICS SECONDAIRES DE LA FONCTION D'AUTOCORRELATION D'UNE SEQUENCE MAXIMALE POUR DES FREQUENCES D'ECHANTILLONNAGE DIFFERENTES 138
FIGURE 5.5 : FONCTIONS D'AUTOCORRELATION D'UN SIGNAL GPS FILTRE AVANT ECHANTILLONNAGE POUR DIFFERENTES VALEURS DE BANDE PASSANTE DE FILTRE 140
FIGURE 5.6 : EVOLUTION DU RAPPORT DE PUISSANCE LIMITE ACCEPTABLE ENTRE SIGNAL INTERFERANT ET SIGNAL INTERFERE EN FONCTION DE LA FREQUENCE D'ECHANTILLONNAGE UTILISEE 143
FIGURE 5.7 : EVOLUTION, POUR LA TDE SIMPLE ET LA TDE MAXIMALE, DU RAPPORT DE PUISSANCE MAXIMAL TOLERABLE ENTRE LES SIGNAUX REÇUS DE DEUX EMETTEURS EN FONCTION DU DOPPLER RELATIF 148
FIGURE 5.8 : EVOLUTIONS COMPAREES DE L'ERREUR SUR LA MESURE DE PSEUDODISTANCE CODE EN FONCTION DU RAPPORT DE PUISSANCE DES SIGNAUX DES EMETTEURS POUR UN RECEPTEUR FIXE 153
FIGURE 5.9 : EVOLUTIONS COMPAREES DE L'ECART-TYPE DE L'ERREUR SUR LA MESURE DE PSEUDODISTANCE CODE EN FONCTION DU RAPPORT DE PUISSANCE DES SIGNAUX DES EMETTEURS POUR UN RECEPTEUR FIXE 154
FIGURE 5.10 : EVOLUTIONS COMPAREES DE L'ERREUR SUR LA MESURE DE PSEUDODISTANCE CODE EN FONCTION DU RAPPORT DE PUISSANCE DES SIGNAUX DES EMETTEURS POUR UN RECEPTEUR MOBILE SE DEPLAÇANT A 1 M/S 155
FIGURE 5.11 : EVOLUTIONS COMPAREES DE L'ECART-TYPE DE L'ERREUR SUR LA MESURE DE PSEUDODISTANCE CODE EN FONCTION DU RAPPORT DE PUISSANCE DES SIGNAUX DES EMETTEURS POUR UN RECEPTEUR MOBILE SE DEPLAÇANT A 1 M/S 155
FIGURE 5.12 : PERFORMANCES DES METHODES TDE EN TERMES D'ERREUR MOYENNE SUR LA PSEUDODISTANCE POUR DIFFERENTES BANDES DE FILTRE DE BOUCLE DE CODE 157
FIGURE 5.13 : PERFORMANCES DES METHODES TDE EN TERMES D'ECART-TYPE DE L'ERREUR SUR LA PSEUDODISTANCE POUR DIFFERENTES BANDES DE FILTRE DE BOUCLE DE CODE 158

FIGURE 6. 1 : DISCRIMINATEURS SMICL ET SDLL EN L'ABSENCE DE TRAJET INDIRECT 162
FIGURE 6. 2 : DISCRIMINATEURS SMICL ET SDLL EN PRESENCE D'UN TRAJET INDIRECT COURT 163
FIGURE 6.3 : EXEMPLE DE PSEUDODISTANCE CODE LISSEE PAR LA PORTEUSE 167
FIGURE 6.4 : ERREUR SUR LA PSEUDODISTANCE CODE LISSEE PAR LA PORTEUSE EN PRESENCE D'UN TRAJET INDIRECT DE LONGUEUR 0.1 CHIP 170
FIGURE 6.5 : ERREUR SUR LA PSEUDODISTANCE CODE LISSEE PAR LA PORTEUSE EN PRESENCE D'UN TRAJET INDIRECT DE LONGUEUR 0.25 CHIP 170
FIGURE 6.6 : ERREUR SUR LA PSEUDODISTANCE CODE LISSEE PAR LA PORTEUSE EN PRESENCE D'UN TRAJET INDIRECT DE LONGUEUR 0.425 CHIP 171
FIGURE 6.7 : MOUVEMENT SIMULE DU RECEPTEUR 173
FIGURE 6.8 : EVOLUTION DE L'ERREUR SUR LE CALCUL DE POSITION 2D/3D 176
FIGURE 6.9 : TRAJECTOIRE CALCULEE DU RECEPTEUR MOBILE EN 3 DIMENSIONS 176

FIGURE A.1 : BOUCLES DE POURSUITE DU RECEPTEUR GPS 184
FIGURE A.2 : SORTIE DU DISCRIMINATEUR SDLL 187
FIGURE A.3 : SORTIE DU DISCRIMINATEUR DE LA PLL 188
FIGURE A.4 : ACQUISITION POUR 1 EMETTEUR UTILISANT LE PRN 6 DECALEE DE ¾ DE PERIODE DE CODE A UNE FREQUENCE DE 0 HZ, EN PRESENCE DU PRN 28 A LA MEME PUISSANCE (SANS EBLOUISSEMENT) 190

FIGURE D.1 : ACQUISITION D'UN SIGNAL A 450 HZ 215
FIGURE D.2 : COUPE DE LA FIGURE D'ACQUISITION A 450 HZ POUR UN RETARD CODE EGAL A 0 216
FIGURE D.3 : COUPES DE FIGURES D'ACQUISITION COMPAREES POUR DIFFERENTS DOPPLER 217
FIGURE D.4 : ACQUISITION D'UN SIGNAL SATELLITE AVEC LA TDE A 450 HZ 218
FIGURE D.5 : COUPE DE LA FIGURE D'ACQUISITION A 450 HZ POUR UN RETARD CODE EGAL A 0 219
FIGURE D.6 : COUPES DE FIGURES D'ACQUISITION COMPAREES POUR DIFFERENTS DOPPLER 219
FIGURE D.7 : COUPE DE FIGURE D'ACQUISITION SUIVANT L'AXE DU RETARD CODE POUR UN DOPPLER DE 750 HZ 220
FIGURE D.8 : COUPE DE FIGURE D'ACQUISITION SUIVANT L'AXE DU RETARD CODE POUR UN DOPPLER DE 450 HZ 220

Liste des tableaux

TABLEAU 1.1 : NOMBRE DE REPELITES MAXIMAL EN FONCTION DE DINDOOR 28
TABLEAU 1.2 : RETARDS REPELITES EN Δ_{REP} 29

TABLEAU 2.1 : PLAN D'EMISSION POUR 4 PSEUDOLITES A,B,C D ET E 46
TABLEAU 2.2 : RECAPITULATIF DES METHODES ANTI-EBLOUISSEMENT POUR LES PSEUDOLITES INDOOR 52
TABLEAU 2.3 : RECAPITULATIF DES METHODES DE RESOLUTION DES AMBIGUÏTES 61

TABLEAU 3.1 : RAPPORTS DE PUISSANCE MAXIMUM AVANT DECROCHAGE 68
TABLEAU 3.2 : S/I_{MAX} AVANT DECROCHAGE EN POURSUITE 71
TABLEAU 3.3 : S/I_{MAX} EN PUISSANCE POUR LA PLL 72

TABLEAU 5.1 : EFFET DU FILTRAGE ANTI-REPLIEMENT SUR RP_{MAX} 141
TABLEAU 5.2 : TEMPS D'INTEGRATION MAXIMAL 145
TABLEAU 5.3 : PERFORMANCES DE LA TDE MAXIMALE EN FONCTION DU NOMBRE DE REPELITES 149

TABLEAU 6.1 : ERREUR SUR LA DETERMINATION DE L'AMBIGUÏTE POUR LA SDLL 171
TABLEAU 6.2 : ERREUR SUR LA DETERMINATION DE L'AMBIGUÏTE POUR LA SMICL 172
TABLEAU 6.3 : ERREUR SUR L'AMBIGUÏTE POUR LA SDLL POUR C/N0 = 50 DB-HZ 174
TABLEAU 6.4 : ERREUR SUR L'AMBIGUÏTE POUR LA SMICL POUR C/N0 = 50 DB-HZ 174
TABLEAU 6.5 : ERREUR SUR L'AMBIGUÏTE POUR LA SDLL POUR C/N0 = 45 DB-HZ 174
TABLEAU 6.6 : ERREUR SUR L'AMBIGUÏTE POUR LA SMICL POUR C/N0 = 45 DB-HZ 174
TABLEAU 6.7 : ERREUR SUR L'AMBIGUÏTE POUR LA SDLL POUR C/N0 = 42 DB-HZ 174
TABLEAU 6.8 : ERREUR SUR L'AMBIGUÏTE POUR LA SMICL POUR C/N0 = 42 DB-HZ 175

TABLEAU B.1 : ERREURS EN DEGRES SUR LA MESURE DE LA PHASE $\varphi_{SM,J}$ 200
TABLEAU B.2 : ERREURS EN DEGRES SUR LA MESURE DE LA PHASE $\varphi_{SM,J}$ 200
TABLEAU B.3 : ERREURS EN DEGRES SUR LA MESURE DE LA PHASE $\varphi_{SM,J}$ 201
TABLEAU B.4 : VALEURS DU RAPPORT DES PUISSANCES POUR LESQUELLES L'ERREUR DEPASSE 10° 201
TABLEAU B.5 : VALEURS DU RAPPORT DES PUISSANCES POUR LESQUELLES L'ERREUR DEPASSE 10° 201
TABLEAU B.6 : VALEURS DU RAPPORT DES PUISSANCES POUR LESQUELLES L'ERREUR DEPASSE 10° 202
TABLEAU B.7 : SYNTHESE 202

Définitions & Acronymes

AGC	Automatic Gain Control
BPSK	Binary Phase-Shift Keying (modulation de phase à 2 états)
CDMA	Code Division Multiple Access (multiplexage par le code)
Chip	Moment de code ou bit de code
C/N0	Carrier To Noise Ratio
DGPS	GPS différentiel
DOP	Dilution of Precision (géométrique)
DS-CDMA	Direct-Sequence CDMA
FDMA	Frequency Division Multiple Access (mulptiplexage fréquentiel)
Fe	Fréquence d'échantillonnage
GLONASS	GLObal'naya NAvigatsionnaya Sputnikovaya Sistema (Russe)
GNSS	Global Navigation Satellite System
GPS	Global Positioning System
IF	Intermediate Frequency
INED	Institut National Etude Démographique
ISM	Bandes de fréquences Industrielles Scientifiques et Médicales
LBS	Location Based Services (services géolocalisés)
MAI	Multiple Access Interference
NCO, VCO	Numerical/Voltage Controlled Oscillator
PIC	Parallel Interference Cancellation
PRN x	Pseudo Random Noise x, numéro de satellite sur L1
PVT	Position Velocity Time
RF	Radio Fréquence
RTCM-104	Radio Technical Commission for Maritime Services (Commission 104)
SDLL	Standard Delay Locked Loop (boucle de code standard GPS)
SIC	Successive Interference Cancellation
SMICL	Short Multipath Insensitive Code Loop
TDMA	Time Division Multiple Access (Multiplexage temporel)
TTFF	Time To First Fix
UWB	Ultra Wide Band

Introduction

L'information de position peut être apportée par un grand nombre de méthodes et techniques différentes pouvant faire appel à des mesures de grandeurs physiques de domaines variés. On pense évidemment aux méthodes primitives de mesure de position des astres, relevant de l'optique. Leurs descendants sont aujourd'hui les systèmes à visée laser et les instruments de mesure optique tels que les théodolites utilisés par le génie civil. Mais on pense également aux techniques inertielles qui mettent en œuvre des mesures de champ de gravité terrestres, de champ magnétique et d'accélérométrie. Toutefois, si l'on se restreint au seul domaine radioélectrique et que l'on reste dans le champ des applications civiles « pacifiques », la reine des techniques en milieu extérieur est sans conteste celle de la navigation par satellites. Le GPS est, à ce jour, la seule qui fonctionne sous toutes les longitudes, presque toutes les latitudes. Son principe s'appuie sur les mesures de temps de propagation des signaux entre les antennes des satellites et celle du récepteur. Une fois cette distance obtenue, il est possible de calculer la position du récepteur avec une précision de l'ordre de quelques mètres et la désynchronisation de son horloge avec une précision de quelques nanosecondes dans des bonnes conditions de réception. Le positionnement à l'extérieur[1] étant assuré, il en est loin d'être de même pour le positionnement dans les milieux dits « difficiles ».

I Contexte scientifique

Le positionnement en milieux difficiles, et en intérieur en particulier, constitue toujours une limitation forte des systèmes de localisation globaux de type GNSS (Global Navigation Satellite System). Nous l'avons vu, de nombreuses solutions tendent à voir le jour, poussées par les industriels du secteur, comme par exemple l'Assisted-GNSS ou encore les HSGNSS (pour "High Sensitivity GNSS"). Les améliorations en termes de capacité à fournir une position dans des environnements auparavant non couverts par les satellites sont réelles. Cependant la limite de détection n'est toujours pas suffisante pour permettre le "deep indoor" (le positionnement en intérieur "profond"), la précision obtenue est très dégradée par rapport à l'extérieur, alors qu'il faudrait l'améliorer légèrement, et enfin le temps nécessaire à l'obtention d'une position est parfois de plusieurs secondes.

Les communautés académique et industrielle travaillent depuis plusieurs années sur des systèmes complémentaires aux systèmes de navigation par satellites afin de proposer des solutions fondées sur « l'hybridation », et ont développé quelques techniques pour y parvenir. Il est possible de citer par exemple :

- Les réseaux de capteurs.
- Les réseaux locaux sans fil (WLAN, UWB, etc.).
- Les réseaux mobiles de télécommunications (GSM, UMTS).
- Les systèmes additionnels, de type capteurs inertiels.
- Etc.

De nombreux travaux ont été réalisés dans le domaine des systèmes de navigation par satellites sans recours à une infrastructure locale (A-GNSS ou HSGNSS) : ces approches ne semblent pas permettre une continuité de la fonction de localisation dans des conditions

[1] Extérieur par opposition à l'intérieur, même s'il faut plus ici y voir le sens de « milieu où le ciel est dégagé d'obstacles».

suffisantes. Le constat est ainsi le suivant : une solution sans infrastructure spécifique, idéale dans l'absolu, n'a pas encore pu être mise en œuvre dans des conditions satisfaisantes, malgré les efforts importants menés par les communautés des télécommunications et de la navigation.

L'avantage de l'utilisation d'un récepteur de navigation par satellites pour réaliser la fonction de localisation en intérieur (ou plus généralement en milieux contraints, comme les « canyons urbains » par exemple) réside clairement dans le fait qu'il est alors possible de parler de système de positionnement « universel », fonctionnant dans tous les environnements et n'utilisant qu'un seul moyen technique. Une alternative consiste alors à imaginer une infrastructure, la plus légère possible, qui permettrait à un récepteur GNSS de fournir une position en intérieur. Deux approches sont décrites dans la littérature scientifique : les pseudolites (pour "pseudo-satellites") et les répéteurs.

Dans le cas des pseudolites, il s'agit de réaliser des générateurs de signaux identiques à des signaux de navigation par satellites, et d'en positionner un minimum de quatre dans un environnement intérieur. Ainsi, la diversité spatiale nécessaire à la triangulation est recréée localement et il est alors possible d'utiliser un récepteur (quasi) standard pour assurer la continuité du positionnement entre l'extérieur et l'intérieur. Les difficultés théoriques liées à cette approche sont relatives au besoin d'une synchronisation de très bonne qualité entre les divers pseudolites ainsi qu'à l'effet "near-far" issu de la difficulté de gestion de signaux présentant des niveaux de puissance très différents en provenance des divers pseudolites.

La seconde approche consiste à utiliser des répéteurs des signaux de navigation par satellites. Le principe de base d'un répéteur est de rendre les signaux GNSS disponibles à l'intérieur par le biais d'une amplification de ces derniers. En effet, la principale constatation sur le mauvais fonctionnement d'un récepteur GNSS en intérieur repose sur le très faible niveau des signaux, rendant la détection très délicate. L'objectif est donc bien d'amplifier les signaux afin de permettre à un récepteur standard de pouvoir fournir une position en intérieur. Les principales limitations liées aux pseudolites disparaissent, mais les travaux actuels n'ont porté que sur des mesures de la phase du code (rappelons que dans le cas des pseudolites, c'est principalement des mesures de la phase de la porteuse qui ont été utilisées) : dans ce cas, l'une des difficultés majeures réside dans la gestion des trajets multiples.

Une analyse poussée des deux solutions, incluant des développements spécifiques (pseudolite « code » ou répéteurs « phase » par exemple) est de nature à générer des avancées significatives dans le domaine.

II Objectif de la Thèse

L'objet de la thèse est de proposer une comparaison détaillée des deux approches (pseudolites et répéteurs), tout en analysant les performances potentielles des pseudolites en mode de mesure de la phase du code. Ce dernier domaine est actuellement celui traité par les répéteurs, avec les difficultés liées aux trajets multiples. Une analyse du comportement des répéteurs dans une approche de mesure de la phase de la porteuse permettra également d'avancer sur le sujet. Bien sûr, ceci réclame une réflexion sur l'architecture d'émission utilisée actuellement, fondée sur un cyclage séquentiel des répéteurs qui rend la levée des ambiguïtés de phase (avec les approches classiques) impossible.

Il s'agit donc d'explorer des solutions potentielles visant à utiliser ces systèmes de positionnement en intérieur à base de pseudolites et de répéteurs de signaux de navigation par

satellites, d'en développer les aspects théoriques, de procéder à des évaluations expérimentales de validation et de proposer des solutions de traitements des signaux physiques innovantes permettant d'accroître les performances de la solution de positionnement. Des modes de fonctionnement « hybrides », utilisant une combinaison de pseudolites et de répéteurs pourraient également être proposés.

Des travaux réalisés par le Groupe Navigation de l'Institut Télécom ont montré d'une manière théorique et expérimentale la possibilité d'obtenir une position en 3D à l'intérieur de bâtiments à partir de répéteurs de signaux GPS fonctionnant en mode séquentiel. D'autres travaux ont également permis d'apporter des éléments de réponse sur le comportement des boucles de poursuite afin d'optimiser les mesures de distances dans l'environnement très difficile qu'est l'intérieur.

Le caractère théorique revêt une importance particulière et est orienté vers une mise en œuvre pratique de la solution de localisation en intérieur. La réflexion sur de nouvelles approches de traitement numérique des signaux est également considérée.

III Contributions scientifiques de la thèse

Les principales contributions scientifiques développées au cours de la thèse sont :

- La mise au jour d'un système hybridant les techniques des répéteurs et des pseudolites que nous appelons répélites. Dans ce système, un signal unique est réparti par voie câblée sur les antennes d'une constellation d'émetteurs locaux avec des déphasages différents. On peut choisir convenablement les déphasages pour qu'à la réception les signaux se distinguent bien les uns des autres. On montre que l'on peut calculer la position de la même façon que pour une constellation de pseudolites et même refaire le PVT complet. Il est montré qu'il est possible de faire des mesures de phase de la porteuses permettant de réduire l'influence des trajets indirects tout en conservant la simplicité d'une architecture répéteurs.

- L'identification du problème du « near-far » (ou éblouissement) pour le cas d'une constellation locale.

- Une solution pour réduire l'influence du « near-far » (de l'éblouissement) des signaux dans le cas d'une constellation de répélites. En particulier sont fournies une description mathématique du problème et la démonstration de l'intérêt de l'utilisation d'une séquence de longueur maximale à la place d'un code de Gold classique. La présentation d'une solution qui permet d'obtenir des résultats équivalents à ceux d'une séquence maximale avec des codes de Gold.

- La mise au point d'une méthode basée sur le décalage des émissions permettant de supprimer intégralement l'éblouissement entre deux émetteurs, appelée la Technique de la Double Emission (TDE). L'analyse des limites de cette méthode, liées au Doppler, à la fois pour l'acquisition et pour la poursuite est également réalisée.

- Une version évoluée de la TDE, la TDE étendue à la porteuse, qui permet de s'affranchir totalement du problème du Doppler et une analyse de l'adaptation de cette méthode au cas d'un pseudolite en présence d'une constellation de satellites.

- Une troisième version de la TDE, la TDE maximale, qui permet de supprimer les interférences liées à l'éblouissement non plus seulement pour deux émetteurs mais entre plusieurs émetteurs. Une analyse de la sensibilité de la méthode à la fréquence d'échantillonnage et plus largement au phénomène du repliement spectral est fournie.

- Des simulations permettant d'étudier le comportement des boucles de poursuites utilisant les méthodes présentées et la mise en lumière des améliorations possibles en jouant sur les filtres de boucle.

- Une nouvelle méthode de résolution de l'ambiguïté entière sur les mesures de phase de la porteuse à l'aide d'une boucle résistante aux trajets indirects. Ceci entraîne la potentialité d'un positionnement indoor sub-métrique.

IV Organisation du manuscrit

Le présent document est organisé en sept chapitres plus l'introduction.

Le chapitre d'introduction précise le contexte du travail de thèse et ses motivations. Le sujet de la thèse y est rappelé et nous précisons ensuite ses principales contributions.

Le premier chapitre présente le principe des répélites, système hybride de répéteurs et de pseudolites, à partir de la comparaison des avantages et inconvénients de ces derniers pour le positionnement indoor. Ce système basé sur le décalage temporel d'émissions simultanées à partir d'une même source est analysé à travers les problèmes d'identification des émetteurs, des équations de positionnement, et de ses sources de limitation. Ces sources sont d'une part le problème « near-far » (ou éblouissement) survenant dans tout système de transmission DS-CDMA, et d'autre part le problème des trajets indirects qui perturbent la mesure du temps de propagation des signaux.

On établit dans la première partie du ***deuxième chapitre*** un état de l'art sur les méthodes de réduction de l'effet d'éblouissement des signaux dans les systèmes GNSS. Nous établissons une comparaison des différentes méthodes, et nous discutons de leur application à la problématique des GNSS indoor avec infrastructure (dont les répélites font partie). La seconde partie de ce chapitre est consacrée aux techniques de levée des ambiguïtés entières sur les mesures de phase de la porteuse dans le cadre des pseudolites.

Le troisième chapitre présente une première approche pour diminuer l'influence de l'éblouissement sur le système des répélites. Nous commençons par mettre mathématiquement en évidence les termes responsables de l'éblouissement pour le cas des répélites puis une méthode exploitant les propriétés d'une séquence de longueur maximale est présentée. Ses performances sont ensuite comparées à celles d'un système identique mais n'utilisant aucune méthode de réduction de l'éblouissement, théoriquement et par simulation. La présentation d'une version spécifique de la méthode adaptée aux récepteurs GPS n'utilisant que des codes de Gold clôt ce chapitre.

Le quatrième chapitre pose les fondements théoriques de la Technique de la Double Emission (TDE). Une méthode s'inspirant du décalage temporel des émissions et qui permet de former des paires de signaux insensibles à l'éblouissement pour des différences de Doppler nulle à la réception. Suit une analyse complète des limitations de performances qu'entrainent

la présence d'un éventuel Doppler sur le signal, en considérant l'acquisition et la poursuite. Nous présentons ensuite une version de la méthode « étendue à la porteuse » qui, modifiant cette fois non seulement le code mais aussi la gestion de la porteuse, répond au problème posé par le Doppler. Nous digressons ensuite légèrement en montrant qu'il est possible d'exploiter cette méthode étendue pour le cas d'un pseudolite en présence d'une constellation de satellites. Enfin la dernière partie de ce chapitre traite des sources d'erreurs et de ce qui pourrait limiter l'efficacité de la méthode comme le bruit thermique, le message de navigation ou les instabilités de l'oscillateur du récepteur.

Le cinquième chapitre reprend l'esprit de la méthode présentée au précédent chapitre pour l'étendre à plusieurs répélites. La première partie est consacrée aux aspects théoriques de la nouvelle méthode. Nous y voyons ce qui change par rapport à TDE simple et pourquoi elle ne peut s'appliquer qu'à un système répélite utilisant une séquence de longueur maximale. On appelle cette méthode la « TDE maximale ». La deuxième partie du chapitre met en lumière les limitations de la méthode, dont la plus forte est en rapport avec la fréquence d'échantillonnage. Les causes y sont analysées et des solutions pour la pallier proposées. Il est également question dans cette deuxième partie des restrictions des performances causées par la différence Doppler, restrictions qui avaient déjà été mentionnées dans le chapitre 4 et que l'on retrouve à nouveau ici. La troisième partie est consacrée à la présentation de simulations ayant été réalisées en mettant en œuvre les différentes méthodes de réduction de l'éblouissement vues jusqu'ici. L'objectif est de comparer les performances obtenues sur la mesure du code en poursuite, mais également d'évaluer l'influence de certains paramètres, notamment les filtres de boucle, dans le but d'améliorer la résistance à l'éblouissement des récepteurs utilisant les méthodes TDE.

Le sixième chapitre revient sur le second problème limitant la précision que nous avons mentionné au premier chapitre et qui concerne la résolution des ambiguïtés entières sur les mesures de phase de la porteuse. Nous réalisons la levée de l'ambiguïté en utilisant une boucle de poursuite insensible aux trajets indirects rencontrés en indoor, et développée par le Groupe Navigation pour son système de répéteurs. La première partie de ce chapitre présente de manière synthétique la boucle en question (la SMICL) et son fonctionnement. La deuxième partie détaille deux approches complémentaires permettant de résoudre l'ambiguïté entière en faisant appel à un filtre de Kalman et aux mesures de phase de code la boucle SMICL. La troisième et dernière partie montre des résultats pratiques, expérimentaux et simulés, de mise en œuvre illustrant la faisabilité et l'intérêt des méthodes proposées.

Le septième chapitre tient lieu de synthèse des travaux et ouvre quelques perspectives de travaux futurs.

Chapitre 1 : Positionnement avec des répélites

1.1 Introduction

Les systèmes de positionnement de type GNSS utilisant des infrastructures locales se déclinent en deux grandes familles que nous allons présenter dans ce chapitre. La première et la plus fameuse est sans conteste celle des pseudo-satellites. De nombreux laboratoires de part le monde, surtout en Asie Océanie, travaillent à la mise au point de système de positionnement mettant en œuvre des pseudolites. Elle se base sur l'utilisation d'émetteurs locaux indépendants.
La seconde famille, celle des répéteurs, se décline sous plusieurs formes, dont nous ne retiendrons que celle qui permet de faire du positionnement de l'ordre du mètre.
Pour les deux classes de système, il s'agit de répartir dans l'environnement un réseau d'émetteurs qui recréent les conditions permettant le calcul du point par triangulation, comme pour les satellites extérieurs.
Nous allons dans ce chapitre comparer les avantages et les limites de chacune de ces deux approches confrontées à la problématique du positionnement précis (en dessous du mètre).
Il ressortira de cette comparaison qu'il pourrait être intéressant d'en enfanter une troisième qui récupèrerait le maximum des avantages de chacune, tout en ne gardant que le minimum de leurs inconvénients.
On obtient ainsi la technique des répéteurs-pseudolites, ou « répélites » dont nous présentons les principes dans le présent chapitre.
Nous mettrons ensuite en évidence les limitations auxquelles on se trouve confronté, à savoir l'éblouissement des signaux et l'influence des trajets indirects sur les mesures de temps de propagation. L'essentiel des travaux de la thèse est consacré à la réduction de leur influence dans le but d'obtenir une position la plus précise et le plus simplement possible.

1.2 Positionnement GNSS en intérieur avec infrastructure

Les systèmes de positionnement locaux basés sur le principe des mesures de temps de propagation existent actuellement sous deux déclinaisons : les pseudo-satellites (ou pseudolites) et les répéteurs. Nous les présentons dans cette section.

1.2.1 Positionnement à base de pseudolites

Un pseudolite est un émetteur terrestre transmettant des signaux ayant la même structure que les signaux envoyés par un satellite, d'où leur nom résultant de la contraction du terme de « pseudo-satellite ». Si on prend l'exemple d'un pseudolite GPS, son signal transmettra un signal à 1.57542 GHz modulé en phase par un code de Gold et un message de navigation (voir l'annexe A pour le détail sur la forme du signal GPS).

Les pseudolites peuvent avoir plusieurs emplois. A l'origine, dans les années 1980, ils servirent à valider expérimentalement le principe du GPS avant la mise en orbite des satellites. Il fut ensuite envisagé de les employer à des fins d'augmentation du système satellitaire, notamment pour améliorer le calcul de la composante verticale dans le cadre du positionnement des avions en phase d'approche [Cobb 1997].
A la fin des années 1990 et au début des années 2000, on commença à envisager de les utiliser pour le positionnement indoor, hors zone de couverture du GPS dont l'utilisation commençait à se généraliser.

Le principe est simple : une constellation (certains préfèrent parler d'un réseau) de pseudolites est déployée dans la zone de non couverture du GPS, qui peut être par exemple un bâtiment. Les émetteurs jouent alors localement le rôle des satellites. La figure 1.1 illustre le principe du positionnement indoor avec des pseudolites.

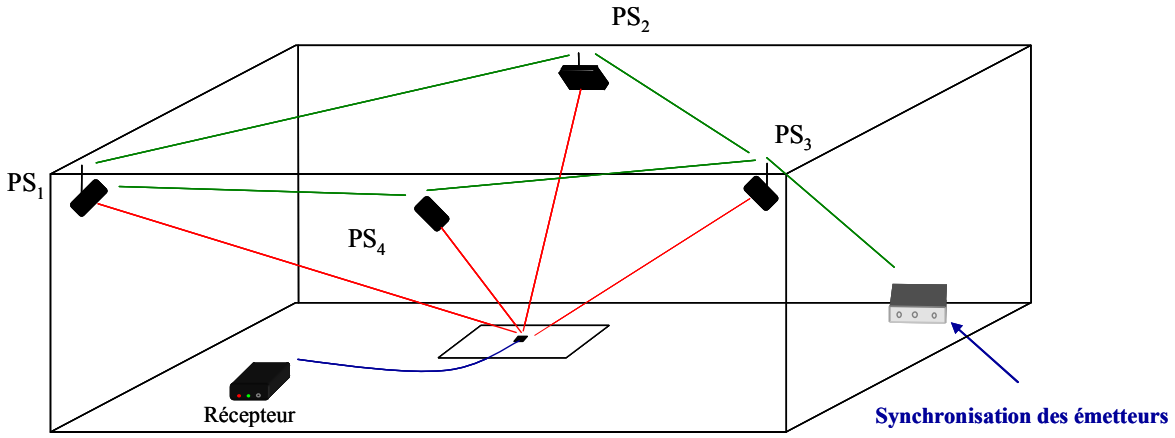


Figure 1.1 : Positionnement indoor avec des pseudolites

Sur la figure 1.1, PS_i indique un pseudolite, symbolisé par une antenne. Comme pour une constellation GNSS, une synchronisation des émetteurs est nécessaire.

Le récepteur reçoit les signaux et les traite de la même manière qu'un récepteur GNSS. Il mesure le déphasage sur le signal reçu pour évaluer la distance qui sépare son antenne de celle de l'émetteur. Il obtient alors une pseudodistance indoor PRI_i. On parle de pseudodistance car ce déphasage inclut, en plus de la distance, la désynchronisation entre le réseau d'émetteurs et le récepteur. C'est un fonctionnement tout-à-fait analogue à celui des GNSS. Lorsqu'il a accompli ces opérations pour un nombre suffisant d'émetteurs, typiquement quatre, il calcule la position en résolvant le système d'équation (1.1) :

$$\begin{aligned}
PRI_1 &= \sqrt{(x_1 - x_R)^2 + (y_1 - y_R)^2 + (z_1 - z_R)^2} + c.dt \\
PRI_2 &= \sqrt{(x_2 - x_R)^2 + (y_2 - y_R)^2 + (z_2 - z_R)^2} + c.dt \\
PRI_3 &= \sqrt{(x_3 - x_R)^2 + (y_3 - y_R)^2 + (z_3 - z_R)^2} + c.dt \\
PRI_4 &= \sqrt{(x_4 - x_R)^2 + (y_4 - y_R)^2 + (z_4 - z_R)^2} + c.dt
\end{aligned} \qquad (1.1)$$

Dans (1.1), les (x_i, y_i, z_i) sont les coordonnées des pseudolites, dans un référentiel local ou global. (x_R, y_R, z_R) sont les coordonnées du récepteur. Le paramètre dt représente la désynchronisation entre la constellation de pseudolites et le récepteur, c étant la vitesse de la lumière dans le vide. Il faut bien entendu que les émetteurs soient synchronisés.

Il ne s'agit plus d'apporter son aide à la constellation GPS (ou GNSS) existante, mais bien de recréer un système local de positionnement. La synchronisation de la constellation constitue une grande partie du coût et de la complexité du système. Toutefois il est possible de calculer la pseudodistance en utilisant des mesures de phase de la porteuse, ce qui améliore la résistance à l'influence des trajets indirects, très présents dans les milieux difficiles.

Plusieurs équipes à travers le monde travaillent sur le positionnement avec les pseudolites. On peut citer les travaux des Coréens de l'université de Séoul [Kee & al 2001], l'Institut de

Technologies avancées de Positionnement par Satellite de l'université de Tokyo [Petrovski & al 2003] et le SNAP group de l'université de Nouvelles Galles du Sud en Australie [Rizos & al 2003].
Mis à part pour des applications marginales, les systèmes de positionnement indoor avec des pseudolites ne dépassent pas pour l'instant le stade expérimentale. L'une des causes, dont nous allons beaucoup parler dans ce travail, est le problème de l'éblouissement des signaux (effet Near-Far en Anglais) mais également des difficultés réglementaires que l'on rencontre à travailler dans la bande GPS. Pour preuve de ceci, la future génération des systèmes Locata du SNAP group travaille sur une bande ISM à 2.4 GHz [Cheong & al 2009].

1.2.2 Positionnement à base de répéteurs

Le positionnement à base de répéteurs n'est pas radicalement différent du positionnement avec des pseudolites dans son principe: il s'agit toujours de déployer une constellation d'émetteurs locaux. C'est dans la mise en œuvre que les différences se font sentir.
L'idée du répéteur est assez naturelle : puisque les signaux GNSS sont affaiblis par la présence de murs, de plafonds, ou tout autre obstacle, on peut les récupérer à l'aide d'une antenne extérieure (placée par exemple sur le toit du bâtiment) et les réémettre à l'intérieur avec une amplification suffisante. Si l'on procède ainsi, le calcul donnera la position de l'antenne sur le toit. Les signaux de tous les satellites sont en effet transmis ensembles : le temps de propagation entre l'antenne d'émission du répéteur et l'antenne de réception du récepteur est le même pour tous les satellites.
L'équation (1.2) montre le système obtenu avec l'émission d'un répéteur. $PRSat_i$ correspond à une pseudodistance calculée pour un satellite i présent dans le ciel. Δpropag est le délai induit par la distance de propagation entre l'antenne du répéteur et l'antenne du récepteur.

$$\begin{aligned}
PRSat_1 &= \sqrt{(x_1 - x_R)^2 + (y_1 - y_R)^2 + (z_1 - z_R)^2} + c.dt + \Delta propag \\
PRSat_2 &= \sqrt{(x_2 - x_R)^2 + (y_2 - y_R)^2 + (z_2 - z_R)^2} + c.dt + \Delta propag \\
PRSat_3 &= \sqrt{(x_3 - x_R)^2 + (y_3 - y_R)^2 + (z_3 - z_R)^2} + c.dt + \Delta propag \\
PRSat_4 &= \sqrt{(x_4 - x_R)^2 + (y_4 - y_R)^2 + (z_4 - z_R)^2} + c.dt + \Delta propag
\end{aligned} \qquad (1.2)$$

On voit immédiatement que Δpropag est commun au quatre satellites et sera donc interprété comme faisant partie du biais de synchronisation c.dt au moment du calcul de la position. Cela ne suffit donc pas pour faire du positionnement indoor, mais la présence de Δpropag dans la pseudodistance mesurée peut être exploitée, moyennant quelques modifications.

La méthode consiste d'abord à déployer une constellation de retransmetteurs à l'intérieur du bâtiment, comme pour les pseudolites. L'idée ici est de relier toutes ces antennes à une boîte, elle-même reliée à l'antenne extérieure, assurant une répartition séquentielle des émissions du signal reçu. Chaque antenne R_i retransmet le signal reçu de l'extérieur pour une durée limitée. Une fois que ce temps de transmission est révolu, l'antenne R_{i+1} transmet à son tour alors que le signal sur R_i est coupé, etc. On a ainsi une sorte d'émission TDMA au cours de laquelle deux antennes de la constellation n'émettent jamais en même temps. Lorsque toutes les antennes de la constellation ont émis, on recommence l'émission à la première antenne et ainsi de suite. On forme ainsi un cycle d'émission dont on peut régler la durée.
Au cours d'un cycle, le récepteur suit l'évolution des variations de la pseudodistance de chaque satellite. La différence de phase induite sur cette pseudodistance entre deux émissions

consécutives sur R_i et R_{i+1} est mesurée à chaque transition et correspond à la différence des distances entre le récepteur et R_i et le récepteur et R_{i+1}. Une fois que le récepteur a pu mesurer un nombre suffisant de ces transitions, il est capable de calculer une position.

La figure 1.2 illustre le principe de la méthode pour trois émetteurs.

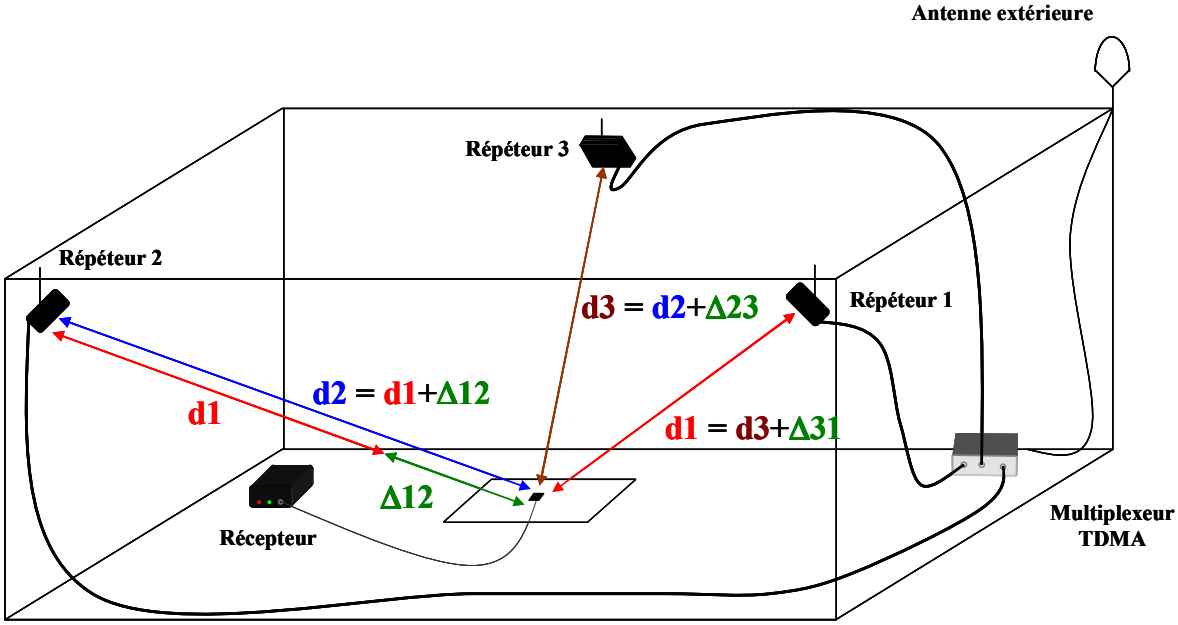


Figure 1.2 : le principe de la méthode de positionnement par répéteurs

On peut écrire le système d'équation résultant pour quatre émetteurs, ce qui donne (1.3).

$$\begin{aligned} d1 + 0 &= \sqrt{(x_1 - x_R)^2 + (y_1 - y_R)^2 + (z_1 - z_R)^2} + c.dt \\ d1 + \Delta 12 &= \sqrt{(x_2 - x_R)^2 + (y_2 - y_R)^2 + (z_2 - z_R)^2} + c.dt \\ d1 + \Delta 12 + \Delta 23 &= \sqrt{(x_3 - x_R)^2 + (y_3 - y_R)^2 + (z_3 - z_R)^2} + c.dt \\ d1 + \Delta 12 + \Delta 23 + \Delta 34 &= \sqrt{(x_4 - x_R)^2 + (y_4 - y_R)^2 + (z_4 - z_R)^2} + c.dt \end{aligned} \qquad (1.3)$$

On ne connait pas d1 (qui est la distance entre le récepteur et le répéteur 1), mais comme cette valeur est commune aux quatre équations, on peut décider arbitrairement que d1 = 0, la variable c.dt compensant d'elle-même l'écart entre la vraie distance d1 et notre valeur arbitraire.
On pourra alors calculer la position, de la même manière que pour les pseudolites. La seule différence réside dans les données : nous avons des différences de distances au lieu d'avoir des distances. Géométriquement parlant, cela revient à calculer des intersections d'hyperboloïdes en lieu et place de sphères. L'avantage de la méthode est que la synchronisation a disparu, ce qui allège considérablement les coûts. Il reste la difficulté de déployer un câblage complet, difficulté qui peut varier de « très simple » à « très handicapante » selon les environnements (physique ou humain).
Un autre avantage considérable vient du TDMA : les émissions provenant des antennes intérieures n'interfèrent jamais entre elles puisqu'elles n'émettent jamais simultanément. Il n'y a donc pas de problème d'éblouissement entre signaux des répéteurs.

Le désavantage majeur des répéteurs réside dans l'impossibilité de mener des mesures de phases de la porteuse pour calculer les pseudodistances. Nous verrons plus loin que c'est la meilleure façon de réduire l'influence des trajets indirects, qui sont fort nombreux dans les milieux indoor. L'utilisation de la porteuse est rendue impossible par la taille des sauts de phase qui peuvent atteindre plusieurs dizaines de mètres, ce qui est trop important pour la longueur d'un battement de la porteuse (qui est de 19 cm sur L1).

Les systèmes répéteurs sont l'objet d'une étude assez intense du groupe Navigation de TMSP, un sujet sur lequel de nombreux travaux ont été réalisés [Caratori & al 2003], [Caratori & al 2004], [Vervisch-Picois & al 2006].

Un autre groupe de recherche basé en Corée, à l'université de Konkuk, développe également des travaux sur les répéteurs, avec une approche plus exigeante en terme de durée du cycle et qui se rapproche plus des pseudolites pulsés (que nous verrons au chapitre suivant) [Jee & al 2004] [Jee & al 2005].

Les pseudolites permettent des mesures de phase de la porteuse, mais sont sujets à l'éblouissement des signaux et requièrent une synchronisation qui peut s'avérer coûteuse. Les répéteurs ne sont pas sujet à l'éblouissement et ne nécessitent aucune synchronisation, mais ils ne peuvent fournir de mesures de phase de la porteuse et ont donc une précision limitée à quelques mètres.

Il pourrait être avantageux, si cela était possible, de cumuler les avantages des deux méthodes en réduisant au minimum leurs inconvénients. Nous allons présenter un tel système : les répélites.

1.3 Les Répéteurs-Pseudolites ou Répélites

A l'origine, l'idée vient de Corée [Im & al 2006], avec l'objectif plus ou moins bien défini de réaliser des mesures de phase de la porteuse avec un signal répété. Le principe étant, comme pour les répéteurs, de récupérer un signal sur le toit à l'aide d'une antenne extérieure pour le retransmettre à l'intérieur. Seulement cette fois-ci au lieu de faire basculer la transmission du signal d'une antenne répéteur à l'autre suivant un cycle d'extinction-émission, on retransmet en permanence le signal sur toutes les antennes de la constellation, comme pour les pseudolites. Le même signal est alors émis simultanément sur toutes les antennes de la constellation locale. Afin d'éviter qu'au niveau d'un récepteur les signaux provenant des différentes antennes n'interfèrent les uns avec les autres, le signal originel est retardé différemment sur chacune des antennes avant l'émission. On aboutit à un système utilisant des émissions décalées. Nous allons déterminer ici quels sont les décalages temporels minimaux nécessaires pour éviter les interférences puis comment le positionnement peut être réalisé.

1.3.1 Emissions décalées

Le principe qui fonde les Répélites est le retard apporté au signal avant l'émission sur chaque antenne. C'est ce retard que nous étudions ici.

1.3.1.1 Principes

Les signaux des satellites sont récupérés au niveau d'une antenne placée à l'extérieur dans une zone de bonne couverture. En réalité le signal d'un seul satellite suffit. Il est possible de substituer un générateur de signaux à cette antenne. Cela simplifie le câblage, apporte une garantie sur l'absence de trajets indirects extérieurs et simplifie également la mise en œuvre du décalage temporel entre les antennes.

Les signaux ainsi récupérés sont alors, comme pour les répéteurs, distribués vers les antennes de réémission, à la différence près que cette fois-ci les signaux sont retardés avant l'émission sur chaque antenne.

La figure 1.3 présente le système de positionnement par répélite:

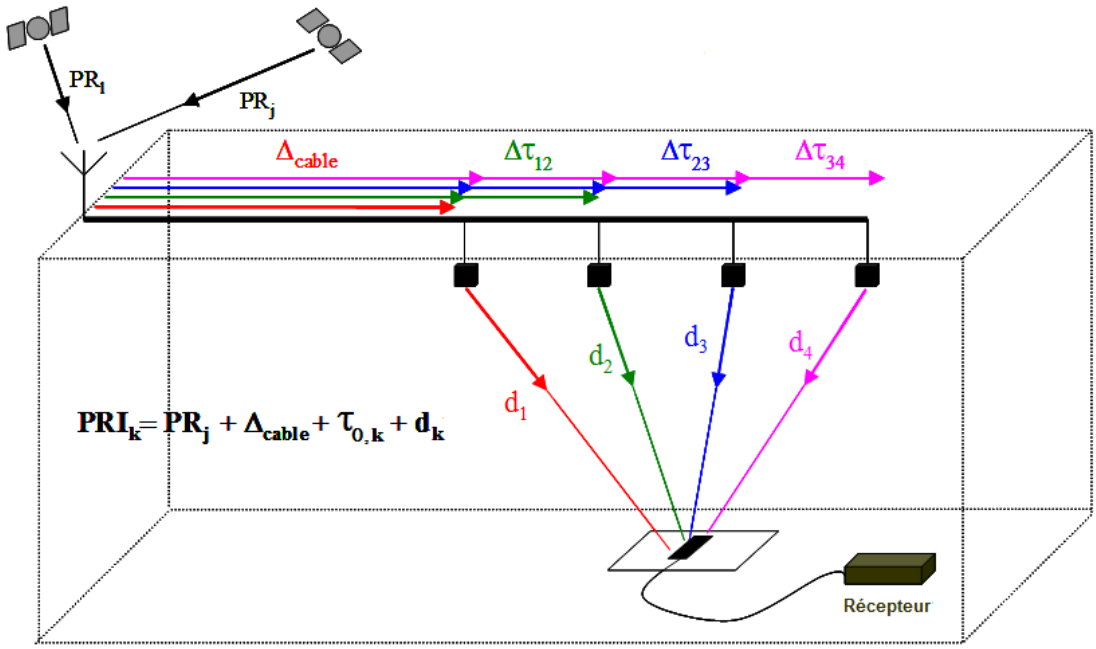


Figure 1.3 : Représentation symbolique du système des Répélites à 4 émetteurs

Les PR_j désignent les pseudodistances séparant les satellites de l'antenne extérieure. On parle bien de pseudodistances car elles incluent le biais d'horloge du récepteur. Δ_{cable} représente le retard commun correspondant au passage à travers les câbles menant vers les antennes et $\Delta\tau_{ii+1}$ correspond au retard volontairement induit entre deux antennes successives indexées i et i + 1. $\tau_{0,k}$ correspond au retard induit volontairement entre le répélite 1 (non retardé) et le répélite k, on peut également l'interpréter comme la somme des $\Delta\tau_{ii+1}$ pour i allant de 1 jusqu'à k. Les distances d_i sont les distances séparant les antennes de réémission de celle du récepteur.
Sur la figure 1.3, les antennes ne sont pas réparties géométriquement mais alignées afin de mieux représenter visuellement les différents retards, ceci n'est évidemment pas la distribution géographique qu'il faut mettre en place.

Le retard induit avant chaque antenne de réémission doit tenir compte à la fois de la taille de l'environnement couvert par le système, de la longueur des éventuels trajets indirects pouvant

se produire et enfin de la largeur de la fonction d'autocorrélation des signaux GNSS que l'on retransmet. Il faut en effet que, à la réception, les pics de corrélation de chacun des signaux provenant des différents émetteurs ne se recouvrent pas, comme sur la figure 1.4. Remarquons que sur cette figure 1.4, les retards successifs $\Delta\tau_{ii+1}$ sont égaux.

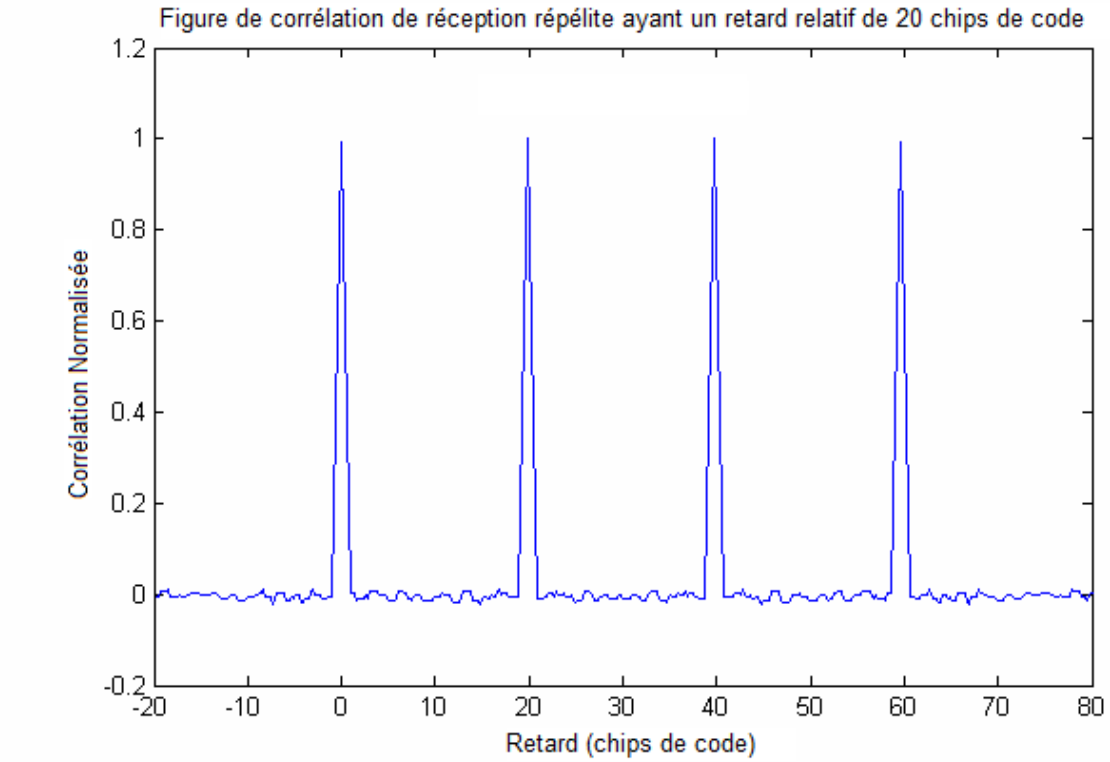


Figure 1.4 : Résultat de corrélation pour 4 répélites (PRN x)

On doit donc déterminer les limites des valeurs des délais que l'on doit induire sur les antennes pour que le système fonctionne convenablement d'une part et on aimerait, d'autre part, avoir quelques idées sur le dimensionnement d'un tel système, c'est-à-dire combien de répélites peut-on raisonnablement déployer selon les contraintes de l'environnement.

1.3.1.2 Recherche des limites

On veut déterminer théoriquement les valeurs limites inférieure et supérieure que peuvent prendre les délais $\tau_{0,k}$ à partir du terme général de corrélation du signal incident de la section B.2 de l'Annexe B.

Si on note :

N = Nombre de chips dans un code
T_c = durée d'un chip de code
n = nombre de répélites que l'on veut déployer
$T_{u,k}$ = délai correspondant au temps de propagation extérieur du satellite u incluant le biais d'horloge et le temps de propagation à l'intérieur après le passage par l'antenne du répélite k.

On arrive à démontrer les inégalités suivantes :

$$2.T_c + T_{u,k} - T_{u,k+1} \leq \tau_{0,k+1} - \tau_{0,k} \qquad (1.4)$$

$$\tau_{0,n-1} \leq (N-2).T_c - T_{u,n-1} + T_{u,0} \qquad (1.5)$$

Il est possible de simplifier ce résultat en considérant que le délai induit entre deux répélites est le même, soit $\tau_{0,k+1} - \tau_{0,k} = \Delta\tau_0$. On raisonnera alors désormais en termes d'emplacement optimal de répélite sur la figure de corrélation, emplacement dont on veut déterminer la largeur minimale.
Les inégalités (1.4) et (1.5) deviennent alors :

$$2.T_c + T_{u,k} - T_{u,k+1} \leq \Delta\tau_0 \qquad (1.4 \text{ bis})$$

$$\Delta\tau_0 \leq \frac{(N-2).T_c - T_{u,n-1} + T_{u,0}}{n-1} \qquad (1.5 \text{ bis})$$

Si on note dIndoor la valeur absolue de la différence distance (le temps de propagation) correspondant à la plus grande dimension de l'environnement[2], on peut alors encadrer $\Delta\tau_0$ ainsi :

$$2.T_c + \text{dIndoor} \leq \Delta\tau_0 \leq \frac{(N-2).T_c - \text{dIndoor}}{n-1} \qquad (1.6)$$

La valeur de $2.T_c$ + dIndoor est la valeur minimale du retard que l'on doit induire entre deux répélites pour qu'ils n'interfèrent pas. Elle correspond à la valeur du délai définissant l'emplacement optimal des pseudolites.

A partir de ce délai, on peut rechercher le nombre maximal de répélites que l'on peut déployer sans créer d'interférence. On l'obtient lorsque l'inégalité de gauche et l'inégalité de droite de (1.6) sont égales car $\Delta\tau_0$ prend à la fois la valeur la plus petite et la plus grande qu'il puisse prendre sans causer un recouvrement des pics principaux de corrélation. Ce qui donne, après réarrangement :

$$n = \frac{N.T_c}{2.T_c + \text{dIndoor}} \qquad (1.7)$$

Le nombre d'emplacements optimaux de répélites que l'on peut déployer est donc lié à l'inverse de la distance maximale en intérieur. Un résultat qui est assez cohérent: l'augmentation de la distance maximale à l'intérieur doit logiquement réduire le nombre de répélites possibles.

On peut aussi noter la dépendance de ce nombre en T_c qui peut se comprendre ainsi : un code plus lent (avec T_c plus grand) augmente le nombre de répélites qui peuvent être potentiellement déployés car cela augmente la durée du chip de code. En effet dIndoor

[2] Le terme doit être compris au sens large, c'est-à-dire la plus grande dimension incluant les trajets indirects potentiels les plus longs

correspondra alors à un nombre de chips moindre : il faut donc moins de chips de décalage entre deux répélites pour éviter qu'ils interfèrent.

1.3.1.3 Quelques estimations chiffrées

En prenant l'exemple du code C/A du GPS sur la bande L_1 (N = 1023, T_c = 0.977517 µs), on peut donner le nombre d'emplacements optimaux de répélites pour quelques valeurs de dIndoor:

Tableau 1.1 : nombre de répélites maximal en fonction de dIndoor

dIndoor (mètres)	150	300	600	900	1000	1200
n répélites max	409	341	255	204	189	170

Une valeur de dIndoor de 300 mètres correspond à des bâtiments assez grands, même si l'on doit garder à l'esprit que dIndoor inclue également les trajets indirects qui dans un grand bâtiment peuvent être assez considérables à cause des multiples réflexions possibles. Cette seule valeur permet de déployer 341 répélites ! Il est assez peu vraisemblable que l'on soit amené à déployer autant de répélites pour couvrir un seul bâtiment, même s'il est très grand. Il est donc possible d'espacer temporellement les émissions répélites tout en en déployant un nombre suffisant.

1.3.2 Positionnement avec des répélites

Puisque l'on a maintenant démontré que l'on peut déployer un nombre de répélites suffisant, on peut s'intéresser au positionnement en lui-même.

1.3.2.1 Identification du répélite

La première question que l'on se pose porte sur l'identification de l'origine du signal reçu, c'est-à-dire être capable d'associer un signal à un répélite. En effet, avec le système des répéteurs, le problème de l'identification ne se pose pas car les émissions et extinctions peuvent être synchronisées sur le temps GPS. Le récepteur est donc capable d'identifier quelle est l'antenne qui est en train d'émettre. Pour les pseudolites, l'identification est simple également car chaque émetteur est indépendant et émet son propre code qui lui sert d'identifiant. Pour les répélites, l'identification des antennes est, à priori, impossible car chacune d'entre elle émet le même code[3]. Malgré cela, il est possible d'associer un pic de la figure globale de corrélation à un répélite en jouant sur les délais relatifs entre deux antennes. La première idée de ce genre a été suggérée par les Coréens de Konkuk [Im & al 2006].

Le Tableau 1.1 indique qu'un grand nombre de répélites peuvent être déployés. Dans les différents cas présentés dans le tableau, chaque répélite occupe une place de largeur $\mathbf{2.T_c + dIndoor = \Delta_{rep}}$ sur la figure de corrélation. On pourrait utiliser cette largeur comme une unité de base et décaler chaque répélite d'un certain nombre de cette unité de base afin de pouvoir les identifier à partir des décalages effectivement observés sur la figure de corrélation.
Il faut de plus que l'on soit capable d'effectuer l'identification même lorsque tous les signaux ne sont pas présents.

[3] S'il y a plusieurs satellites, il y a plusieurs codes mais chaque antenne les émets tous, ça ne permet donc pas l'identification.

Il y a donc deux conditions à remplir pour que l'identification de deux répélites soit non ambigüe :

- Le retard entre deux répélites successifs est unique.
- Deux répélites non successifs ne doivent pas avoir un retard équivalent à celui de deux répélites successifs.

La deuxième condition pourrait être éventuellement relâchée si on tient compte du fait que pour avoir une position il faut trois répélites. Ceci est une affaire d'optimisation que nous n'abordons pas ici. On pourrait aussi optimiser par rapport à la pièce où on se trouve : certains répélites peuvent être plus probablement reçus dans certains endroits plutôt que d'autres.

Voici l'exemple de ce que pourrait être un plan d'émission:

On applique rigoureusement les règles précitées, on présente le résultat sous la forme d'une matrice dont les éléments $a_{i,j}$ correspondent au retard entre le répélite i et le répélite j indiqué en unité de Δ_{rep}. La table 1.2 donne les résultats pour 10 répélites :

Tableau 1.2 : Retards répélites en Δ_{rep}

Répélites	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	0	1	3	7	15	31	63	127	255	511
2	1	0	2	6	14	30	62	126	254	510
3	3	2	0	4	12	28	60	124	252	508
4	7	6	4	0	8	24	56	120	248	504
5	15	14	12	8	0	16	48	112	240	496
6	31	30	28	24	16	0	32	96	224	480
7	63	62	60	56	48	32	0	64	192	448
8	127	126	124	120	112	96	64	0	128	384
9	255	254	252	248	240	224	192	128	0	256
10	511	510	508	504	496	480	448	384	256	0

La diagonale est nulle car le décalage entre un répélite et lui-même est nul. La première et la seconde conditions sont remplies si aucuns des éléments du demi tableau au dessus ou en dessous de la diagonale ne sont égaux. Pour remplir cette condition on procède dans cet ordre:

1. On remplit le tableau ligne par ligne dans sa moitié gauche (la moitié droite s'obtient par symétrie). Pour remplir une nouvelle ligne i, on regarde la ligne précédente i-1 et on détermine le plus grand des décalages parmi les éléments de cette ligne.
2. Une fois déterminée la valeur du plus grand décalage, on ajoute lui Δ_{rep} et on reporte la valeur obtenue au bout de la ligne i dans la colonne i-1. On sait que cet emplacement $a_{i,i-1}$ correspondra au plus petit des décalages entre le répélite i et les répélites précédents.
3. Le reste de la ligne i se remplit automatiquement par addition des éléments de la ligne précédente avec l'élément $a_{i,i-1}$.

Si on retarde les émissions des répélites tel qu'indiqué sur le tableau 1.2, on est certain que les conditions sont bien remplies. La façon de remplir ce tableau est assez simple : pour chaque nouveau répélite que l'on désire ajouter à la constellation, on regarde quel est le plus grand retard déjà existant et on lui ajoute Δ_{rep}. On peut lire les retards de deux répélites successifs

sur la deuxième diagonale du tableau. En outre on peut remarquer qu'aucun élément dans chaque moitié du tableau (qui est symétrique) ne se trouve en double : c'est la réponse à la seconde condition.

En pratique, cela signifie que dès que le récepteur reçoit 2 répélites, quels qu'ils soient, il est en mesure de les identifier par la seule estimation de la distance qui les sépare sur la figure de corrélation.

On peut remarquer que cet exemple est particulièrement restrictif car il impose l'identification des répélites alors que la position n'est même pas encore calculable. D'ailleurs cela s'en ressent au niveau du nombre de répélites qu'il est possible de déployer. En effet, si on met en relation le tableau 1.1 et le tableau 1.2, on voit que l'on dispose de 170 à 409 Δ_{rep} pour un signal de type GPS L1 et que pour déployer 10 répélites, on a besoin au minimum de 511 emplacement (la deuxième colonne du tableau 1.2 donne le minimum de Δ_{rep} requis en fonction du nombre de répélites). Cela signifie qu'on peut déployer au maximum 9 à 8 répélites avec un tel plan d'émission, ce qui peut être largement suffisant pour un grand nombre d'applications.

Si on veut pouvoir déployer encore plus de répélites, on peut choisir un plan d'émission moins restrictif, mais il faudra dans ce cas lever les ambiguïtés qui pourront se produire. C'est tout-à-fait possible si on attend que trois répélites ou plus soient effectivement reçus, mais nous n'approfondiront pas plus sur cette question. L'essentiel était de montrer qu'il était possible d'identifier les répélites grâce à leurs décalages relatifs.

Remarque importante: en réalité, les positions relatives ne sont pas si simples à lire car le pic de corrélation du signal provenant de chaque répélite n'est pas centré et « bouge » sur la largeur de Δ_{rep} en fonction de la distance parcourue à l'intérieur. Dans les moins favorables des situations, on récupère une ambiguïté supplémentaire qu'illustre la figure 1.5 :

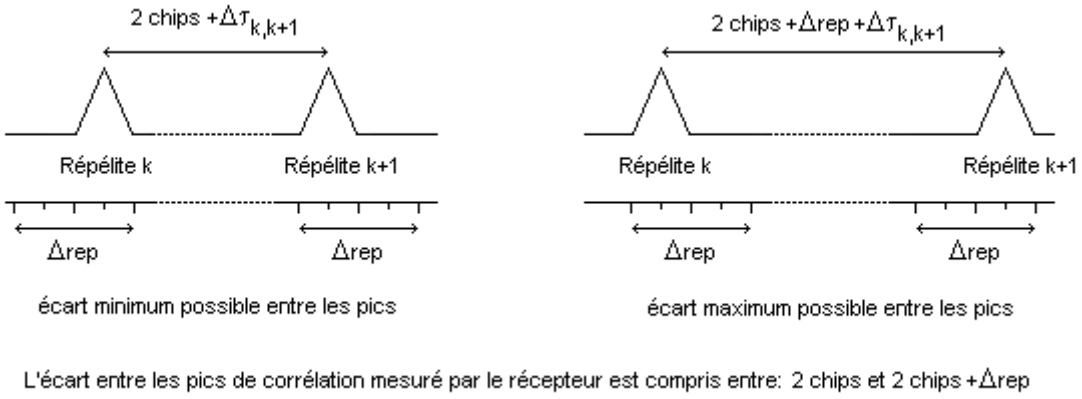


Figure 1.5 : Cas des pics de corrélation non centrés

Fort heureusement l'ambiguïté qui est ajoutée est bornée comme on le voit sur la figure. La solution à ce problème est donc d'agrandir un peu les écarts par rapport à ceux du tableau 1.2 de telle sorte que la différence entre deux éléments du tableau soit toujours supérieure à la valeur maximale de cette ambiguïté, c'est-à-dire $\mathbf{\Delta_{rep}}$**+ 2 chips**.
Le récepteur sera alors capable d'identifier les répélites en comparant la distance effectivement mesurée entre les deux pics.

Une autre solution qui réglerait ce problème de l'identification de manière beaucoup plus simple serait de mettre un message de navigation différent sur le signal de chaque antenne. Ce message comportant un numéro d'identification. On retrouverait alors les nombres de répélites du tableau 1.1. Cela n'est bien entendu possible que pour le cas d'un signal source provenant d'un générateur de signaux.

1.3.2.2 Calcul du point

Dès lors que l'on dispose d'un nombre suffisant de signaux et que les antennes des répélites dont ils proviennent sont identifiées, les mesures de pseudodistance peuvent être effectuées et en fin de compte le calcul du point mené à bien. Nous allons voir comment ce calcul peut être effectué et quelles sont les données nécessaires à sa mise en œuvre.

Si l'on reprend la figure 1.3, on remarque que PRI_k désigne la pseudodistance intérieure provenant de l'antenne k. Cette pseudodistance est effectivement mesurée par le récepteur et on espère en extraire d_k, qui est pour l'instant « noyée » dans PRI_k, pour mener à termes le calcul du point. Lorsque quatre pseudodistances sont mesurées, pour un satellite j, on obtient :

$$\begin{aligned} PRI_1 &= d_1 + \Delta_{cable} + PR_j \\ PRI_2 &= d_2 + \Delta_{cable} + \tau_{0,2} + PR_j \\ PRI_3 &= d_3 + \Delta_{cable} + \tau_{0,3} + PR_j \\ PRI_4 &= d_4 + \Delta_{cable} + \tau_{0,4} + PR_j \end{aligned} \qquad (1.8)$$

Les positions des répélites, Δ_{cable} et les $\tau_{0,i}$ sont connus. Pour les câbles le délai est mesuré au moment de la mise en place du système et les délais $\tau_{0,i}$ sont induits volontairement aux fins que nous avons vues plus haut. Toutes ces données dites connues peuvent être préenregistrées ou téléchargées par un moyen de communication quelconque (WLAN par exemple). L'avantage des constellations terrestres est que tout ce qui relève des données systémiques peut être connu du récepteur par un autre moyen que les signaux de la constellation. Il devient dès lors possible de calculer la position à l'intérieur selon un processus de calcul identique à celui des GNSS consistant à résoudre (1.8). PR_j faisant office de quatrième coordonnée, soit l'équivalent du biais d'horloge pour le positionnement à l'extérieur. Il est également possible d'utiliser les Doppler mesurés à l'intérieur. Comme Δ_{cable} et les $\tau_{0,i}$ ne varient pas au cours du temps, si on dérive (1.8) les équations peuvent s'écrire ainsi :

$$\begin{aligned} \dot{PRI}_1 &= \dot{d}_1 + \dot{PR}_j \\ \dot{PRI}_2 &= \dot{d}_2 + \dot{PR}_j \\ \dot{PRI}_3 &= \dot{d}_3 + \dot{PR}_j \\ \dot{PRI}_4 &= \dot{d}_4 + \dot{PR}_j \end{aligned} \qquad (1.9)$$

Ainsi, seules les contributions des mouvements à l'intérieur sont prises en compte dans les $\dot{PRI}_k$ à travers les $\dot{d}_k$. Les variations Doppler $\dot{PR}_j$ dues au mouvement du satellite à l'extérieur et à la dérive de l'horloge est commune aux $\dot{PRI}_k$ quelle que soit k.

Il est donc possible de calculer la vitesse de la même façon qu'on le fait à l'extérieur, en utilisant conjointement la mesure de position des équations (1.8) et les mesures de Doppler des équations (1.9).

On peut à présent vouloir aller plus loin et obtenir également le biais d'horloge véritable des satellites pour parvenir à un véritable PVT intérieur.

Il y a plusieurs méthodes pour y parvenir, mais nous nous contenterons d'évoquer la plus simple d'entre elle.
Son efficacité présuppose que le signal entre le satellite utilisé et l'antenne extérieure ne subit pas de trajet indirect. Si le récepteur connait la position de l'antenne extérieure dans le repère ECEF, il est capable d'extraire le biais d'horloge de la mesure de PRI_k. En effet :

$$PRI_k = d_k + \Delta_{cable} + \tau_{0,k} + dsat_j + b \qquad (1.10)$$

Avec $dsat_j$ la distance entre le satellite j et l'antenne extérieure et b le biais de l'horloge du récepteur par rapport au temps GNSS.

La distance $dsat_j$ peut être calculée aisément avec la position de l'antenne extérieure, supposée connue, et celle du satellite que le récepteur calcule à partir du message de navigation (comme pour le GPS classique). La distance d_k peut être également calculée à partir de la position de l'antenne du répélite et celle du récepteur (que l'on a préalablement calculée).
On peut alors extraire le biais d'horloge de l'équation 1.10 :

$$b = PRI_k - d_k - \Delta_{cable} - \sum_{u=1}^{k-1} \Delta_{uu+1} - dsat_j \qquad (1.11)$$

Ainsi on peut obtenir la synchronisation du récepteur sur le temps de la constellation GNSS sans mettre en œuvre des méthodes de synchronisation complexe, telles que celles que l'on peut voir pour les pseudolites. On peut également remarquer qu'en comparaison avec les répéteurs sous leur forme actuelle, le système des répélites permet de calculer la vitesse de façon instantanée, comme pour les GNSS. Il permet également de faire indifféremment des mesures de code ou de phase. On a donc bien récupéré des avantages des deux techniques : l'absence de synchronisation des répéteurs et la possibilité d'un PVT complet comme pour les pseudolites.

1.4 Sources de limitation

La constitution d'un système de répélites permet, nous l'avons vu, de récupérer certains avantages des pseudolites et des répéteurs. Les répélites, comme les répéteurs, ne nécessitent pas de synchronisation. Des pseudolites, les répélites reprennent la possibilité d'utiliser les mesures de phase de la porteuse pour calculer la pseudodistance.
En revanche, tous les inconvénients ne sont pas écartés. Il reste un problème majeur qui est celui de l'éblouissement des signaux. L'autre problème dont on ne peut s'affranchir est la présence de trajets indirects qui perturbe les mesures de code et qui pousse à utiliser les mesures de phase de porteuse. L'utilisation de ces dernières induit une nouvelle difficulté qui est la résolution de leurs ambiguïtés entières.

Ce sont ces deux limitations que nous allons analyser dans ce qui suit. La réduction de leur influence sur la qualité du calcul de position avec le système répélite est l'objet principal du travail de recherche présenté dans ce manuscrit.

1.4.1 Le problème de l'éblouissement ou interférence intrinsèque (MAI)

Le phénomène de l'éblouissement est une source importante de problème des systèmes utilisant le CDMA. Son influence peut s'avérer néfaste pour le positionnement pseudolites.
Après une description de ce phénomène et de ses causes, nous expliquons dans cette section comment il influence négativement le positionnement.

1.4.1.1 Description du phénomène

Dans un système à sources multiples émettant sur la même fréquence, comme le GPS, il existe des interférences du système sur lui-même. Elles procèdent d'un brouillage à la réception d'un des signaux du système, généralement le plus faible en puissance, par les autres signaux provenant des autres sources du même système.
Pour les GNSS, il peut s'agir du signal d'un satellite disparaissant à l'horizon, ou lorsqu'il passe à travers un obstacle, qui se trouve perturbé par celui d'un satellite au zénith ne rencontrant aucun obstacle.
Ces interférences sont un phénomène propre au CDMA pour lequel les signaux sont émis sur la même fréquence. Il se produit lorsque les codes utilisés par les sources d'émission n'exercent pas une discrimination suffisante par rapport à la différence de puissance qui peut exister entre eux à la réception.
Les codes de Gold utilisés par le GPS permettent une discrimination (on peut aussi parler de performance d'accès multiple) entre deux signaux provenant de deux sources distinctes de 60.2 dB au maximum et de 23.9 dB au minimum en l'absence de différence Doppler [Kaplan & al 2006a].
Ce qui signifie que dans le plus défavorable des cas, les signaux ne peuvent pas avoir plus d'une vingtaine de dB d'écart en puissance sans provoquer de graves interférences. Nous revenons un peu plus loin sur l'impact de ces interférences.

On peut alors parler d'interférences systémiques, interférence intrinsèques ou d'interférence accès multiples (MAI en Anglais). Les interférences systémiques sous leur forme la plus extrême peuvent aboutir à ce qu'on appelle le problème de l'éblouissement, ou Near-Far problem ou aussi Near-Far effect en Anglais. Dans ce cas, la perturbation est si forte que le récepteur n'est plus capable de suivre le signal le plus faible même en commettant des erreurs. On confondra souvent éblouissement et interférences intrinsèques dans notre propos car il est parfois difficile de distinguer un décrochage complet d'une forte perturbation. On parlera souvent d'éblouissement pour désigner le phénomène regroupant l'ensemble des degrés d'interférences intrinsèques.

L'effet de l'éblouissement dans le GPS fut mis en évidence lorsque l'on songea à déployer des pseudolites pour améliorer la précision de la coordonnée verticale lors de l'atterrissage et du décollage des avions [Elrod & al 1996]. Tant que l'avion reste suffisamment loin de la piste où est placé l'émetteur, le signal additionnel se comporte comme un signal satellite parmi les autres. Mais dès que l'avion s'approche de la piste, le signal de l'émetteur devient si puissant que le récepteur perd les signaux issus des satellites. Pour le positionnement en intérieur, pour les pseudolites comme pour les répélites, la problématique est la même, nous allons en voir les causes.

1.4.1.2 Les causes possibles

Le nom anglais de l'éblouissement vient de la première de ses causes. L'effet « proche-lointain » comme son nom l'indique, vient d'abord d'une différence d'atténuation de la puissance du signal entre une source lointaine et une source proche. En un point donné de l'espace, on considère les distances entre ce point et les émetteurs de la constellation locale (répélites ou pseudolites). La cause la plus manifeste de l'apparition du phénomène de l'éblouissement réside, comme à l'extérieur, dans l'importance des différences qui peuvent exister entre ces distances. Les signaux sont transmis à la même puissance depuis chaque émetteur. Ils subissent une atténuation qui dépend le la distance entre l'émetteur et le récepteur. Cette atténuation peut varier fortement du signal d'un émetteur à un autre, surtout si le récepteur est proche d'un des émetteurs et loin des autres. Il en résulte de grande différence de puissance entre les signaux à la réception.
Le récepteur reçoit tous ces signaux simultanément et corrèle le signal résultant avec la réplique locale de celui qu'il veut poursuivre. Si celui qu'il veut poursuivre a la plus faible puissance, les pics de corrélations croisées entre la réplique locale du signal qu'il veut poursuivre et les autres plus puissants, peuvent prendre dans ces conditions des valeurs qui perturbent le pic de corrélation principal. Voire même le brouiller totalement si le signal poursuivi est particulièrement atténué.

La figure 1.6 permet de se donner une idée des ordres de grandeur des atténuations en fonction de la distance.

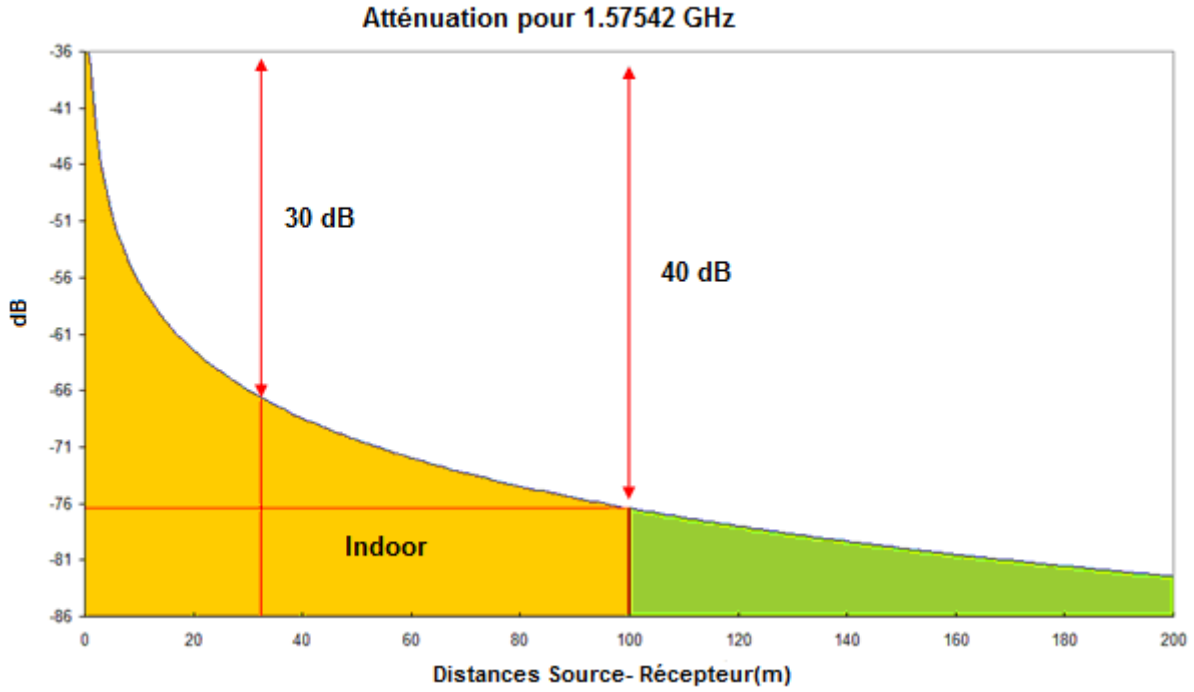


Figure 1.6 : Atténuation en espace libre pour un signal sur L1

Les flèches sur la figure 1.6 indiquent les atténuations pour des distances typiques de l'indoor. On voit qu'entre un émetteur placé à 10 mètres et un émetteur placé à 1 mètre (indiqué 0 sur la figure), on a déjà 20 dB de différence, 30 dB pour 30 mètres et jusqu'à 40 dB pour 100 mètres.

La discrimination maximale étant de 23.9 dB dans ces conditions pour seulement deux signaux, il ne sera donc pas rare de rencontrer l'éblouissement de par le seul fait de la distance.

Une solution pourrait consister à placer les émetteurs suffisamment loin, mais cela signifie les placer au-delà des murs. Il faudrait donc émettre avec assez de puissance depuis l'extérieur, ce qui est problématique (à cause des trajets indirects et de la réglementation en matière de puissance d'émission).

Une autre cause qui s'ajoute à celle de la distance est la présence d'obstacles nombreux dans l'environnement intérieur. Le signal peut traverser un mur avant de parvenir directement au récepteur, ce qui aura pour effet de l'atténuer et d'augmenter encore les risques d'éblouissement.

Enfin une dernière cause qui se relie au sujet que nous allons traiter plus en détails un peu plus loin est la présence de trajets indirects. Ces derniers peuvent avoir une influence sur la puissance des signaux reçus. En effet ils peuvent être soit constructifs, lorsque leur porteuse est en phase avec celle du signal direct, soit destructifs si les porteuses sont en opposition de phase. Ces augmentations ou destructions partielles du signal à cause des trajets indirects peuvent être favorables ou défavorables pour ce qui concerne l'éblouissement. L'écart de puissance qu'ils provoquent peut soit permettre de faire remonter un signal faible susceptible d'être ébloui, soit l'enfoncer encore plus dans le bruit en augmentant la puissance des signaux des émetteurs éblouissants ou en diminuant la sienne.

Il est difficile d'avoir une évaluation quantitative de l'effet des trajets indirects sur l'éblouissement car cela dépend énormément du milieu environnant. La seule certitude est qu'à l'intérieur des bâtiments les trajets indirects sont puissants et de faibles longueurs, ce qui est très favorable au phénomène d'éblouissement des signaux.

1.4.1.3 Impacts de ces interférences sur le positionnement

Les mesures des distances entre les émetteurs et le récepteur, nécessaires au calcul de la position, sont assurées par des boucles de poursuite asservies sur les signaux incidents. Si l'on en croit la description donnée en annexe A, l'une des boucles de poursuite utilise l'autocorrélation du code de Gold pour aligner sa propre réplique locale du code sur celui du signal incident. Elle mesure ainsi le déphasage les séparant. Si le pic d'autocorrélation est déformé, alors des erreurs sur l'évaluation du déphasage peuvent se produire. Nous verrons qu'il en va de même pour l'influence des trajets indirects. Ces déformations, comme celles des trajets indirects, peuvent être constructives ou destructives selon les phases relatives entre les porteuses des deux signaux.
On pourrait également dire les choses de cette manière : la présence d'un signal plus puissant transforme des pics d'intercorrélation insignifiants en pics de corrélation de signaux parasites aux effets comparables à ceux qu'auraient des trajets indirects.

On peut en trouver l'illustration sur la figure 1.7.

Les interférences systémiques créent ici une déformation en apparence légère du pic d'auto corrélation par rapport à celui de la fonction de base (sans interférences). Cependant elle est suffisante pour induire des erreurs de plusieurs mètres sur la pseudodistance mesurée en mode poursuite.

La qualité du pic de corrélation est d'une importance capitale à l'obtention de mesures de qualité. Observons également les pics secondaires importants qui sont engendrés et qui peuvent provoquer des problèmes lors de l'acquisition du signal.

La présence d'interférences systémiques, même sans conduire jusqu'au décrochage des boucles, peuvent induire des erreurs importantes dans la poursuite du signal. Des erreurs qui se répercutent sur les mesures de pseudodistance (même la pseudodistance calculée avec la phase de la porteuse) et donc sur le calcul de position.

Nous verrons dans le chapitre 3 des simulations donnant quelques résultats sur ce phénomène dans des conditions de fortes interférences systémiques.

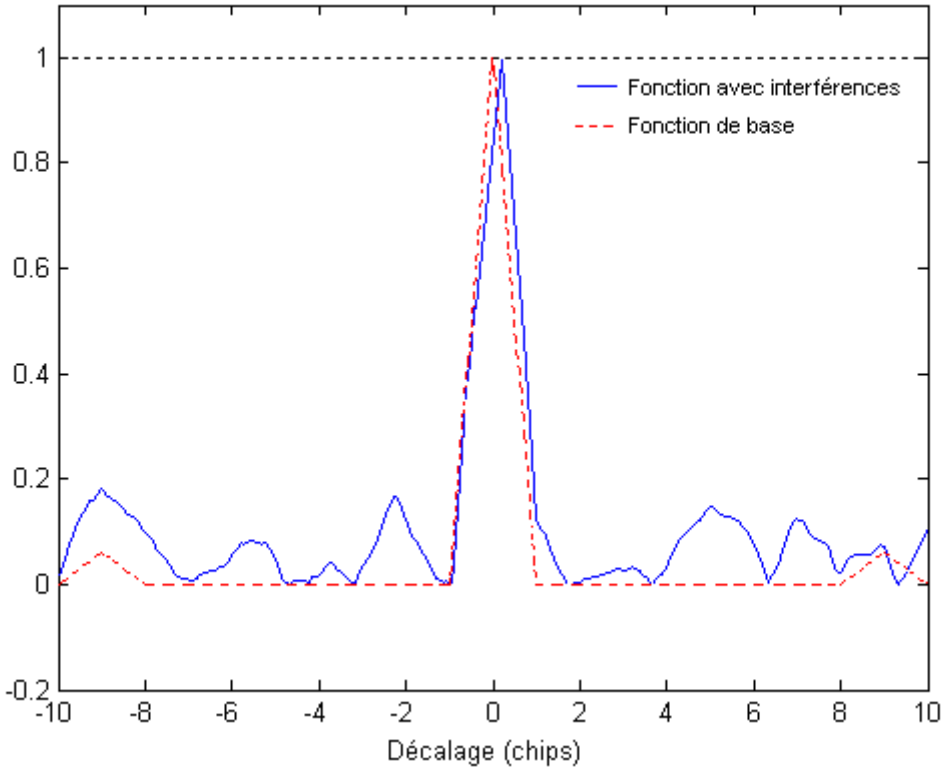


Figure 1.7 : Fonction d'auto corrélation déformée par la présence des pics d'inter corrélation avec d'autres signaux

1.4.2 Les trajets indirects

La seconde source de limitation forte est commune aux trois systèmes et plus célèbre que la précédente. Il s'agit des trajets indirects.

Le positionnement GNSS est basé sur un calcul d'intersection de sphères centrées sur les émetteurs. Il nécessite donc la mesure du temps de propagation du signal entre les antennes des émetteurs et celle du récepteur. Cela correspond au chemin le plus court : la ligne droite.
Les antennes des émetteurs projetant des signaux dans toutes les directions, il arrive que des trajets qui ne sont pas directs rebondissent sur des obstacles, et/ou se diffractent, et atteignent eux-aussi l'antenne du récepteur mais avec un retard supplémentaire. Ceci est vrai pour n'importe quel environnement et à fortiori dans un milieu contraint ; les endroits à forte concentration métallique étant les pires de ce point de vue.

1.4.2.1 Influence sur la mesure de phase de code

On sait que la boucle de poursuite code utilise la corrélation du code pour caler sa réplique locale sur celle du signal incident (voir annexe A).
Si un trajet réfléchi s'ajoute au trajet direct à la réception, il peut en résulter une déformation de la fonction d'autocorrélation. En effet, au niveau du pic de corrélation principal, c'est comme si on avait deux pics additionnés au lieu d'un seul. Les pics se trouvent déphasés d'une durée qui correspond à la longueur que le trajet indirect a parcouru en plus du chemin direct avant de parvenir à l'antenne.
A cela s'ajoute un autre phénomène qui est lié au déphasage des porteuses entre le signal direct et le signal indirect.
En effet, la contribution du signal direct à la corrélation est pondérée du cosinus de la différence entre la phase de porteuse de la réplique locale et celle de la porteuse du signal direct. De la même façon, la contribution du signal indirect est pondérée du cosinus de la différence entre la phase de porteuse de la réplique locale et celle de la porteuse du signal indirect. Sauf cas particulier, cette pondération n'a aucune raison d'être identique à la précédente.
L'équation (1.12) l'illustre. IP est la contribution de la corrélation du code local avec le code du signal incident (direct ou indirect). Φ est la différence de phase entre la porteuse locale et la porteuse du signal incident (direct ou indirect).

$$IP_{globale} = \cos(\Phi_{direct})IP_{directe} + \cos(\Phi_{indirect})IP_{indirecte} \qquad (1.12)$$

Il en résulte que la somme pondérée des deux contributions à la corrélation (1.12) peut être « constructive » si leurs coefficients pondérateurs sont de même signe ou « destructive » si leurs coefficients pondérateurs ont des signes différents.

Par abus de langage, il n'est pas rare de parler de « phase » en lieu et place de « phase de la porteuse ».

La figure 1.8 montre les deux effets extrêmes que l'on peut obtenir.

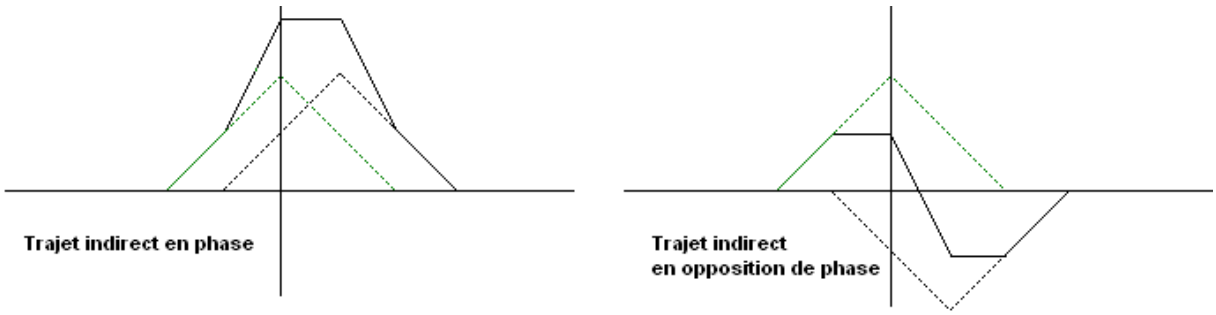


Figure 1.8 : Présentation de l'effet d'un trajet indirect sur un pic de corrélation

Un trajet indirect en phase est « constructif », c'est-à-dire que la corrélation résultante sera plus puissante que ce qu'elle serait sans la présence du trajet indirect. A contrario, le trajet indirect en opposition de phase est lui « destructif »: le niveau de la corrélation est alors plus bas que celui avec un trajet direct**.**

La conséquence directe de la présence de ces trajets est une translation du point d'équilibre du discriminateur de la boucle de code décrit dans l'annexe A, puisque l'égalité énergétique des corrélateurs en avance et en retard déplace alors le corrélateur prompt sur une position qui n'est plus celle du sommet du pic de corrélation.

L'erreur résultante peut aller de quelques centimètres à plusieurs dizaines de mètres selon les puissances, les longueurs et les phases relatives des signaux indirects. Cela est particulièrement vrai à l'intérieur des bâtiments où les trajets indirects courts, c'est-à-dire de longueur inférieures à 0.5 chip (146.5 mètres pour le GPS sur L1) sont dominants [Fluerasu & al 2008].

Nous verrons au chapitre 6 qu'il est possible d'utiliser des discriminateurs spéciaux qui permettent de réduire significativement les erreurs liées aux trajets indirects sur le code.

1.4.2.2 Influence sur la mesure de phase de la porteuse

Il est difficile d'évaluer l'impact exact des trajets indirects sur la mesure de phase de la porteuse, mais nous sommes certains que celui-ci ne peut pas excéder la longueur d'onde. L'expérience montre même que l'impact des trajets indirects sur la phase est inférieur à un quart de la longueur d'onde si leur puissance est inférieure à celle du trajet direct d'après [Kaplan & al 2006d].

Cela peut se percevoir de la manière suivante : les trajets indirects n'ont comme contribution sur la mesure de phase de la porteuse que la distance du trajet modulo la longueur d'un battement de porteuse. Dans le discriminateur de la boucle de phase, à cause du $\cos(\Phi_{indirect})$ de (1.12), seule contribue la portion de l'erreur de $\Phi_{indirect}$ qui est inférieure à une longueur d'onde.
La longueur d'onde étant très faible, 19 cm pour un signal sur L_1, l'erreur sur l'évolution de la pseudodistance mesurée par la phase est donc décimétrique.

Les choses peuvent toutefois se dégrader si les trajets indirects sont très puissants, il peut survenir ce que l'on appelle des glissements de cycle ou pertes de cycle. Dans ce cas le discriminateur est si perturbé qu'il a plus volontiers tendance à suivre le signal des trajets indirects pendant le moment où ils sont plus forts, occasionnant la perte de cycles entiers de la mesure de distance [Van Dierendonck 1996].

En dehors de ce phénomène, qui se produit dans des circonstances particulières et dont il doit toujours être tenu compte pour réaliser du positionnement centimétrique, les mesures de phase de porteuse sont toujours moins sujettes à l'influence des trajets indirects. Comme elles sont de surcroît moins bruitées que les mesures de code, on trouve un grand intérêt à les utiliser pour faire du positionnement précis. C'est ce qui justifie l'utilisation des répélites par rapport aux répéteurs.

Pourtant la mesure de la pseudodistance avec les mesures de phase de la porteuse présente une difficulté que nous allons présenter maintenant : l'ambiguïté entière.

1.4.2.3 L'ambiguïté entière des mesures de porteuse

On rappelle que le signal d'une source de type GNSS, qu'elle soit satellite, pseudolite ou répélite peut s'écrire de la manière suivante, en reprenant l'expression de l'annexe A :

$$S(t) = A.\sin(2\pi.f_{L1}.t + \phi_p(t)).c(t + \phi_c(t)) \quad (1.13)$$

Avec :

A : l'amplitude du signal à la réception
f_{L1} : la fréquence de la porteuse
$\phi_p(t)$: la phase de la porteuse
$\phi_c(t)$: la phase du code

La phase de la porteuse et la phase du code peuvent s'écrire autrement :

$$\phi_p(t) = 2\pi\int_0^t f_p(\tau).d\tau \quad (1.14)$$

$$\phi_c(t) = 2\pi\int_0^t f_c(\tau).d\tau \quad (1.15)$$

$f_p(t)$ et $f_c(t)$ sont mesurées respectivement par la PLL et la DLL. Leur dépendance en t correspond à la variation du Doppler du signal. Les mesures de phase de porteuse consistent à mesurer l'évolution de $\phi_p(t)$ et les mesures de code celle de $\phi_c(t)$.

On peut exprimer les pseudodistances phase et code, on obtient respectivement (1.16) et (1.17) :

$$PR_p(t) = \frac{\lambda_p}{2\pi}\phi_p(0) + \lambda_p\int_0^t f_p(\tau)d\tau \quad (1.16)$$

$$PR_c(t) = \frac{\lambda_c}{2\pi}\phi_c(0) + \lambda_c\int_0^t f_c(\tau)d\tau \quad (1.17)$$

λ_c et λ_p sont les longueurs d'onde de la porteuse et du code. $\phi_p(0)$ et $\phi_c(0)$ correspondent respectivement aux déphasages initiaux de la porteuse et du code entre le signal incident et la réplique locale. Ces valeurs ne peuvent pas être mesurées correctement à cause de leur périodicité qui est inférieure au temps de propagation (incluant le biais d'horloge). On peut donc écrire que :

$$\phi_p(0) = 2\pi.n_p + \Phi_p \quad (1.18)$$

$$\phi_c(0) = 2\pi.N.n_c + 2\pi.\varphi_c \quad (1.19)$$

Dans l'équation (1.18), n_p correspond au nombre de battements entiers de la phase de la porteuse contenus dans la pseudodistance et Φ_p correspond à la fraction de phase restante à t = 0. Dans (1.19), n_c correspond au nombre de codes contenus dans la pseudodistance et φ_c correspond à la fraction de code restante à t = 0 déterminée lors de l'acquisition. N est égale au nombre de chips dans un code (N = 1023 pour le GPS sur L_1).

Les pseudodistances peuvent donc s'écrire :

$$PR_p(t) = n_p.\lambda_p + \frac{\lambda_p}{2\pi}\Phi_p + \lambda_p \int_0^t f_p(\tau)d\tau \qquad (1.20)$$

$$PR_c(t) = N.n_c.\lambda_c + \varphi_c.\lambda_c + \lambda_c \int_0^t f_c(\tau)d\tau \qquad (1.21)$$

Les mesures de pseudodistance, quelles soient de code (1.21) ou de phase (1.20), sont toujours ambigües. Pour le cas qui nous intéresse, c'est-à-dire le positionnement avec des répélites (mais cela est aussi valable pour des pseudolites), l'ambiguïté du code ne s'applique pas car les distances considérées sont largement inférieures à la longueur d'un code (293 km pour le GPS sur L1).
Ce n'est pas le cas pour la pseudodistance phase. Pour un signal sur L_1, λ_p = 19 cm, il est donc clair que dans (1.20) l'ambiguïté entière sur la phase n_p prendra une valeur comprise entre une dizaine et une centaine d'unités selon les distances émetteurs-récepteur dans l'environnement considéré.

Cette ambiguïté doit être résolue chaque fois que l'on voudra mesurer la pseudodistance avec les mesures de porteuse.

1.5 Conclusion

Nous avons vu qu'il existait deux grandes familles de systèmes de positionnement de type GNSS mettant en œuvre une constellation locale : les pseudolites et les répéteurs. Chacune présente des avantages et des inconvénients. Les pseudolites permettent d'effectuer des mesures de la pseudodistance en suivant la phase de la porteuse mais nécessitent une synchronisation coûteuse et sont sensibles aux effets de l'éblouissement. Les répéteurs ne sont pas sensibles à l'éblouissement et ne nécessite aucune synchronisation, mais ne permettent pas d'effectuer des mesures de phase de la porteuse.
Nous avons donc résolu de tenter de fusionner les deux approches en une seule pour récupérer un maximum des avantages de l'une et l'autre méthode. Nous avons obtenu le système des répélites. Comme les répéteurs, ils sont basés sur la répétition d'un signal existant, extérieur ou généré localement par une source unique. Les émissions sur chaque antenne déployée sont permanentes et ont une source commune mais des retards différents sont induits sur chaque antenne par rapport au signal source. On peut choisir ces retards pour que les signaux n'interfèrent pas entre eux au niveau du récepteur.
Nous avons également montré qu'il était possible de déployer un grand nombre de répélites, tout en choisissant les retards de telle sorte qu'ils permettent au récepteur l'identification des antennes d'origines des signaux reçus. Le calcul du point s'effectuant de la manière que pour n'importe quel système GNSS de type pseudolite, moyennant quelques adaptations légères.
Nous avons ensuite explicité deux des principales limitations que rencontre le système des répélites et qui seront les objets de recherche principaux du présent travail de thèse. Tout d'abord le phénomène des interférences intrinsèques ou l'éblouissement des signaux qui peut aller jusqu'à brouiller les signaux. Puis le second phénomène, celui des trajets indirects qui, si on veut le résoudre par les mesures de phase de la porteuse, conduit au problème de la résolution de l'ambiguïté entière de ces mesures.

Si l'on veut parvenir à effectuer des calculs de position avec une précision suffisante, la seule mise en œuvre d'un système de répélites tel qu'il a été décrit ne suffit pas. Il faut apporter des solutions à ces problèmes d'éblouissement des signaux et d'ambiguïté entière.
Ceci est la problématique à laquelle nous tentons de répondre dans les cinq chapitres qui suivent.

Le prochain chapitre dresse l'état de l'art des méthodes de réduction de l'éblouissement sur lequel nous avons travaillé ainsi que la résolution de l'ambiguïté entière sur la phase de la porteuse.

Chapitre 2 : Etat de l'art des techniques de réduction de l'éblouissement et de résolution de l'ambiguïté entière sur la porteuse

2.1 Introduction

Le chapitre précédent a montré l'intérêt que l'on pouvait trouver à déployer un système de répélites pour faire du positionnement en milieu difficile. Il est alors possible de s'affranchir du problème de la synchronisation posé par le déploiement d'un système de pseudolites tout en conservant la possibilité de mesurer les pseudodistances avec la phase de la porteuse, réduisant ainsi l'influence des trajets indirects.
Deux difficultés techniques majeures demeurent cependant : les interférences systémiques pouvant conduire jusqu'à l'éblouissement total des signaux et la levée de l'ambiguïté entière de la mesure de phase. Nous avons décrit ces deux phénomènes dans le chapitre précédent. L'essentiel de la contribution scientifique de la présente thèse consiste à décrire et analyser de nouveaux procédés permettant de réduire leur influence sur le positionnement. Toutefois, les problématiques que ces phénomènes soulèvent se rencontrent déjà avec les systèmes de pseudolites, mais aussi avec les satellites. L'éblouissement peut survenir entre deux satellites si l'un est masqué par un obstacle par exemple. L'utilisation des mesures de phase de porteuse est un sujet exploré depuis les débuts du GPS, la perspective d'un positionnement centimétrique, voire millimétrique en temps réel est un Graal que tout le monde cherche à atteindre. Nous avons donc tenté de donner un aperçu, le plus exhaustif possible, des méthodes existantes, qu'il s'agisse de l'éblouissement ou de la résolution de l'ambiguïté des mesures de phase. Nous focalisons bien entendu notre intérêt sur les méthodes propres au système pseudolite, mais les aspects satellites qui pourraient s'appliquer au positionnement indoor avec une constellation d'émetteurs fixes sont également abordés.

Nous présentons d'abord les méthodes de réduction de l'éblouissement, en commençant par celles qui sont spécifiques aux pseudolites. Nous entamons avec la plus célèbre d'entre elle : les pseudolites pulsés, une solution qui relève du TDMA. Nous présentons ensuite la plus naturelle : le décalage en fréquence des émissions, donc plutôt orientée FDMA. Puis, nous abordons l'utilisation de codes spécifiques, qui est également notre orientation dans cette thèse, un aspect donc plus orienté CDMA. Ensuite, nous présentons des techniques qui ne sont pas spécifiques aux pseudolites mais qui peuvent être utilisées dans ce cadre. Nous en voyons deux classes: les méthodes de suppression des interférences (successive ou parallèle) et les méthodes de projection dans un sous espace orthogonal.

Sur le sujet de la résolution de l'ambiguïté entière, qui est abordé dans la deuxième partie de ce chapitre, nous présentons d'abord les principes qui sont utilisés pour résoudre les ambiguïtés dans le cas d'une constellation GNSS. La plupart des méthodes utilisant des pseudolites dérivent de ces méthodes. Nous parlons donc de la double différence et de la triple différence, à partir desquels sont usuellement résolues les ambiguïtés. Enfin, à partir de ce cas des GNSS, nous verrons comment les méthodes sont adaptées au cas des pseudolites, la fixité de la constellation et la réduction des distances émetteurs-récepteur ayant des rôles fondamentaux.

2.2 Les techniques de réduction de l'éblouissement

L'éblouissement des signaux dans un système CDMA peut s'appréhender comme un problème de corrélation croisée entre codes différents. En réalité, ce phénomène existe toujours. Il s'exprime de manière plus ou moins prononcée selon la puissance des signaux avec lesquels a lieu l'intercorrélation. Lorsqu'il s'agit de satellites, dans des conditions de réception usuelles avec un ciel bien dégagé, tous les signaux ont à peu près la même puissance. Les interférences systémiques n'ont alors pas une grosse influence sur les mesures. Cependant, entre un satellite au zénith et un satellite à l'horizon, la différence de puissance peut aller jusqu'à 15 dB, ce qui nous rapproche de la limite de discrimination à 24 dB du code de Gold du GPS que nous avons vu au chapitre 1. Dans ce cas, ces interférences sont plus importantes, pas au point de faire décrocher le récepteur mais suffisamment pour perturber la réception. Le cas des pseudolites est une sorte d'extrême de cette situation que rencontrent habituellement les satellites. Ainsi, historiquement, se sont développées deux classes de solutions distinctes qui finalement se rejoignent dans un même but.
L'une de ces classes est spécifique aux pseudolites et agit sur le signal émis. Il s'agit des pseudolite pulsés et des autres méthodes pour lesquelles on s'autorise à modifier le signal émis. L'autre classe n'est pas réservée aux pseudolites, elle consiste principalement à apporter des solutions au niveau du récepteur. Ces méthodes sont donc valables pour n'importe quel système faisant du CDMA, les GNSS comme les pseudolites. Le développement du GPS haute sensibilité, ainsi que la téléphonie mobile de troisième génération, ont favorisé l'essor de ces méthodes. La suppression successive ou parallèle des interférences et les méthodes algébriques de projection dans un espace orthogonal sont celles que nous présentons ici car elles ont été envisagées pour le GPS.

2.2.0 Préambule à propos de la dynamique du récepteur

La dynamique du récepteur, le rapport entre la plus grande puissance tolérée à l'entrée et la plus faible, est primordiale. Elle est définie par le circuit Radio Fréquence et par la résolution du numériseur. La plage dynamique est d'autant plus importante que le nombre de bits du convertisseur analogique/ numérique est important [Madhani & al 2003].
Toutes les méthodes que nous présentons ici, ainsi que celles que nous présentons dans les chapitres suivants, présupposent que la dynamique du récepteur est suffisante, sans quoi elles n'ont aucun sens. Le récepteur doit avoir la capacité à tolérer la réception simultanée de deux signaux de puissances très différentes. En effet, si la tête RF ou le numériseur sont saturés, toute méthode de réduction de l'éblouissement est vaine. Pour le cas où la tête RF sature, le signal sera physiquement déformé avant d'être numérisé. Si c'est le numériseur qui a une résolution insuffisante (un nombre de bits insuffisant), il aura tendance à laisser dominer la numérisation par le signal le plus fort. Une dynamique suffisante est donc la condition sine qua none pour que toutes les méthodes présentées ici fonctionnent.

L'élément limitant est plutôt le convertisseur analogique/numérique. On peut se demander ce qu'est une dynamique suffisante. Celle du standard GSM préconise une valeur aux alentours de 90 dB, ce qui correspond à un numériseur de 16 bits de résolution [Madhani & al 2003]. Les premiers récepteurs GPS numériques fonctionnaient avec des dynamiques de 20 à 30 dB avec des numériseurs monobit, obéissant ainsi à des logiques de coût [Cobb 1997]. Ce qui règle d'une certaine façon ce problème aujourd'hui est l'avènement de la haute-sensibilité qui, en voulant capter des signaux très faibles, en arrive à acquérir la capacité de suivre

simultanément des signaux de niveaux de puissance très différents. Les dynamiques des récepteurs GPS ont donc été progressivement augmentées et ne cesseront probablement pas de l'être, à fortiori avec l'intégration des récepteurs GNSS dans les téléphones cellulaires et l'avènement des récepteurs multiconstellations.

2.2.1 Pseudolites pulsés

La technique consistant à pulser l'émission des pseudolites est certainement la plus célèbre des méthodes de réduction de l'éblouissement. Encore aujourd'hui, elle est la plus prisée par les concepteurs de positionnement avec des répélites. Elle fut théorisée dès 1986 par Klein et Parkinson. Ils démontrèrent qu'un récepteur GPS est capable de suivre le signal d'un pseudolite qui transmet le code C/A pendant seulement 10% de sa durée complète, sous forme de pulsations. En procédant ainsi, le signal du pseudolite ne perturbe pas le récepteur hors de l'intervalle d'émission.
Historiquement, il s'agissait de permettre la cohabitation entre un pseudolite et la constellation de satellites dont les signaux pouvaient se trouver perturbés, essentiellement pour des applications aériennes. Depuis une dizaine d'années, l'intérêt des pseudolites pour le positionnement indoor s'accroissant, leur utilisation s'est répandue, bien que les principes régissant leur fonctionnement n'aient guère connu de grand bouleversement. Des expérimentations de positionnement pseudolites ont été menées avec succès [Rizos & al 2003],[Kee & al 2001] [Niwa & al 2008], sans parvenir toutefois à une solution commerciale vraiment définitive. Nous en reparlerons plus loin.
Nous allons maintenant présenter les grands principes du système des pseudolites pulsés et mettre en lumière ses avantages et ses limites. L'essentiel de notre propos sur les pseudolites pulsés est tiré des travaux de H. Stewart Cobb [Cobb 1997] et du livre de Parkinson et Spilker [Elrod & al 1996].

2.2.1.1 Principes des pseudolites pulsés

Le rapport de la commission RTCM-104, chargée de standardiser les protocoles du DGPS, a proposé que le signal des pseudolites puisse être transmis par de fréquents, courts et intenses pulses. Ce qui revient à utiliser un mode de transmission de type TDMA. Les pulsations doivent être suffisamment énergétiques pour compenser la perte de corrélation liée à la réduction de la durée d'émission du code, et avoir une durée d'environ 10% de la durée complète du code, voire moins. Ceci pour qu'entre deux pulses, le signal GPS puisse être acquis et poursuivis sans interférences.

Durée de cycle

La durée de cycle est un paramètre crucial du système puisqu'il définit à la fois l'immunité à l'éblouissement et la capacité du récepteur à poursuivre le signal du pseudolite. Il a été démontré expérimentalement qu'il était impossible pour un récepteur de suivre un signal avec une durée d'émission inférieure à 7 % de la durée totale du code C/A du GPS (soit 70 µs allumé pour 930 µs éteint pour un pseudolite sur L1). La valeur généralement retenue comme étant acceptable est de 10%. En pratique, la RTCM-104 recommande plutôt un plan d'émission à 1/11^{ième} de la durée du code, soit 9,1%. Ce chiffre de 1/11 vient du nombre de moments du code C/A. En effet : 1023/11 = 93, le pulse correspond ainsi à un nombre entier de chips du code. La durée maximale de pulse acceptable est de 20 %, au-delà les interférences peuvent potentiellement devenir trop importantes.

Mise en pratique

Au niveau du récepteur, il faut distinguer le suivi du signal du pseudolite et la gestion des interférences sur les signaux des satellites et/ou des autres pseudolites.

On a deux classes de fonctionnement possibles :

- Le récepteur ne fait rien de particulier et traite les signaux des pseudolites comme n'importe quels signaux satellites.
- Le récepteur gère la présence des pseudolites au niveau des corrélateurs.

Pour ce qui concerne le suivi du pseudolite, dans le premier cas comme dans le second, il s'effectue de la même façon. Le pulse est censé être suffisamment énergétique pour qu'un corrélateur utilisant un code local complet obtienne un niveau suffisant.

En revanche, la gestion des interférences diffère d'une classe à l'autre. Pour la première, les corrélateurs sont perturbés par la présence de signaux pseudolites, mais la durée courte du cycle assure une certaine immunité. Pour la seconde classe, le récepteur a la capacité d'éteindre les corrélateurs au moment où le pulse est reçu. Dans une telle situation, l'éblouissement est théoriquement supprimé en intégralité. Afin d'assurer cette extinction, il est possible d'utiliser la synchronisation. Il faut alors que les pulses soient eux aussi synchronisées à l'émission, ce qui n'est pas forcément le cas. Il est possible que l'émission des pulses soit randomisée pour éliminer toute cohérence entre eux et les signaux sur lesquels ils interférent. Cette dernière méthode n'est pas recommandée pour un cas à plusieurs pseudolites, car des collisions entre les pulses sont possibles [Cheong & al 2009]. On préfère donc utiliser le comportement particulier de la boucle de contrôle automatique de gain (AGC) du numériseur en présence du pulse.

Le rôle de la boucle AGC

Le pseudolite pulsé a été conçu en un temps où la majorité des récepteurs GPS avaient des dynamiques faibles (dynamique au sens de la puissance). Le but premier était de pouvoir suivre un signal pseudolite avec un récepteur capable de le recevoir, sans gêner pour autant les autres récepteurs. La boucle AGC du numériseur joue le rôle de régulateur et sa saturation provisoire en présence du pic énergétique dépend grandement de sa réactivité (qui est en général liée au nombre de bits du numériseur). Si la boucle AGC a une réactivité lente, le récepteur est peu perturbé car le signal fort a déjà disparu avant qu'elle n'ait le temps de se caler sur le puissant niveau de saturation. Les signaux des satellites apparaissent néanmoins comme légèrement affaiblis, conséquence de la présence de ces interférences.
Si la boucle a une bonne réactivité, elle réagit quasi instantanément dès l'apparition du pulse. Le numériseur saturé ne s'occupera alors qu'exclusivement du signal du pseudolite pendant la durée du pulse, induisant des erreurs importantes sur la corrélation globale des autres signaux, alors dominés par celui du pulse. Pour éviter cela, on peut mettre en place une commande d'extinction des corrélateurs asservie aux saturations de la boucle AGC. Le récepteur est alors capable de suivre sans subir aucunement l'éblouissement.

Performances

En l'état, si on ne fait rien au niveau du récepteur (et que l'on a une boucle AGC rapide), le gain maximal sur l'éblouissement est de 10 dB, ce qui est peu. Cependant, si l'on est capable d'allumer et d'éteindre les corrélateurs en fonction de l'émission du pseudolite, on annihile totalement l'influence de son signal sur les autres. Il faut pour cela disposer d'une boucle AGC de numériseur suffisamment rapide. Ce qui est le cas de la plupart des récepteurs aujourd'hui.

2.2.1.2 Pseudolites pulsés pour l'indoor

La problématique du positionnement indoor modifie quelque peu l'approche. Il ne s'agit pas en effet de protéger un ensemble de signaux de l'effet d'un ou deux autres signaux, mais de protéger chaque signal reçu des effets potentiels de tous les autres. On doit donc d'abord faire abstraction des signaux satellites qui ne sont plus là. Il ne reste que la question de l'éblouissement entre les pseudolites, ce qui à la fois allège les contraintes puisque nous disposons de l'ensemble de la durée d'un code pour « placer » les pulses, et ajoute dans le même temps une certaine complexité au système. En réalité, on se ramène à un fonctionnement qui s'approche de celui des répéteurs cycliques, mais l'on doit rester capable de gérer les extinctions allumages des corrélateurs des différents canaux de réception.

Plan d'émission des pseudolites pulsés pour l'indoor

Il dépendra à la fois du nombre de pseudolites que l'on veut déployer ainsi que de la sécurisation du signal. Si on reprend les recommandations de la RTCM-104, l'émission d'un pseudolite se découpe en 2/11^{ième} de code. Le pseudolite n'émet pas toujours la même portion de code, d'un pulse sur le suivant il émet la portion suivante de code à l'instant où celle-ci apparaîtrait si le code était émis sans pulser. Ainsi, la durée séparant le début de chaque pulse est de 1 ms + 1/11^{ième} de ms et il faut passer 11 ms pour qu'un code complet, découpé en plusieurs pulses, ait été émis. (Nous parlons ici du cas d'un code GPS C/A sur L1)

Le tableau 2.1 montre à quoi pourrait ressembler un plan d'émission de 5 pseudolites pulsés pour l'indoor en prenant comme unité 1/11^{ième} de code.

Tableau 2.1 : plan d'émission pour 4 pseudolites a,b,c d et e

Portion de code	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Milliseconde #1	a		b		c		d		e		
Milliseconde #2		a		b		c		d		e	
Milliseconde #3			a		b		c		d		e
Milliseconde #4	e			a		b		c		d	
Milliseconde #5		e			a		b		c		d
Milliseconde #6	d		e			a		b		c	
Milliseconde #7		d		e			a		b		c
Milliseconde #8	c		d		e			a		b	
Milliseconde #9		c		d		e			a		b
Milliseconde #10	b		c		d		e			a	
Milliseconde #11		b		c		d		e			a

Chaque ligne du tableau correspond à une milliseconde de temps numérotée. Sur chaque ligne on peut lire quelle portion de code sera émise par chaque pseudolite. Par exemple à la

milliseconde #6, le pseudolite « d » émet la première portion de son code, tandis que le pseudolite « e » la troisième, le pseudolite « a » la sixième, le pseudolite « b » la huitième et le pseudolite « c » la dixième. Au bout de 11 millisecondes, tous les pseudolites ont émis leur code en intégralité et le cycle recommence. On a volontairement laissé un espace d'une portion de code entre les pulses afin de laisser une marge pour que les temps de propagation différents entre chaque pseudolite n'occasionnent pas des collisions. La RTCM-104 recommande de laisser 2 1/11^{ième} de code entre chaque pulse, ce qui correspond à 54 km. Pour des distances comme celles de l'indoor, on peut se permettre de prendre des espacements plus petits. On pourra alors placer jusqu'à une dizaine de pseudolites sans gros risque d'interférences.
Ce type de plan est adopté par le futur système Locata des Australiens de l'université de Nouvelles Galles du Sud [Cheong & al 2009]. Dans leur système, la proportion du code est de 1/10^{ième} et ils adoptent un plan d'émission obéissant à une répartition pseudo-aléatoire semblable à celle décrite dans le tableau 2.1. Ils l'appellent TH/DS-CDMA (Time Hopped Direct Sequence CDMA) par opposition au TH-CDMA (Time Hopped CDMA) de l'UWB.

Contrainte sur la boucle AGC

Pour l'indoor, il est évident qu'une boucle AGC lente est totalement inutile. Les récepteurs de nouvelles générations ont des boucles AGC rapides et des plages dynamiques élevées. Il a été montré que pour que plusieurs pseudolites pulsés soient gérables ensemble un numériseur multibits est indispensable.
Le TH/DS-CDMA procède ainsi : un gain de boucle AGC est attribué à chaque pulsation en fonction de la puissance du signal reçu [Cheong & al 2009].

Contrainte sur les émetteurs

Au niveau des émetteurs, il faut alors synchroniser les envois de pulsations, ce qui implique certaines contraintes, notamment que les émetteurs soient vraiment synchronisés. Cette situation peut devenir problématique car, parmi les solutions proposées pour résoudre la synchronisation, il en existe une qui consiste à laisser les horloges des émetteurs aller à leur gré tout en envoyant au récepteur les valeurs des désynchronisations des émetteurs comme des données de corrections différentielles [Lee & al 2004]. Dans ce cas les émissions peuvent occasionner des collisions.

A cet égard, l'approche répélite peut s'avérer intéressante puisque les émissions sont de facto synchronisées. Des répélites pulsés sont tout à fait envisageables, simplement.

2.2.1.3 Splendeurs et misères des pseudolites pulsés

La grande puissance de la méthode des pseudolites pulsés est sa potentialité à éliminer intégralement les interférences systémiques et donc l'éblouissement. Si l'on fait fi des tracasseries règlementaires au sujet de l'émission dans la bande des signaux GPS, c'est aujourd'hui incontestablement la meilleure méthode de réduction de l'éblouissement.[4] Ceux qui travaillent sur les méthodes de positionnement avec des pseudolites l'ont tous adoptés. Les Australiens de l'université de Nouvelles Galles du Sud, après avoir déporté les fréquences de leur système Locata dans la bande ISM à 2.4 GHz, continuent à l'utiliser.

[4] Mis à part les répéteurs qui relèvent du même principe : quel meilleur moyen pour réduire l'éblouissement que de l'empêcher de survenir.

Pourtant ce n'est pas la panacée (le mot est de Cobb), car l'émission pulsée présente des défauts qui dans certaines situations peuvent être problématiques.

Le problème majeur que posent les émissions pulsées concerne la puissance d'émission. Le système est en effet pensé pour une situation problématique, où l'éblouissement existe, pas pour une situation « normale ». Les pseudolites pulsés fonctionnent bien en situation d'éblouissement. Si le signal se trouve atténué, le pulse risque d'être trop peu énergétique et comme nous l'avons vu au chapitre précédent, les situations où l'atténuation est importante surviennent fréquemment et peuvent provoquer des pertes du signal plus sûrement que s'il est envoyé de manière continue.

Ceci est encore plus vrai si l'on utilise la boucle AGC pour éteindre les corrélateurs, car le pic du pulse doit être fort pour déclencher l'extinction. Cela bannit pratiquement les méthodes qui ne se basent pas sur la synchronisation pseudo aléatoire des émissions.

Si l'on utilise une méthode basée sur la synchronisation de type TH/DS-CDMA, l'acquisition du signal peut être plus compliquée dans certaines situations et donc plus longue car la synchronisation doit être préalablement connue. D'une manière générale, l'acquisition d'un signal pulsé est plus délicate, surtout si l'on se trouve loin de l'émetteur (ou masqué par un obstacle comme c'est souvent le cas à l'intérieur).

Il peut également arriver que la longueur des pulsations ne permette pas le suivi de la phase de la porteuse. Le plan d'émission doit donc être choisi avec soins, mais parfois ça ne suffit pas, surtout dans le cas du positionnement dans un environnement difficile où la présence des trajets indirects complique encore la réception du signal en augmentant les pertes de cycles des mesures de porteuses [Niwa & al 2008].

Ce sont, en plus des problèmes réglementaires, toutes ces raisons qui expliquent en partie le retard d'une solution commerciale.

2.2.2 Décalage fréquentiel et autres méthodes du même type

Pour résoudre le problème de l'éblouissement provoqué par les pseudolites, d'autres méthodes que celle des pseudolites pulsés ont été envisagées. La plupart d'entre elles eurent moins de succès, néanmoins certaines équipes de recherche continuent à y travailler, ou à concevoir des méthodes qui y ressemblent. Nous les présentons ici.

2.2.2.1 Décalage fréquentiel (frequency offset)

Les modulations utilisées par le GPS donne un spectre large bande, « étalé » et possédant des « zéros » de transmission. Ces zéros apparaissent de chaque côté de la fréquence porteuse à des multiples entiers du débit de transmission du code. Une solution peut consister à émettre le signal de chaque pseudolite dans ces fameux zéros. Pour quatre pseudolite de type C/A sur L_1, on aurait ainsi une bande de réception s'étalant sur 5 MHz minimum. Cela revient à faire du FDMA, le système russe GLONASS procède de cette manière en plaçant les émissions de chaque satellite dans les zéros du spectre des autres situées à 511 kHz les uns des autres.
Malheureusement les performances de cette méthode sont limitées, à cause du spectre qui s'étale sur une trop large bande. On arrive à démontrer que sans changer le code utilisé, on ne gagne que 8 dB de sauvegarde au pire entre deux zéros consécutifs, ce qui est peu par rapport au niveau du phénomène rencontré [Elrod & al 1996].

2.2.2.2 Saut de fréquence (frequency hopping)

La méthode dite du saut de fréquence s'inspire directement de la précédente. Il s'agit toujours d'émettre les signaux décalés en fréquence sur les zéros du spectre, mais en réduisant la bande du spectre. Pour cela, on peut effectuer un saut de fréquence porteuse en court d'émission pour faire passer le spectre d'un zéro à un autre en suivant une séquence de sauts de fréquence connue, un peu à l'image de ce qui se fait dans la norme 802.11 du Wi-Fi.
En dépit d'un intérêt certain et de résultats prometteurs de 44 dB de gain en discrimination avec un schéma simple à deux fréquences [Cobb 1997], cette méthode n'a pas été implémentée en pratique et n'a même pas fait l'objet d'expérimentation. Elle est à ce jour l'objet de peu de recherche pour la réduction des interférences systémique sur les pseudolites.

2.2.2.3 Codes adaptés

Utiliser des codes adaptés pour les pseudolites peut permettre de réduire les effets des interférences. Cette solution n'est pas ou peu retenue, en dépit de ses grandes potentialités surtout pour le positionnement indoor avec des pseudolites où disparaissent les contraintes sur la constellation exétieure. Nous pouvons en citer trois :

Les codes à évènements multiples : ils consistent à émettre une séquence de code suivie directement de son inverse formant ainsi un code deux fois plus long mais qui, s'il est corrélé intégralement, permet une élimination totale des interférences de type éblouissement pour une différence Doppler nulle [Ndili 1994]. On peut étendre cette méthode à plusieurs pseudolites à l'aide des matrices de Hadamard. Cependant, le problème que l'on rencontre est qu'en étendant trop le code, on provoque l'augmentation des niveaux des pics secondaires en autocorrélation qui peut finir par noyer le pic principal.

Les codes plus rapides : ils consistent à créer un code double à partir du code de base. On procède de cette manière : chaque bit de code est généré en double inversé [+1 -1] à une fréquence deux fois plus importante. Comme pour les codes précédents, les performances sont optimales pour une différence Doppler nulle. En revanche il faut doubler la bande passante du récepteur car le signal double son occupation spectrale.

Les codes polyphasés : ils consistent à changer la modulation en QPSK, dont la répartition énergétique entre les plan I et Q doivent permettre des interférences plus basses. [Progri & al 2007]

Nous verrons que les techniques de la double émission proposées aux chapitres 4 et 5 de cette thèse appartiennent à cette famille de méthode de codes adaptés.

2.2.3 Méthode de suppression des interférences

Après avoir fait un tour d'horizon sur les méthodes spécifiques aux pseudolites, nous allons élargir un peu le champ et nous pencher sur les méthodes qui permettent de réduire l'influence des interférences systémiques dans les systèmes de transmission CDMA. Pour le GPS à l'extérieur ces interférences existent également. La recherche de la haute sensibilité a permis de faire avancer ce sujet. De nombreuses méthodes existent, certaines sont originales et d'autres s'inspirent de méthodes existant dans les systèmes de télécommunication autres que

les GNSS. Ces méthodes pourraient tout aussi bien servir dans le cas des pseudolites, si leur efficacité est suffisante.

2.2.3.1 Suppression des interférences par reproduction des plus forts signaux

L'idée majeure de cette méthode est basée sur la connaissance présupposée des signaux les plus puissants (qui peuvent être aussi bien issus de satellites que de pseudolites), susceptibles de dominer les autres signaux et de perturber leur réception jusqu'à l'éblouissement. Comme ils sont très puissants, ces signaux sont bien connus. On peut éliminer ces signaux du signal incident pour faire ressortir les signaux les plus faibles en commençant par le plus puissant d'entre eux.

La première étape consiste à poursuivre le signal le plus puissant avec un canal de réception GNSS classique afin d'obtenir ses caractéristiques en termes de Doppler, phase et amplitude.

La deuxième étape voit la création d'une réplique de ce signal, en se servant des caractéristiques préalablement mesurées. Cette réplique est alors retranchée du signal incident. Parce que cette réplique correspond à un état précédent du signal incident, un délai de gestion de post traitement doit être pris en compte.

Une fois que le signal incident a été « purgé » du signal le plus puissant, on recommence alors à l'étape une pour traiter le deuxième signal le plus puissant et ainsi de suite jusqu'à ce qu'il n'en reste plus qu'un, le plus faible si tout s'est bien déroulé.

On appelle cette méthode la SIC (Successive Interference Cancellation) [Madhani & al 2003]. Il existe une autre version de cette méthode pour laquelle l'élimination n'est pas progressive mais simultanée. On parle alors de PIC (Parallele Interference Cancellation) [Glennon & al 2007]. La nuance entre les deux méthodes, outre l'opposition entre « parallèle » et « successif », réside également dans la partie de la chaîne de traitement où elles agissent. La SIC agit sur les échantillons IF alors que la PIC est appliquée après la corrélation, c'est-à-dire que l'on retire les pics d'intercorrélation directement (même si on utilise également une réplique du signal interférant pour cela).
La SIC et la PIC sont des méthodes intéressantes, mais qui souffrent de quelques défauts. Le moindre d'entre eux n'est pas leur grande vulnérabilité aux trajets indirects. En effet, si la SIC prévoit également la gestion du cas de la présence d'un trajet indirect puissant pouvant provoquer également des interférences, il faut que ce trajet soit aisé à définir. Or le problème dans un environnement comme l'intérieur est précisément que les trajets sont courts et imprévisibles. Un autre défaut est la présence de ce délai de post-traitement qui peut s'avérer problématique, surtout si l'on a des inversions brutales des rapports de puissance entre les signaux. En effet si le signal le plus faible devient brusquement le plus fort, tout le processus doit être recommencé.

Plus généralement, ces méthodes sont victimes, comme bien d'autres, de l'orientation générale de la recherche qui tend plutôt à suivre la RTCM-104, même pour des pseudolites n'ayant pas vocation à être utilisés en présence de satellites.

2.2.3.2 Méthodes de projection dans un sous espace orthogonal

Les méthodes de projection dans un sous-espace orthogonal consistent à exploiter les propriétés algébriques des signaux numérisés pour éliminer les effets des interférences. Leurs principes et leurs applications aux télécoms ont été décrits en 1994 [Behrens & al 1994] et peuvent s'appliquer aux systèmes de télécommunication présentant un bruit structuré (c'est-à-dire qui n'est pas un bruit blanc gaussien) pour séparer les interférences du signal utile. Cette méthode peut notamment s'appliquer pour réduire les interférences systémiques causées par les autres émetteurs. Elle est en revanche inopérante sur les trajets indirects.

Les échantillons numérisés de IF sont considérés comme un vecteur pouvant être projeté dans un sous espace où les corrélations croisées sont absentes (en fait il est orthogonal au sous-espace défini par la corrélation croisée). La corrélation du vecteur projeté peut ensuite être menée sans interférence. L'équation (2.1) donne la représentation formelle du vecteur pour un récepteur GPS standard :

$$IF_s = H\theta + S\phi + b_g \qquad (2.1)$$

Avec :
IF_s = le vecteur du signal reçu de dimensions (n,1) (n étant le nombre d'échantillons correspondant au temps d'intégration utilisé par les corrélateurs du récepteur)
H = matrice des échantillons que l'on doit appliquer pour que le signal utile (le plus faible) soit aligné sur la réplique locale du signal GPS (voir annexe A). La dimension est (n,1).
S = matrice des échantillons représentant les signaux parasites en provenance des autres émetteurs. Sa dimension est (n,m) avec m le nombre d'émetteurs présents.
θ = poids du niveau de signal utile reçu appliqué sur les vecteurs de base de dimensions (1,1)
ϕ = poids du niveau de signaux parasites reçu appliqué sur les vecteurs de base de dimensions (m,1)
b_g = la contribution du bruit blanc.

La théorie démontre ensuite que dans un récepteur standard θ est estimé sous la forme linéarisée suivante :

$$\hat{\theta} = \theta + (H^T H)^{-1} H^T S\phi + (H^T H)^{-1} H^T b_g \qquad (2.2)$$

Le deuxième terme de l'équation (2.2) correspond aux interférences systémiques. L'opérateur $(H^T H)^{-1} H^T$ correspond en fait au code local que le récepteur GPS standard corrèle sous forme d'échantillons avec le signal incident. On peut également écrire: $\hat{\theta} = (H^T H)^{-1} H^T IF_s$. L'idée des méthodes de projection orthogonale est d'utiliser un opérateur bien choisi, autre que celui là, pour éliminer les interférences. L'étape principale est donc la décomposition du signal reçu en combinaison linéaire de vecteurs de base à partir desquels on peut obtenir un opérateur qui permet de projeter le vecteur IF_s orthogonalement au sous espace des interférences <S> dans le sous espace du signal <H>. Ce qui varie d'une méthode de projection à une autre est le choix des vecteurs de bases et par conséquent le choix de l'opérateur utilisé, donc de la méthode de projection.

La méthode de projection oblique permet la construction d'un nouveau code local à corréler. [Glennon & al 2004] Une méthode efficace mais qui conduit à une très lourde charge de calculs, à cause des nombreuses opérations matricielles, qu'aucun récepteur ne peut fournir en temps réel, même sur un nombre d'échantillons limités. Il y a en effet des matrices de plusieurs milliers de lignes et de colonnes à inverser.
D'autres variantes de cette méthode existent, leur but étant toujours de réduire la charge de calcul. On peut citer une méthode utilisant une estimation des signaux les plus forts pour former une approximation du sous espace <S>. Ceci permet de construire plus facilement une projection orthogonale à ce sous-espace. On utilise ici une logique qui mêle un peu les principes de la SIC et de la PIC à celui des projections orthogonales [Yang & al 2009].

Les méthodes de projection intéressent beaucoup les équipes travaillant sur le GPS haute-sensibilité [Lopez-Risueño & al 2007]. La perspective de pouvoir exploiter des signaux très faibles en présence d'autres signaux plus forts est alléchante. Mais en dépit d'une efficacité incontestable, le défaut majeur qui empêche une mise en pratique généralisée de ces méthodes de projection reste la charge de calcul trop importante qu'elles engendrent, même pour les moins gourmandes. On peut donc imaginer les employer pour l'acquisition des signaux, mais il est plus difficile de les utiliser en poursuite.

2.2.4 Synthèse

Nous résumons dans le tableau 2.2 les qualités et défauts des méthodes que nous venons de décrire pour le positionnement indoor en fonction de différents critères qui sont apparus au fil de l'étude.

Tableau 2.2 : Récapitulatif des méthodes anti-éblouissement pour les pseudolites indoor

	Réduction Interférence	Acquisition	Poursuite	CX Hard/Soft	Charge de calcul	Faisabilité
Pulsés	++	−	+	−	++	+
Décalage fréquentiel	−	+	+	++	++	−
Saut de fréquence	+	+	+	+	++	?
Codes adaptés	+	++	++	+	++	?
SIC/PIC	+	+	+	−	−	−
Projection orthogonale	+	+	+	−	−−	−

Nous avons attribué des notes allant de « ++ » pour dire très efficace à « − − » pour signifier « très handicapé » par ce défaut. La note de « ? » signifie que l'on ne sait pas attribuer de note faute d'information sur la méthode. Parmi les critères retenus, le premier d'entre eux est bien entendu la réduction des interférences. « Acquisition » et « Poursuite » correspondent à la capacité à assurer ces deux fonctions de manière satisfaisante pour le positionnement indoor. « CX Hard/Sorf » indique la complexité du récepteur du point de vue conception hardware et software. La « charge de calcul » correspond aux ressources du processeur mobilisées par le récepteur et enfin la faisabilité est la capacité à mettre en œuvre cette méthode, le résultat sur ce dernier critère mêlant données objectives et subjectives.

On voit qu'au niveau faisabilité, les pseudolites pulsés dominent car ils sont les seuls à avoir un véritable retour sur expérience. Les deux dernières méthodes voient leur intérêt sévèrement

affectés par les problèmes de charge de calcul, ce qui les disqualifient presque entièrement pour l'indoor. Pour le reste on y retrouve les inconnues liées aux techniques mises de côté par le quasi monopole des pseudolites pulsés. On peut regretter ce monopole qui existe essentiellement pour des raisons historiques. En effet à l'origine les pseudolites n'étaient envisagés que pour l'aide aux avions en phase d'approche. Dans ce contexte, seule la méthode des pulsations permettaient de ne pas perturber la plupart des autres récepteurs. Lorsque l'on a voulu faire de l'indoor avec des pseudolites, on a oublié qu'il existait d'autres pistes pour la réduction de l'éblouissement et l'on s'est contenté de ce qui existait déjà. Le tableau 2.2 met tout de même en relief les promesses des méthodes des sauts de fréquences et des codes adaptés.

2.3 Les techniques de résolution de l'ambiguïté entière

Nous avons vu au chapitre 1 que la phase de la porteuse permettait une bonne précision de mesure de la pseudodistance, mais qu'avant de pouvoir l'exploiter il fallait résoudre la question de l'ambiguïté entière. Nous présentons ici les méthodes de résolution qui ont été proposées par les équipes ayant mis en œuvre des systèmes pseudolites. Nous commençons par donner les principes généraux de cette résolution pour le cas des GNSS à l'extérieur. Nous verrons que les méthodes existantes sont toutes des méthodes différentielles utilisant une station de référence fixe. Nous présentons ensuite différentes réponses qui ont été apportées pour résoudre l'ambiguïté dans le cas très spécifique du positionnement indoor avec des émetteurs fixes.

2.3.1 Méthodes de résolution de l'ambiguïté avec les GNSS

Le CPP (Carrier Point Positioning) est une méthode de positionnement utilisant les mesures de phase des porteuses des signaux provenant des émetteurs. Dans le cas où ces émetteurs sont des satellites, la mesure de la phase de la porteuse, effectivement observée par le récepteur, peut s'écrire ainsi :

$$\phi_r^i = (\vec{R}^i - \vec{R}_r).\vec{e}_r^i + \tau_{trop} + c.\delta t_r - c.\delta t^i + \delta_{orb}^i - \tau_{ion} - \frac{c}{f_{L1}} N_r^i + \varepsilon \qquad (2.3)$$

Avec :

f_{L1} : la fréquence de la porteuse sur L1
c : la vitesse de la lumière dans le vide
$\vec{R}^i$: le vecteur position du satellite i
$\vec{R}_r$: le vecteur position du récepteur r
$\vec{e}_r^i$: le vecteur radial unitaire entre le récepteur r et le satellite i
δt_r : le biais d'horloge du récepteur r
δt^i : le biais d'horloge du satellite i
δ_{orb}^i : les erreurs sur l'orbite sur satellite i
N_r^i : l'ambiguïté entière sur la distance entre le satellite i et le récepteur r
τ_{ion} : l'erreur sur la mesure due à l'ionosphère
τ_{trop} : l'erreur sur la mesure due à la troposphère
ε : terme générique correspondant aux erreurs résiduelles dues aux autres sources d'erreurs comme les trajets indirects, le bruit thermique, etc. Ce terme s'applique à tous types d'équation.

Comme il y a beaucoup d'inconnues dans (2.3), on effectue des mesures différentielles à l'aide d'une station de base suffisamment proche du récepteur. Elle est elle aussi dotée d'un récepteur qui mesure la phase de la porteuse en permanence. L'équation (2.4) donne cette mesure pour la station de base SB :

$$\phi_{SB}^{i} = (\vec{R}^{\,i} - \vec{R}_{SB}).\vec{e}_{SB}^{\,i} + \tau_{trop} + c.\delta t_{SB} - c.\delta t^{i} + \delta_{orb}^{i} - \tau_{ion} - \frac{c}{f_{L1}} N_{SB}^{i} + \varepsilon \qquad (2.4)$$

Les méthodes de résolutions de l'ambiguïté utilisent la géométrie de la constellation. On mène d'abord la simple différence qui est en fait la différence entre (2.4) et (2.3) :

$$\Delta\phi_{SB,r}^{i} = (\vec{R}^{\,i} - \vec{R}_{SB}).\vec{e}_{SB}^{\,i} - (\vec{R}^{\,i} - \vec{R}_{r}).\vec{e}_{r}^{\,i} + c.\delta t_{SB} - c.\delta t_{r} + \frac{c}{f_{L1}}\left(N_{r}^{i} - N_{SB}^{i}\right) + \varepsilon \qquad (2.5)$$

La simple différence permet d'éliminer les erreurs propres au satellite i.

2.3.1.1 La double différence

On fait la différence de deux simples différences pour deux satellites distincts i et j.

$$\begin{aligned}\nabla\Delta\phi_{SB,r}^{i,j} &= (\vec{R}^{\,i} - \vec{R}_{SB}).\vec{e}_{SB}^{\,i} - (\vec{R}^{\,i} - \vec{R}_{r}).\vec{e}_{r}^{\,i} - (\vec{R}^{\,j} - \vec{R}_{SB}).\vec{e}_{SB}^{\,j} + (\vec{R}^{\,j} - \vec{R}_{r}).\vec{e}_{r}^{\,j} \\ &+ \frac{c}{f_{L1}}\left(N_{r}^{i} - N_{SB}^{i}\right) - \frac{c}{f_{L1}}\left(N_{r}^{j} - N_{SB}^{j}\right) + \varepsilon\end{aligned} \qquad (2.6)$$

Avec la double différence on élimine ce qui concerne les biais d'horloge.

On peut résoudre l'ambiguïté à l'aide des doubles différences seules en formant une entité mathématique qu'on appelle le résidu des moindres carrés que l'on cherchera ensuite à minimiser. Nous allons voir à quoi il correspond dans ce qui suit.

2.3.1.2 Baseline Positioning

On pose une hypothèse forte : les distances entre la station de base et le récepteur r sont suffisamment petites par rapport aux distances des satellites pour que les rayons incidents leur parvenant d'un même satellite soient parallèles. La figure 2.1 illustre cette hypothèse.

Dans un tel cas de figure, $\vec{e}_{SB}^{\,i} = \vec{e}_{r}^{\,i}$ pour tout satellite i. On peut donc simplifier l'expression (2.6) :

$$\nabla\Delta\phi_{SB,r}^{i,j} = (\vec{R}_{r} - \vec{R}_{SB}).\left(\vec{e}_{SB}^{\,i} - \vec{e}_{SB}^{\,j}\right) + \frac{c}{f_{L1}}\left(N_{r}^{i} - N_{SB}^{i}\right) - \frac{c}{f_{L1}}\left(N_{r}^{j} - N_{SB}^{j}\right) + \varepsilon \qquad (2.7)$$

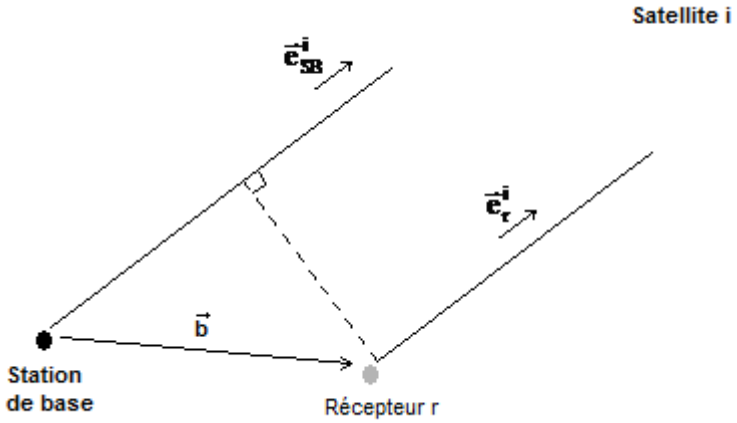


Figure 2.1 : Rayons incidents parallèles pour le DGPS

Le vecteur $(\vec{R}_r - \vec{R}_{SB}) = \vec{b}$ est le vecteur défini entre le récepteur et la station de base. On peut noter b_x, b_y, b_z ses coordonnées. Il faut ensuite calculer les doubles différences (2.7) pour plusieurs satellites. On peut commencer par choisir un satellite et calculer toutes les doubles différences (2.7) dans lesquelles il est présent. On pourrait faire autrement, l'important étant d'avoir au final un système non lié mettant en œuvre le maximum de satellites.

On note : $\nabla\Delta N^{i,j}_{SB,r} = \left(N^i_r - N^i_{SB}\right) - \left(N^j_r - N^j_{SB}\right)$ et $e^{ij}_{SBx}, e^{ij}_{SBy}, e^{ij}_{SBz}$ les coordonnées des vecteurs $\vec{e}^{\,i}_{SB} - \vec{e}^{\,j}_{SB}$.

Si on a m satellites, le système sous sa forme matricielle est donné par (2.8) :

$$\begin{bmatrix} \nabla\Delta\phi^{1,2}_{SB,r} \\ \nabla\Delta\phi^{1,3}_{SB,r} \\ \dots \\ \nabla\Delta\phi^{1,m}_{SB,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{12}_{SBx} & e^{12}_{SBy} & e^{12}_{SBz} \\ e^{13}_{SBx} & e^{13}_{SBy} & e^{13}_{SBz} \\ \dots & \dots & \dots \\ e^{1m}_{SBx} & e^{1m}_{SBy} & e^{1m}_{SBz} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} b_x \\ b_y \\ b_z \end{bmatrix} + \frac{c}{f_{L1}} \begin{bmatrix} \nabla\Delta N^{1,2}_{SB,r} \\ \nabla\Delta N^{1,3}_{SB,r} \\ \dots \\ \nabla\Delta N^{1,m}_{SB,r} \end{bmatrix} + \varepsilon \qquad (2.8)$$

Qui s'identifie à :

$$DD_p = H.b + \frac{c}{f_{L1}} N + \varepsilon \qquad (2.9)$$

A partir du système d'équation (2.8), on a plusieurs méthodes possibles mais elles s'appuient toutes sur le même principe. Il s'agit de rechercher la cohérence d'une solution correspondant à un jeu d'ambiguïtés **N** et à un vecteur **b**. Cependant en l'état le système est pratiquement impossible à résoudre car le nombre de possibilités pour **N** est trop grand. Il faut donc trouver un moyen de « centrer grossièrement » la solution, de manière à limiter le champ de recherche sur **N**. Pour cela, la solution généralement adoptée est de construire le même système d'équations de doubles différences avec les mesures de pseudodistances codes. On aura préalablement pris soin de lisser ces mesures de code avec un filtre de Kalman afin d'en réduire le bruit, en utilisant comme critère de prédiction les mesures de phase que l'on sait plus moins bruitées.

On obtient un système qui ressemble beaucoup à (2.8), à ceci près que les ambiguïtés **N** ont disparu :

$$\rho_{cl} = H.b + \varepsilon \qquad (2.10)$$

ρ_{cl} désigne les doubles différences code géométriques lissées n'ayant aucune ambiguïté. Elles ne correspondent pas exactement aux mesures lissées, que l'on note DD_{cl}, mais à une mesure non ambigüe des doubles différences code. Le lissage des doubles différences code par les mesures de phase a permis de centrer ces mesures sur des valeurs que l'on note ρ_{cl} et dont l'erreur est théoriquement comprise entre -2 et +2 mètres soit -11.λ et +11.λ avec λ la longueur d'onde de la porteuse sur L_1. On peut alors réécrire chaque double différence code comme la somme de la double différence géométrique ρ_{cl} et d'un nombre entier N_{cl} de longueurs d'onde (compris entre -11 et +11) correspondant à l'erreur résiduelle. La relation entre DD_{cl} et ρ_{cl} s'écrit sous forme matricielle :

$$DD_{cl} = \begin{bmatrix} \rho_{cl1} + \lambda.N_{cl1} \\ \rho_{cl2} + \lambda.N_{cl2} \\ \rho_{cl3} + \lambda.N_{cl3} \\ \rho_{cl4} + \lambda.N_{cl4} \end{bmatrix} \qquad (2.11)$$

Ou :

$$DD_{cl} - \lambda.N_{cl} = \rho_{cl} \qquad (2.12)$$

Il reste à trouver une condition sur ρ_{cl}.
En partant de (2.10), on peut décomposer la matrice H en produit de deux matrices H = Q.R. Q est une matrice orthogonale et R une matrice triangulaire supérieure. Cette factorisation permet d'obtenir le vecteur résiduel des moindres carrés. En effet, on peut écrire :

$$\rho_{cl} = Q.R.b + \varepsilon \qquad (2.13)$$

$$Q^T \rho_{cl} = R.b + \varepsilon \qquad (2.14)$$

Soit plus en détails:

$$\begin{bmatrix} Q_{11}^T & Q_{12}^T & Q_{13}^T & Q_{14}^T \\ Q_{21}^T & Q_{22}^T & Q_{23}^T & Q_{24}^T \\ Q_{31}^T & Q_{32}^T & Q_{33}^T & Q_{34}^T \\ q_1 & q_2 & q_3 & q_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \rho_{cl1} \\ \rho_{cl2} \\ \rho_{cl3} \\ \rho_{cl4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} \\ 0 & R_{22} & R_{23} \\ 0 & 0 & R_{33} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_x \\ b_y \\ b_z \end{bmatrix} + \varepsilon \qquad (2.15)$$

Par construction, les éléments de la matrice (q_1 q_2 q_3 q_4) correspondent aux coordonnées du vecteur résiduel des moindres carrés noté q. On a alors l'expression suivante :

$$q.\rho_{cl} = 0 + \varepsilon \qquad (2.16)$$

A ce stade, (2.16) donne une condition pour évaluer N_{cl}. Il faut reporter (2.12) dans (2.16). Déterminer les ambiguïtés entières revient donc à minimiser la quantité :

$$q\left[DD_{cl} - \lambda.N_{cl}\right] = \gamma \qquad (2.17)$$

γ étant le seuil de la condition d'arrêt de l'algorithme de recherche de la bonne combinaison d'ambiguïtés N_{cl}. Les algorithmes de recherche s'efforcent de réduire la charge de calcul nécessaire pour atteindre la solution.

L'avantage de cette méthode est qu'elle peut être réalisée alors que le récepteur est mobile. Elle a par ailleurs plusieurs handicaps : selon l'algorithme de recherche utilisé elle peut nécessiter un temps de calcul assez long qui peut aller de une à quelques minutes pour évaluer fidèlement les ambigüités entières. Elle est également très dépendante de la qualité de la géométrie des satellites : une mauvaise DOP peut entraîner des erreurs importantes sur l'estimation des ambiguïtés. Sa plus sérieuse limitation est ses mauvaises performances en présence de trajets indirects puissants, à cause de l'utilisation des mesures du code [Kaplan & al 2006d].
Pour ces deux dernières raisons l'utilisation de cette méthode est surtout envisagée pour les avions en phase d'approche avec un pseudolite pour améliorer la dilution de précision verticale.

2.3.1.3 La triple différence

Pour un récepteur qui ne bouge pas, il est possible de recourir à autre moyen : la triple différence.

On prend les doubles différences à deux instants k et k + 1 et on les soustrait. Comme les ambiguïtés entières sont fixes dans le temps, on obtient une triple différence qui permet de les faire disparaitre. Le système obtenu est donné à partir de la différentiation de (2.8).

(2.18)

$$\begin{bmatrix} \nabla\Delta\phi^{1,2}_{SB,r}(k+1) - \nabla\Delta\phi^{1,2}_{SB,r}(k) \\ \nabla\Delta\phi^{1,3}_{SB,r}(k+1) - \nabla\Delta\phi^{1,3}_{SB,r}(k) \\ \cdots \\ \nabla\Delta\phi^{1,m}_{SB,r}(k+1) - \nabla\Delta\phi^{1,m}_{SB,r}(k) \end{bmatrix} = \left[\begin{bmatrix} e^{12}_{SBx} & e^{12}_{SBy} & e^{12}_{SBz} \\ e^{13}_{SBx} & e^{13}_{SBy} & e^{13}_{SBz} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ e^{1m}_{SBx} & e^{1m}_{SBy} & e^{1m}_{SBz} \end{bmatrix}(k+1) - \begin{bmatrix} e^{12}_{SBx} & e^{12}_{SBy} & e^{12}_{SBz} \\ e^{13}_{SBx} & e^{13}_{SBy} & e^{13}_{SBz} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ e^{1m}_{SBx} & e^{1m}_{SBy} & e^{1m}_{SBz} \end{bmatrix}.(k) \right] . \begin{bmatrix} b_x \\ b_y \\ b_z \end{bmatrix}$$

Puisque l'on est statique, **b(k+1)** = **b(k)**, par contre la matrice H change puisque les satellites changent de positions. Cette méthode donne accès directement à la solution, contrairement à la précédente où on ne calcule pas effectivement le vecteur **b** mais les ambiguïtés par le moyen du vecteur résidu des moindres carrés.
Cependant, pour obtenir une position, il faut attendre d'avoir un nombre suffisants de mesures dont la moyenne sera centrée sur la véritable position. C'est le mouvement de la constellation de satellites autour de cette position qui donne la solution. Comme la constellation de satellites est assez loin du récepteur, il faut attendre un certain temps, de 15 minutes à 1 heure, avant d'obtenir une position avec une précision suffisante. Un défaut majeur : cela ne fonctionne qu'en mode statique.

2.3.2 Méthodes adaptées à une constellation de pseudolites

Nous venons de voir les méthodes utilisées pour résoudre les ambiguïtés entières des mesures de phase de porteuse avec des satellites. Pour les pseudolites, l'approche est sensiblement la même. Il y a cependant des changements à apporter à cause de nouvelles contraintes qui ne sont pas anodines. On en voit deux particulièrement importantes:

- Les émetteurs sont désormais fixes dans le temps. La constellation ne bouge pas, il devient donc difficile d'utiliser la triple différence telle qu'elle est décrite plus haut, la matrice **H** étant invariante dans le temps.

- L'hypothèse sur le parallélisme des rayons incidents entre la station de base et le récepteur n'est plus valable. En effet, les distances sont désormais trop petites. Il faudrait placer les émetteurs très loin, ce qui n'est pas raisonnable pour le positionnement indoor.

D'un autre côté, on peut noter que parce les distances sont plus petites qu'à l'extérieur, les ambiguïtés géométriques sont moins importantes. Si on prend l'exemple du GPS sur la bande L_1, une distance de 20 mètres aura une ambiguïté entière de 105 unités, ce qui est relativement peu (par rapport aux satellites) et que l'on peut éventuellement exploiter pour trouver l'ambiguïté de manière itérative. Les erreurs ionosphériques disparaissent entièrement et les erreurs troposphériques sont faibles. Les incertitudes sur la position de l'émetteur sont plus faibles également.

Les méthodes que nous présentons dans cette section tiennent compte de ces limitations et de ces avantages.

2.3.2.1 Méthode la plus simple : le point initial

La plus simple des méthodes consiste à partir d'un point initial connu. On commence le positionnement à ce point et on attend que le récepteur ait accroché tous les signaux. L'équation (2.3) à cet instant k = 0 se simplifie :

$$\phi_r^i(0) = (\vec{R}^{\,i} - \vec{R}_r).\vec{e}_r^{\,i}(0) + c.\delta t_r(0) - \frac{c}{f_{L1}} N_r^i + \varepsilon \qquad (2.19)$$

$(\vec{R}^{\,i} - \vec{R}_r).\vec{e}_r^{\,i}(0) = d_{ir}(0)$ est connue grâce au point fixe (c'est la distance entre l'émetteur i et le récepteur) et $\phi_r^i(0)$ est mesurée par la boucle de phase du récepteur. On obtient alors (2.20), en faisant abstraction du terme de bruit ε :

$$B_i(0) = \phi_r^i(0) - d_{ir}(0) = c.\delta t_r(0) - \frac{c}{f_{L1}} N_r^i \qquad (2.20)$$

On sait que pendant le mouvement, la variation au cours du temps de la phase ϕ_r^i est le fait du biais d'horloge et de la variation de la distance d_{ir}. Si on note $\Delta\delta t_r = \delta t_r(k) - \delta t_r(0)$ la variation de ce biais depuis l'instant 0, et on a à une époque quelconque du mouvement k:

$$\phi_r^i(k) = d_{ir}(k) + c.\Delta\delta t_r + B_i(0) \qquad (2.21)$$

On peut retrouver pour tout instant k une équation pour chaque émetteur i et former un système que l'on peut résoudre classiquement:

$$\phi_r^i(k) - B_i(0) = \sqrt{(x_r - x_i)^2 + (y_r - y_i)^2 + (z_r - z_i)^2} + c.\Delta\delta t_r \qquad (2.22)$$

(x_i,y_i,z_i) sont les coordonnées de l'émetteur i et (x_r,y_r,z_r) celles du récepteur r.

Deux remarques sur cette méthode : on ne résout pas vraiment les ambiguïtés mais, en quelque sorte, on n'a pas besoin d'elles. Remarquons aussi qu'ici, nous n'avons pas non plus besoin de mettre en œuvre une méthode différentielle.
Bien entendu, l'utilisation du point fixe au début du mouvement peut être rédhibitoire pour bien des applications, mais néanmoins intéressantes pour mener des expériences. Les australiens de l'université de Nouvelles Galles du sud ont mis en œuvre cette méthode pour leurs premières expériences [Rizos & al 2003].

2.3.2.2 Méthode « Baseline positioning » indoor

Il est possible de reprendre la méthode du type de celle que nous avons vue avec la double différence, mais en tenant compte des conditions particulières de l'indoor.
Comme nous le disions en introduction, l'absence de parallélisme entre les rayons incidents parvenant à la station base et ceux parvenant au récepteur ajoute une contrainte supplémentaire au niveau des équations. L'expression de la double différence (2.6) ne peut donc plus être simplifiée car les vecteurs radiaux $\vec{e}_{SB}^{\,i}$ et $\vec{e}_r^{\,i}$ ne sont plus égaux. L'équation (2.6) est donc arrangée d'une autre façon : on isole cette fois le vecteur de position $\vec{R}_r$ et ses composantes. On obtient (2.23) :

(2.23)

$$(\vec{e}_r^{\,j} - \vec{e}_r^{\,i}).\vec{R}_r = (\vec{R}^{\,i} - \vec{R}_{SB}).\vec{e}_{SB}^{\,i} - \vec{R}^{\,i}.\vec{e}_r^{\,i} - \nabla\Delta\phi_{SB,r}^{i,j} - (\vec{R}^{\,j} - \vec{R}_{SB}).\vec{e}_{SB}^{\,j} + \vec{R}^{\,j}.\vec{e}_r^{\,j} + \frac{c}{f_{L1}}\nabla\Delta N_{SB,r}^{i,j} + \varepsilon$$

Les systèmes que l'on peut former sont alors non linéaires à cause de la présence des vecteurs $\vec{e}_r^{\,i}$ et $\vec{e}_r^{\,j}$ dans le membre gauche de (2.23). On n'écrira pas ici le système en question.
Il est possible de le résoudre de manière itérative avec l'algorithme des moindres carrés non linéaires. Pour cela, des mesures sont prises sur une vingtaine d'époques avant de commencer la levée des ambiguïtés [Kee & al 2001]. Comparée à la méthode équivalente avec les satellites, il est remarquable de constater que cette technique n'utilise pas les doubles différences codes. Cela se comprend puisque les trajets indirects sont très puissants à l'intérieur, les mesures de codes sont donc peu exploitables. Une autre raison est que la nécessité de centrer le point, même grossièrement, pour réduire le nombre d'ambiguïtés possibles n'existe plus vraiment puisque les distances concernées sont faibles. Ce rôle de « centrage » de la solution assuré par les mesures de code dans le baseline positioning à l'extérieur n'a pas de sens ici.
L'utilisation de l'algorithme des moindres carrés non linéaires peut poser un problème de convergence, à cause de l'existence de minimas locaux dans certaines configurations. Cela oblige à prendre un point initial très proche du point réel ou à multiplier les mesures pour fiabiliser l'obtention du minimum.

2.3.2.3 Méthode avec une aide inertielle

Une méthode qui utilise la triple différence, mais qui remplace l'absence de mouvement de la constellation par une information sur le déplacement fourni par un équipement de navigation inertielle INS. La formulation de la méthode est celle de la triple différence indoor. Commençons par poser la double différence indoor à un instant de mesure k :

$$\nabla\Delta\phi_{SB,r}^{i,j}(k) = (d_{iSB}(k) - d_{ir}(k)) - (d_{jSB}(k) - d_{jr}(k)) + \frac{c}{f_{L1}}\nabla\Delta N_{SB,r}^{i,j} + \varepsilon \qquad (2.24)$$

La triple différence entre un instant k un instant 0 s'écrit alors :

$$\Delta\nabla\Delta\phi_{SB,r}^{i,j}(k) = (d_{iSB}(k) - d_{ir}(k)) - (d_{jSB}(k) - d_{jr}(k)) - (d_{iSB}(0) - d_{ir}(0)) + (d_{jSB}(0) - d_{jr}(0)) \qquad (2.25)$$

Comme la constellation est fixe, ainsi que la station de référence, on a $d_{iSB}(k) = d_{iSB}(0)$ pour tout k. L'équation (2.25) se simplifie donc:

$$\Delta\nabla\Delta\phi_{SB,r}^{i,j}(k) = d_{jr}(k) - d_{ir}(k) - d_{jr}(0) + d_{ir}(0) \qquad (2.26)$$

D'autre part :

$$d_{jr}(k) = \sqrt{(x_i - x_r(k))^2 + (y_i - y_r(k))^2 + (z_i - z_r(k))^2} \qquad (2.27)$$

Les mesures inertielles nous permettent d'avoir une idée de l'évolution du mouvement, entre l'instant 0 et l'instant k. On peut l'exprimer sous la forme d'un vecteur Δr tel que :

$$\begin{pmatrix} x_r(k) \\ y_r(k) \\ z_r(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_r(0) + \Delta x_r(k) \\ y_r(0) + \Delta y_r(k) \\ z_r(0) + \Delta z_r(k) \end{pmatrix} \qquad (2.28)$$

Il suffit ensuite de remplacer les coordonnées $(x_r(k),y_r(k),z_r(k))$ dans l'équation (2.28) puis de reporter cette équation dans (2.27). Il reste alors à appliquer la même méthode pour plusieurs paires de pseudolites (au moins 3 paires) pour obtenir un système de plusieurs équations indépendantes dont les inconnues sont $(x_r(0),y_r(0),z_r(0))$. Ce système peut être linéarisé de manière classique. Une fois obtenue la position initiale, il est très simple d'en déduire les ambiguïtés entières.
Dans cette méthode, on profite du fait que les mesures inertielles sont très fiables à court terme et que la distance relative au cours d'un mouvement est grande. La seule limitation véritable est qu'il faut que le récepteur se déplace pour pouvoir résoudre les ambiguïtés. Il faut qu'il bouge de telle sorte que la géométrie change suffisamment autour de lui pour que la matrice d'observation soit inversible. D'après les inventeurs de cette méthode, un mouvement de faible amplitude est suffisant [Kao & al 2003].

2.3.2.4 Méthode avec une station de référence mobile

Le principe de cette méthode s'appuie également sur ce qui a été vu au sujet de la triple différence. L'idée de la présente méthode est de remplacer l'absence de mouvement de la

constellation par une deuxième station de base qui effectue un mouvement de calibration. L'avantage par rapport à la triple différence à l'extérieur est qu'il faut moins de temps pour obtenir des mesures intéressantes parce que les stations et les pseudolites sont proches. Un mouvement provoque des variations relatives de distances plus élevées qu'avec un satellite [Petrovski & al 2004]. Une méthode originale mais difficile à mettre en œuvre à cause de la station mobile qui doit effectuer un mouvement parfaitement connu et synchronisé.

2.3.4 Synthèse

Le tableau 2.3 récapitule les méthodes que nous avons présentées en fonction de leur réponse à certains critères.

Tableau 2.3 : Récapitulatif des méthodes de résolution des ambiguïtés

	Fiabilité	Sensibilité géométrie	Différentielle	Temps résolution	Complexité mise en œuvre
Point initial	++	++	n	++	–
Baseline	+	–	o	–	–
Aide inertielle	++	–	o	+	–
Station mobile	+	– –	o	–	– –

Il n'y a pas tant de manières de résoudre l'ambiguïté entière, qui apparait comme un problème assez complexe. Parmi celles que nous avons vues, on assiste à une domination quasi sans partage des méthodes différentielles. Cela signifie en pratique que la station de référence doit avoir l'intégralité des pseudolites en visibilité, ce qui est loin d'être anodin quant au déploiement de la constellation.
La plupart de ces méthodes recherchent la cohérence dans la solution de navigation, ce qui impose toujours des contraintes sur la géométrie de la constellation par rapport au récepteur. Certains avancent que ces contraintes sont plus vite dépassées avec des pseudolites qu'avec des satellites car la position relative de la constellation par rapport au récepteur change assez rapidement. On peut donc plus aisément passer d'une mauvaise à une bonne configuration. Le contraire est malheureusement également vrai, à savoir que l'on peut aussi passer d'une bonne à une mauvaise configuration rapidement. On peut relier ce problème à la présence de non linéarités qu'induit la proximité des émetteurs dans la solution de navigation. Cela oblige à utiliser des algorithmes de linéarisation qui peuvent converger vers des faux minimas, si la configuration n'est pas favorable.
La piste d'une assistance inertielle est peut-être la plus intéressante pour le problème des pseudolites car les mesures inertielles sont particulièrement précises à court terme. Les méthodes différentielles ont toutes le défaut de nécessiter du temps pour la levée des ambiguïtés. La seule méthode parmi celles que nous avons répertoriées qui ne soit pas différentielle est celle du point initial connu. Elle est acceptable pour les expérimentations, mais un peu délicate à mettre en place pour d'autres applications. Il faudrait pour cela disposer régulièrement de point de recalage, ce qui n'est pas forcément simple.

2.4 Conclusion

Nous avons dressé un panorama des principales méthodes mises en œuvre pour réduire l'éblouissement et pour la levée des ambiguïtés entières des mesures de phase de la porteuse.
Dans les deux cas, les solutions proposées sont intéressantes, mais pas définitives. Le principal problème des méthodes de réduction de l'éblouissement réside dans leur orientation initiale, essentiellement basée sur la problématique des interférences avec les signaux satellites. Les méthodes de résolution de l'ambiguïté entière sont moins victimes de ce tropisme : malgré des similitudes, peu d'entre elles sont finalement des copies indoor de ce qui est fait à l'extérieur. La raison en est probablement que la problématique est changée par les nouvelles contraintes et avantages que sont la fixité de la constellation et la non linéarité de l'approche différentielle.
Il apparait clairement aussi bien pour les méthodes de réduction de l'éblouissement que pour les méthodes de résolution de l'ambiguïté entière que les spécificités du positionnement en milieu difficile avec une constellation d'émetteurs fixes sont des domaines de recherche encore exploitables.

Dans les chapitres suivants nous proposons de nouvelles méthodes pour résoudre l'une et l'autre, s'appuyant sur les concepts des répélites et des travaux antérieurs du groupe navigation sur les trajets indirects.

Chapitre 3 : Réduction de l'impact de l'éblouissement avec les Répélites

3.1 Introduction

Afin de mettre en œuvre un système de positionnement utilisant une constellation locale, nous avons vu qu'il était nécessaire de résoudre un certain nombre de problèmes pratiques. L'un d'entre eux, dont l'influence est considérable sur la faisabilité même du système, est le phénomène de l'éblouissement. Les Répélites ne sont pas épargnés car contrairement au système des répéteurs, ils émettent de façon simultanée, comme nous l'avons vu au chapitre 1. Il est donc nécessaire de s'en préoccuper.
On pourrait, par exemple, pulser les émissions, mais ce faisant on perdrait un avantage technique des Répélites, à savoir la grande simplicité de leur mise en œuvre. De plus, comme on l'a vu au chapitre 2, les pseudolites pulsés ont également des limitations importantes dont une perte de gain en corrélation et un nombre restreint d'émetteurs possibles. Nous étudions donc la possibilité d'utiliser d'autres méthodes de réduction des interférences systémiques , à fortiori de l'éblouissement, qu'autorisent les spécificités des répélites. Ce chapitre et les deux suivants leur sont entièrement consacrés.
La méthode présentée dans ce troisième chapitre constitue une première approche de réduction des effets de l'éblouissement. Après avoir mis mathématiquement en évidence les termes responsables de ces interférences pour le cas des répélites, la méthode est présentée puis ses performances sont comparées à celles d'un système identique mais n'utilisant aucune méthode de réduction de l'éblouissement. La méthode dans une version spécifique aux récepteurs GPS est ensuite présentée.

3.2 Mise en évidence des termes de corrélation responsables de l'éblouissement

Avant de présenter la méthode, il convient tout d'abord d'identifier parmi les termes de corrélation ceux qui sont responsables de l'éblouissement. Pour cela, on commence par développer mathématiquement la corrélation des signaux des répélites avec la réplique locale du récepteur. Cette opération peut correspondre à la fois à une phase d'acquisition du signal, mais également à une phase de poursuite (avec les trois répliques locales utilisées par les boucles de poursuite : en avance, en phase et en retard, cf. Annexe A pour plus de détails). On s'intéresse ensuite à l'identification des termes responsables des interférences intrinsèques qui amène à la solution proposée.

3.2.1 Calcul général de la Corrélation

Au niveau d'un récepteur, le signal incident résultant de l'émission de divers pseudolites peut s'écrire dans le cas général de la manière suivante :

$$S(t) = \sum_{i=1}^{n_s} \sum_{k=0}^{n-1} A_{i,k} \sin(2\pi.f_{L1}.t + \varphi_{i,k}(t)).d_i(t - \tau_{0,k} - T_{i,k}).c_i(t - \tau_{0,k} - T_{i,k}) + n(t) \qquad (3.1)$$

Avec :

n_s: nombre de satellites reçus par l'antenne extérieure et retransmis par les répélites.

n: nombre de répélites déployés pour le positionnement intérieur.
$A_{i,k}$: amplitude du signal du satellite i retransmis par le répélite k.
$\varphi_{i,k}(t)$: phase de la porteuse du signal du satellite i retransmis par le répélite k, la dépendance en t indique la présence d'un Doppler.
$\tau_{0,k}$: délai induit sur le signal entre le répélite k et le répélite 0 (celui qui n'est pas retardé) pour k = 0…n-1
$T_{i,k}$: retard = temps de propagation à l'extérieur du signal du satellite i + temps de propagation à l'intérieur depuis l'antenne du répélite k + le biais d'horloge du récepteur
$d_i(t)$: message de navigation pour le satellite i
$c_i(t)$: le code pseudo-aléatoire du signal du satellite i
n(t) : bruit thermique et autres sources d'interférence

On corrèle le signal décrit en (3.1) avec une réplique locale d'un signal satellite u ayant une amplitude A_u et une phase sur la porteuse de φ_u, différente de celle du signal incident car nous considérons une corrélation non cohérente. Le signal local a donc cette forme :

$$S_l(t,\tau) = \sin(2\pi.f_{L1}.t + \varphi_u(t)).c_u(t-\tau) \tag{3.2}$$

Dans (3.2), τ correspond au retard que le récepteur est capable d'induire sur le code et $\varphi_u(t)$ indique la phase du signal local dont la dépendance en t indique l'alignement du Doppler de la réplique local sur celui du signal incident. Pour simplifier l'écriture, on considère qu'aucune transition d'aucun message de navigation ne survient pendant la corrélation. On sait qu'en pratique c'est faux, car il n'y a aucune raison pour que les messages de tous les satellites arrivent tous synchronisés. Comme plus loin nous ne considérerons plus que le cas d'un signal source unique, cette hypothèse forte sera aisément vérifiée. Les problèmes liés au message de navigation sont plus amplement discutés au chapitre 4 à la section 4.4.3.

L'expression de la corrélation entre (3.1) et (3.2) devient donc :

$$R_u(\tau) = \sum_{i=1}^{n_s}\sum_{k=0}^{n-1} A_{i,k} \cdot \frac{1}{N.T_c} \int_{t=0}^{t=NT_c} \cos({}^u\phi_{i,k}(t)).c_u(t-\tau).c_i(t-\tau_{0,k}-T_{i,k}).dt + n(\tau) \tag{3.3}$$

Avec ${}^u\phi_{i,k}(t) = \varphi_{i,k}(t) - \varphi_u(t)$ la différence entre la phase du signal du satellite i et celle de la réplique locale poursuivant le signal du répélite u (et dont la dépendance en t correspond à la différence Doppler), T_c la durée d'un bit de code et N le nombre de moments de code intégrés (par exemple un multiple de 1023 si on intègre un nombre entier code C/A complet du GPS).

Nous cherchons à isoler les termes responsables de l'éblouissement de (3.3) : nous allons pour cela décomposer l'expression. Afin de simplifier ce qui suit, nous allons considérer que le Doppler de la porteuse locale est aligné sur celui de la porteuse du signal incident. Il est important de rappeler à ce stade que les différences de Doppler entre les signaux des répélites pour un même satellite sont faibles pour un récepteur mobile (car on part du principe qu'en intérieur, les vitesses de déplacement sont fortement limitées) et nulles pour un récepteur fixe. C'est ce dernier point qui justifie la simplification.
Si on note CrossCorrel_u le terme d'intercorrélation croisée, alors :

$$\text{CrossCorrel}_u(\tau) = \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq u}}^{n_s}\sum_{k=0}^{n-1} A_{i,k} \frac{1}{N.T_c} \int_{t=0}^{t=NT_c} \cos({}^u\phi_{i,k}(t)).c_u(t-\tau).c_i(t-\tau_{0,k}-T_{i,k}).dt \tag{3.4}$$

On peut alors décomposer (3.3) ainsi :

$$R_u(\tau) = \sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k} \cos({}^u\phi_{u,k}) \frac{1}{NT_c} \int_{t=0}^{t=NT_c} c_u(t-\tau).c_u(t-\tau_{0,k}-T_{u,k}).dt + CrossCorrel_u(\tau) + n(\tau) \quad (3.5)$$

Le premier terme de (3.5) correspond à la contribution globale à la corrélation de l'ensemble des signaux issus du satellite u transmis par les différents répélites du système:

$$\sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k} \cos({}^u\phi_{u,k}) \frac{1}{NT_c} \int_{t=0}^{t=NT_c} c_u(t-\tau).c_i(t-\tau_{0,k}-T_{i,k}).dt \quad (3.6)$$

Selon le répélite que l'on veut poursuivre, le terme (3.6) contient à la fois le signal utile, mais également une contribution provenant des autres répélites qui correspond à une partie de l'effet de l'éblouissement (l'autre partie se trouvant contenue dans le terme (3.4)). Il faut donc décomposer d'avantage (3.3) pour mettre en évidence ces termes. L'Annexe B présente en détails les calculs de cette décomposition : nous invitons le lecteur à s'y reporter, ne montrant ici que le résultat final :

$$\begin{aligned} R_u(\tau) &= -\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k} \cos({}^u\phi_{u,k}) + CrossCorrel_u(\tau) \\ &+ \frac{N+1}{N}\left[\sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k} \cos({}^u\phi_{u,k}).\left(R(\tau-\tau_{u,k}-T_{u,k}) + AC_u(\tau-\tau_{0,k}-T_{u,k})\right)\right] * \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(\tau+mNT_c) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Avec les définitions suivantes :

- $\delta(t)$: la fonction impulsion qui vaut 1 pour t = 0 et 0 partout ailleurs

- $R(\tau)$: Fonction triangle définie dans [Kaplan & al 2006a] telle que:

$R(\tau) = (1 - \frac{|\tau|}{T_c})$ Pour $\tau \in [-T_c ; +T_c]$

$R(\tau) = 0$ Partout ailleurs

- $AC_u(\tau)$: une fonction qui prend les valeurs des pics secondaires (sans le pic principal) de la fonction d'autocorrélation du code du satellite u pour $\tau \in$] $-(N+1)/2.T_c$, $(N-1)/2.T_c$] et 0 ailleurs.

Il faut à présent identifier dans (3.7) les termes correspondant au signal utile et aux interférences intrinsèques.

3.2.2 Identification des termes

Dans (3.7), le terme correspondant au signal utile est le suivant :

$$\frac{N+1}{N}\left[\sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k} \cos({}^u\phi_{u,k}).R(\tau-\tau_{u,k}-T_{u,k})\right] * \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(\tau+mNT_c) \quad (3.8)$$

Par signal utile il faut comprendre la partie de (3.7) qui correspond aux pics de corrélation principaux. En effet les termes en $R(\tau - \tau_{u,k} - T_{u,k})$ de (3.8) sont nuls pour des valeurs de τ prises en dehors des intervalles : $]\ \tau_{u,k} + T_{u,k} - T_c; \tau_{u,k} + T_{u,k} + T_c\ [$ et prennent la valeur du pic de corrélation principal des signaux provenant des répélites k sur ce même intervalle, tout ceci d'après la définition de $R(\tau)$ (cf. Annexe B).

Les termes responsables de l'éblouissement sont :

$$-\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k}\cos({}^{u}\phi_{u,k}) + \mathrm{CrossCorrel}_u(\tau) + \frac{N+1}{N}\left[\sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k}\cos({}^{u}\phi_{u,k}).AC_u(\tau-\tau_{0,k}-T_{u,k})\right] * \sum_{m=-\infty}^{+\infty}\delta(\tau+mNT_c) \quad (3.9)$$

Parmi les termes de (3.9), il faut distinguer ceux qui relèvent de la corrélation avec le même satellite de ceux qui relèvent des corrélations croisées avec les autres satellites. Ces derniers, qui correspondent à (3.4), sont assez complexes à développer car les différences de Doppler entre le signal du satellite que l'on veut corréler et ceux des autres satellites peuvent être suffisamment importantes pour ne pas permettre une décomposition simple de (3.4).
Cependant, en pratique, ils sont simples à éliminer si, comme on le suggère dans le chapitre 1, on utilise un générateur à un satellite unique. On a alors une absence totale de termes de corrélations croisées et seuls restent ceux de l'autocorrélation. Ainsi, (3.4) peut être retiré de (3.9), il reste alors:

$$-\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k}\cos({}^{u}\phi_{u,k}) + \frac{N+1}{N}\left[\sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k}\cos({}^{u}\phi_{u,k}).AC_u(\tau-\tau_{0,k}-T_{u,k})\right] * \sum_{m=-\infty}^{+\infty}\delta(\tau+mNT_c) \quad (3.10)$$

L'équation (3.10) fait ressortir la double nature des interférences avec un terme ne dépendant pas de τ :

$$-\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k}\cos({}^{u}\phi_{u,k}) \quad (3.11)$$

Puis un second à la structure plus complexe qui dépend de τ:

$$\frac{N+1}{N}\left[\sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k}\cos({}^{u}\phi_{u,k}).AC_u(\tau-\tau_{0,k}-T_{u,k})\right] * \sum_{m=-\infty}^{+\infty}\delta(\tau+mNT_c) \quad (3.12)$$

Le terme (3.12) a une influence importante sur la corrélation, essentiellement à cause des niveaux des pics secondaires de la fonction AC_u. Pour bien étudier leur influence, commençons par définir le rapport Signal sur Interférences S/I :

S/I = Puissance du signal reçu / Puissance des interférences.

On considère en général que pour que l'éblouissement demeure acceptable en mode poursuite, les niveaux des pics secondaires ne doivent pas excéder la moitié de la valeur du pic principal ce qui correspond à S/I = 6 dB [Cobb 1997]. Certains étendent cette limite jusqu'à 10 dB [Ndili 1994] car les 6 dB correspondent vraiment à l'extrême limite de décrochage de la

boucle de poursuite lorsque le pic d'interférence vaut la moitié du pic principal. Les interférences induisent pourtant déjà des erreurs sur les mesures pour des rapports S/I supérieurs, comme nous l'avons vu au chapitre 1. Nous garderons néanmoins ce seuil symbolique de 6 dB.

Dans notre cas, les interférences correspondent à la somme des termes en AC_u. Leurs niveaux relativement élevés limitent les écarts en puissance que l'on peut accepter entre deux signaux issus de deux émetteurs différents. En effet, pour la pire des situations, c'est-à-dire lorsque les pics secondaires de (3.12) sont maximums dans l'intervalle de la corrélation principale de (3.8), le rapport signal sur interférences vaut 23.9 dB pour seulement deux émetteurs. Cela donne une limite de puissance acceptable de 18 dB. C'est peu comparé aux 40 voire 60 dB que l'on peut effectivement rencontrer en milieu difficile.

C'est pour cette raison que l'on tirerait forcément avantage à éliminer purement et simplement ces pics secondaires. Cela est possible si au lieu d'utiliser un code de Gold, on utilise une séquence maximale.

3.3 Utilisation des séquences maximales

Un avantage important des répélites est que les signaux sont tous issus de la même source et ont par conséquent tous le même code PRN. Nous l'avons vu au chapitre 2, ce n'est pas le code qui sert à identifier l'émetteur mais le décalage induit sur le signal avant l'émission. On peut donc à priori choisir le code que l'on veut, les contraintes de performance en termes d'intercorrélation entre les codes n'existant plus.
L'idée ici serait donc d'utiliser un code dont la fonction d'autocorrélation soit particulièrement performante en termes de pics secondaires, c'est-à-dire dont les pics secondaires seraient les plus faibles et les moins nombreux possible. Une telle classe de code existe, ce sont les séquences maximales.
On pourrait, par exemple, prendre une des séquences génératrices des codes de Gold (cf. Annexe A). Elle est en effet disponible dans tous les récepteurs GPS classiques.

3.3.1 Avantages des séquences maximales en termes de corrélation

Une séquence maximale générée sur un registre à 10 bits a un niveau de pic secondaire unique qui vaut -1/1023 quand le pic de corrélation principal vaut 1. Ce niveau de pic secondaire correspond à un rapport S/I égal à 60.2 dB. C'est une remarquable propriété dont on comprend l'intérêt après ce qui a été dit en (3.2.2).
Si on utilise une séquence maximale unique à l'émission, on peut en effet éliminer, outre le terme de corrélation croisée (3.4), tous les termes en AC_u c'est-à-dire (3.12), ce qui donne pour expression générale de la corrélation:

$$\begin{aligned} R_{sm}(\tau) &= -\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k}\cos({}^{j}\phi_{sm,k}) + n(\tau) \\ &+ \frac{N+1}{N}\left[\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k}\cos({}^{j}\phi_{sm,k}).R(\tau-\tau_{sm,k}-T_{sm,k})\right] * \sum_{m=-\infty}^{+\infty}\delta(\tau+mNT_c) \end{aligned} \qquad (3.13)$$

Pour simplifier l'écriture de (3.13), on se place sur l'intervalle où

$$\tau \in \left]\tau_{sm,j}+T_{sm,j}-T_c;\ \tau_{sm,j}+T_{sm,j}+T_c\right[$$

Ce qui revient à poursuivre le signal issu du répélite j.

La corrélation (3.13) devient donc (en normalisant par l'amplitude du signal que l'on poursuit) :

$$-\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1}\frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}}\cos({}^{j}\phi_{sm,k})+\frac{N+1}{N}\cos({}^{j}\phi_{sm,j}).R(\tau-\tau_{sm,j}-T_{sm,j})+n(\tau) \qquad (3.14)$$

Si on regarde les termes susceptibles de provoquer des interférences, il ne reste plus que la contribution de la somme des pics secondaires uniques des séquences maximales (3.11).
C'est une somme pondérée par des cosinus que l'on peut borner par le cas le plus défavorable, c'est-à-dire celui où tous les cosinus sont à +1 ou -1:

$$\left|-\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1}\frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}}\cos({}^{j}\phi_{sm,k})\right|\le\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1}\frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}} \qquad (3.15)$$

Si on veut avoir une idée du rapport signal sur interférences S/I maximal que l'on peut tolérer (notons le S/I_{max}) avant que le récepteur ne décroche dans la pire des situations, il suffit d'évaluer la borne décrite en (3.15) en prenant comme référence la limite des 6 dB soit :

$\frac{1}{N}\sum_{\substack{k=0\\k\neq j}}^{n-1}\frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}}+\frac{1}{N}\le\frac{1}{2}$, (1/2 en amplitude correspond au 6 dB en puissance) ce qui donne :

$\frac{1}{N}\sum_{\substack{k=0\\k\neq j}}^{n-1}S/I_{max}=\frac{1}{2}-\frac{1}{N}$, d'où :

$\frac{(n-1)}{N}S/I_{max}=\frac{N-2}{2N}$ et finalement :

$$S/I_{max}=\frac{N-2}{2(n-1)}$$

Les rapports de puissance pour différents nombre de répélites déployés ont été reportés dans le tableau 3.1 :

Tableau 3.1 : Rapports de puissance maximum avant décrochage

Répélites déployés	2	4	6	8	10
S/I_{max}	54.2 dB	44.6 dB	40.2 dB	37.3 dB	35.1 dB

Les résultats du tableau 3.1 donnent des indications sur l'écart de puissance maximale que le récepteur va tolérer avant de décrocher. On peut comparer le résultat pour 2 répélites au 18 dB du cas où on n'utilise pas la séquence maximale, sachant encore une fois que nous sommes dans la vision la plus pessimiste : on prend ici comme borne le pire des cas possible. En effet,

en pratique on doit être un peu meilleur[5] à cause des cosinus qui pondèrent la somme de rapports d'amplitude. Il faut aussi noter que dans un système à dix répélites, il y a peu de chance que les dix soient reçus en même temps avec des puissances importantes.
Le tableau nous indique tout de même que l'on peut espérer jusqu'à 35 dB d'amélioration par rapport à l'utilisation d'un code de Gold simple, pour deux émetteurs ce qui est déjà appréciable. Nous allons vérifier ces résultats un peu plus loin avec quelques simulations, mais auparavant nous allons regarder plus spécialement ce qui se produit et ce que l'on peut rencontrer comme problème au niveau des discriminateurs des deux boucles de poursuite du GPS.

3.3.2 Effet de l'éblouissement sur les discriminateurs avec une séquence maximale

On vient de voir en 3.3.1 que si l'utilisation des séquences maximales permet de réduire les effets de l'éblouissement, il reste néanmoins des termes qui peuvent perturber la corrélation si les puissances relatives des signaux dépassent certains seuils. Les discriminateurs des boucles de code et de phase du GPS utilisent ces résultats de corrélation et sont également affectés tous les deux mais de manière différente. Nous avons jugé intéressant d'étudier comment ils le sont et de déterminer théoriquement à partir de quels rapports entre la puissance du signal poursuivi et celles des autres signaux le récepteur décroche. C'est ce que nous allons voir dans cette partie du chapitre 3 ; nous verrons dans la suivante des simulations illustrant et nuançant les résultats présentés ici.

3.3.2.1 Effet sur le discriminateur de la boucle du code

L'élément au cœur de la boucle de code est le discriminateur qui permet d'évaluer la différence entre la phase du code du signal incident et celle du code de la réplique locale (voir l'Annexe A pour une description plus précise).
Le discriminateur standard qui est utilisé par la plupart des récepteurs GPS actuel est le discriminateur avance moins retard non cohérent à enveloppe normalisée dont la formule est la suivante :

$$D_{EL}(\varepsilon) = \frac{\sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} - \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}}{\sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} + \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}} \frac{(2-\Delta)}{2} \qquad (3.16)$$

Δ est l'écart de phase en chips de code entre les répliques en avance et en retard. I_E et Q_E sont respectivement les corrélations en phase et en quadrature de la réplique en avance et I_L, Q_L les corrélations en phase et en quadrature de la réplique en retard. ε est l'erreur de synchronisation (ou erreur de phase) entre le code local et le code incident. Nous verrons au chapitre 6 que l'on peut utiliser des discriminateurs ayant des formules moins simples que celle-ci, à des fins de réduction de l'effet des trajets indirects par exemple.

Pour simplifier l'explicitation, nous allons utiliser un autre discriminateur qui est sensiblement équivalent : le discriminateur Avance moins Retard puissance non cohérent :

[5] Le GPS à l'extérieur ne rencontre pas les mêmes problèmes car d'une part toutes les puissances des signaux sont à peu près égales et d'autre part parce que les mouvements des satellites induisent des différences de Doppler importantes entre les signaux au niveau d'un récepteur sur terre (différences allant de -9 kHz à +9 kHz pour un point fixe, on parle bien des différences de Doppler entre deux satellites) et ont ainsi un effet discriminant qui améliore la résistance à l'éblouissement [Kaplan & al 2006a].

$$D_{EL}(\varepsilon) = \left[(I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2)\right]\frac{1}{2(2-\Delta)} \tag{3.17}$$

Tel quel, il n'est pas normalisé, ce qui en pratique peut poser quelques soucis. Pour la démonstration, nous ne nous en préoccuperons pas car il est très proche du précédent dans son fonctionnement. Les détails du calcul de ce discriminateur sont donnés en Annexe B.
L'expression finale est la suivante :

$$D_{EL}(\varepsilon) = \frac{(N+1)^2}{N^2} A_{sm,j}^2 \left(\varepsilon - 2\frac{\sum_{k=0}^{n-1} \frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}} \cos(\varphi_{sm,j} - \varphi_{sm,k})}{(2-\Delta)(N+1)} \varepsilon \right) + n(\varepsilon) \tag{3.18}$$

Dans l'expression (3.18), la partie utile du signal, celle qui va donner l'erreur est ε. On observe alors l'apparition d'un terme parasite qui va dépendre des rapports de puissance entre le signal que l'on poursuit et les autres signaux :

$$-2\frac{\sum_{k=0}^{n-1} \frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}} \cos(\varphi_{sm,j} - \varphi_{sm,k})}{(2-\Delta)(N+1)} \tag{3.19}$$

Le coefficient (3.19) a donc un effet sur la pente du discriminateur avance moins retard. Si les puissances des signaux issus des autres répélites deviennent trop importantes, la correction du discriminateur peut être affectée jusqu'au point ou la pente globale du discriminateur s'inverse. On sera alors en présence d'un cas où au lieu de corriger l'erreur pour amener la phase de la réplique locale à s'aligner sur celle du code du signal incident, on aggravera cette différence. Ce sera le cas si (3.19) devient inférieure à -1.

On peut évaluer les valeurs limites du rapport moyen d'amplitude, comme on l'a fait pour la corrélation :

$-1 < -2\frac{\sum_{k=0}^{n-1} \frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}} \cos(\varphi_{sm,j} - \varphi_{sm,k})}{(2-\Delta)(N+1)}$ la limite de -1 à droite de l'inégalité correspond au décrochage de la boucle.

On peut ensuite borner avec le cas le plus défavorable (tous les cosinus valent 1):

$$\sum_{\substack{k=0 \\ k\neq j}}^{n-1} \frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}} + 1 < \frac{(N+1)(2-\Delta)}{2}$$

On obtient finalement la valeur limite du rapport signal sur interférence :

$$S/I_{max} = \frac{(N+1)(2-\Delta)-2}{2(n-1)}$$

Ce n'est pas exactement la même formule que pour la corrélation seule, mais mise à part la dépendance en Δ, on y retrouve des similitudes fortes. Le tableau 3.2 présente quelques valeurs en puissance calculée en fonction du nombre du répélites pour la SDLL (soit Δ = 1):

Tableau 3.2 : S/I_{max} avant décrochage en poursuite

Répélites déployés	2	4	6	8	10
S/I_{max}	54.2	44.6 dB	40.2 dB	37.2 dB	35.1

En comparant les tableaux (3.2) et (3.1), on voit que les valeurs limites du rapport de puissance sur l'erreur de discriminateur sont les mêmes que pour la corrélation seule (pour la SDLL).
Les résultats du tableau (3.2) signifient que l'on s'attend à voir le décrochage complet, c'est-à-dire le fort risque d'inversion de la pente du discriminateur dans sa zone de linéarité, pour des rapports de puissances tournant autour 30 à 40 dB. Nous allons confirmer ces résultats par des simulations, mais auparavant nous allons nous intéresser au discriminateur de la boucle de phase.

3.3.2.2 Effet sur le discriminateur de la boucle de porteuse

Les effets de l'éblouissement ne sont pas qu'une affaire de code, ils ont aussi leur impact sur la boucle de phase. Le discriminateur de cette dernière est également affecté, c'est pourquoi nous l'étudions comme nous l'avons fait pour le discriminateur de la boucle de code.
L'Annexe A nous indique le discriminateur le plus couramment utilisé, qui est le discriminateur arc tangente :

$$D_{PLL}(\varphi) = \mathrm{ATAN}\left(\frac{Q_P}{I_P}\right) \tag{3.20}$$

Avec I_P et Q_P respectivement la corrélation en phase et en quadrature de la réplique et φ la désynchronisation de la phase de la porteuse du signal local.

Le calcul exposé en Annexe B nous donne l'expression (3.20) en fonction de ε dans l'intervalle [-Δ/2 ; Δ/2] :

$$D_{PLL}(\varepsilon) = \mathrm{ATAN}\left(\frac{\sin(\varphi_{sm,j}) - \frac{1}{N-(N+1)|\varepsilon|}\sum_{\substack{k=0\\k\neq j}}^{n-1}\frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}}\sin(\varphi_{sm,k})}{\cos(\varphi_{sm,j}) - \frac{1}{N-(N+1)|\varepsilon|}\sum_{\substack{k=0\\k\neq j}}^{n-1}\frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}}\cos(\varphi_{sm,k})}\right) \tag{3.21}$$

On a dans (3.21) deux termes correspondant aux interférences de l'éblouissement au numérateur et au dénominateur.

Trois cas d'erreur sont alors possibles :

- Cas 1 : L'erreur sur le dénominateur de (3.21) domine, dans ce cas la sortie du discriminateur tend vers 0 quelle que soit la désynchronisation $\varphi_{sm,j}$.
- Cas 2 : L'erreur sur le numérateur de (3.21) domine, dans ce cas la sortie du discriminateur tend vers $+\pi/2$ ou $-\pi/2$ quelle que soit la désynchronisation $\varphi_{sm,j}$.
- Cas 3 : Le numérateur et le dénominateur ont une erreur qui s'équilibre, dans ce cas la sortie du discriminateur tendra vers $+\pi/4$ ou $-\pi/4$ quelle que soit la désynchronisation $\varphi_{sm,j}$.

Dans les trois cas le discriminateur sera hors d'usage. Tout dépendra des sinus et cosinus des différences de phase que l'on voit dans les termes parasites de (3.21) mais également des rapports d'amplitudes, comme pour le discriminateur de code.
Il est difficile d'évaluer l'impact des différences, car elles changent sans arrêt. Par contre sur les rapports d'amplitudes, on peut faire comme précédemment et étudier l'impact des amplitudes sur l'erreur. On se place dans le cas le plus défavorable où $\varepsilon = \Delta/2$.

On étudie ces 3 cas, la méthode d'étude est décrite en Annexe B, nous ne reprenons ici que les résultats :

Tableau 3.3 : S/I_{max} en puissance pour la PLL

Répélites déployés	4	6	8	10
cas 1	30.1 dB	25.7 dB	22.7 dB	20.6 dB
cas 2	33.3 dB	28.8 dB	25.9 dB	23.7 dB
cas 3	33.9 dB	29.5 dB	26.5 dB	24.3 dB

Il ne faut pas perdre de vue que tout ceci est évalué pour les pires des situations dont les apparitions dépendent fortement des valeurs des phases $\varphi_{sm,k}$. On s'attend donc, dans la pratique comme dans les simulations, à rencontrer des limites plus souples que celles que l'on a établies ici, fort heureusement. On peut tout de même commenter les résultats :
Les cas 2 et 3 sont un peu plus robustes que le cas 1 à quelques dBs près. Mais nous observons, et c'est là le plus intéressant, que le discriminateur de la boucle de phase et donc la boucle de phase elle-même est moins robuste (d'une dizaine de dBs environ[6]) que la boucle de code, si l'on compare le tableau 3.3 au tableau 3.2. C'est conforme à ce que l'on attend, car on sait par la littérature que la boucle de phase en cas de perturbation décroche plus facilement que la boucle de code, cette dernière pouvant même, avec certains réglages, fonctionner seule sans l'aide de la précédente [Van Dierendonck 1996].
Nous venons donc de montrer que la boucle de phase sera plus facilement sensible à l'éblouissement, d'où la nécessité de le réduire le plus possible.

Nous allons à présent illustrer les résultats théoriques donnés par les équations avec des résultats simulés.

[6] Les 10 dBs étant bien entendu subjectifs car liés au critère des 10° d'erreur. N'oublions pas cependant que les résultats présentés dans l'annexe B montre que l'erreur dans des conditions classiques de fonctionnement est de seulement 1°.

3.3.3 Résultats et performances en simulation

Les simulations présentées ici ont pour objectif d'illustrer les résultats théoriques précédents en établissant une comparaison entre l'utilisation d'un code de Gold unique et une séquence maximale dans des situations où l'éblouissement se produit. On commence par présenter les conditions de simulation.

3.3.3.1 Paramètres et conditions de simulation

On utilise une modélisation de la boucle de poursuite et des signaux GPS sous Matlab Simulink réalisée par le Groupe Navigation. Les Doppler et les variations de phases sont induits sur cette boucle grâce à un calculateur qui évalue leurs valeurs en fonction de la position du récepteur et de son mouvement, eux même simulés.
On maîtrise également les puissances d'émission des répélites, ce qui nous permet de provoquer à volonté les situations d'éblouissement et d'étudier leurs occurrences et leurs effets sur la mesure de la distance effectuée par la boucle de poursuite.
Pour notre simulation, on choisit de modéliser 4 répélites placés aux quatre coins d'une zone de 20 mètres sur 20, le récepteur évoluant à l'intérieur de ce carré que l'on peut voir sur la figure 3.1 :

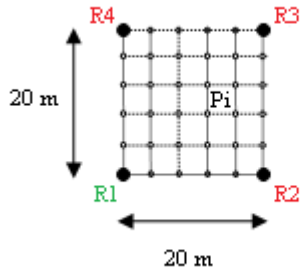


Figure 3.1 : Représentation schématique de la zone de simulation

Sur la figure 3.1, les Ri correspondent aux répélites. L'idée est de suivre l'évolution de l'erreur sur la distance mesurée sur le répélite 1 sans changer sa puissance d'émission alors que l'on fait varier celles des autres de 0 dB jusqu'à 50 dB par rapport à celle du répélite 1.
Chaque simulation correspond à 5 secondes de temps réel en mode poursuite, toutes les puissances des répélites sont fixes pendant la même simulation.

Nous menons deux types de simulations: des simulations pour un point fixe (le point situé au milieu de la grille) et des simulations pour un mouvement en ligne droite à 1 m/s (vitesse typique d'un piéton).
Distinguer les deux est important car, comme on l'a vu précédemment, la valeur des différences de phases entre les porteuses des signaux et celle du signal local sont essentielles sur les effets de l'éblouissement. L'avantage des simulations en mouvement est que l'on est certain que ces phases vont changer au cours du déplacement et donc provoquer des variations dans les perturbations. On peut d'ailleurs préciser que pendant les 5 secondes, chaque distance Répélite-Récepteur a varié de plus que 0,19 m, on est donc certain que les différences de phases ont été balayés plusieurs fois. Le mouvement que nous avons choisi fait partir le mobile du centre du carré de la pièce et se dirige vers R3.

L'ensemble de ces simulations sont effectuées deux fois, une fois avec un code de Gold et une fois avec une séquence maximale. Le code de Gold choisi est le PRN1 du GPS et le délai

entre les répélites est choisi de 50 chips de code entre deux répélites successifs. Ce choix permet d'assurer que l'on se trouve dans des conditions non équivalentes à celles de la séquence maximale. En effet à 50 chips, la fonction d'autocorrélation du PRN 1 présente des pics secondaires supérieurs à -1/1023. La séquence maximale utilisée est la séquence du premier registre générateur du code de Gold du GPS L1.

On met sur le signal un bruit correspondant à une densité de bruit de 50dB-Hz pour le répélite 1. Cela peut sembler un C/N0 assez élevé, mais on justifie ce choix par l'idée que, comme l'on veut étudier l'impact de l'erreur due à l'éblouissement, un bruit trop important pourrait nuire à la lisibilité des résultats. On a donc choisi une valeur assez puissante mais qui reste réaliste.

La fréquence d'échantillonnage choisie pour la simulation est de 50 MHz et la fréquence intermédiaire est de 12.5 MHz. C'est une fréquence choisie relativement élevée pour minimiser le bruit lié au recouvrement spectral. Nous voyons plus en détails cette question au chapitre 5.

3.3.3.2 Résultats des simulations pour un récepteur fixe

La figure 3.2 illustre les résultats obtenus en poursuite en termes de mesure de la pseudodistance code pour le code de Gold unique (PRN1) et la séquence maximale.

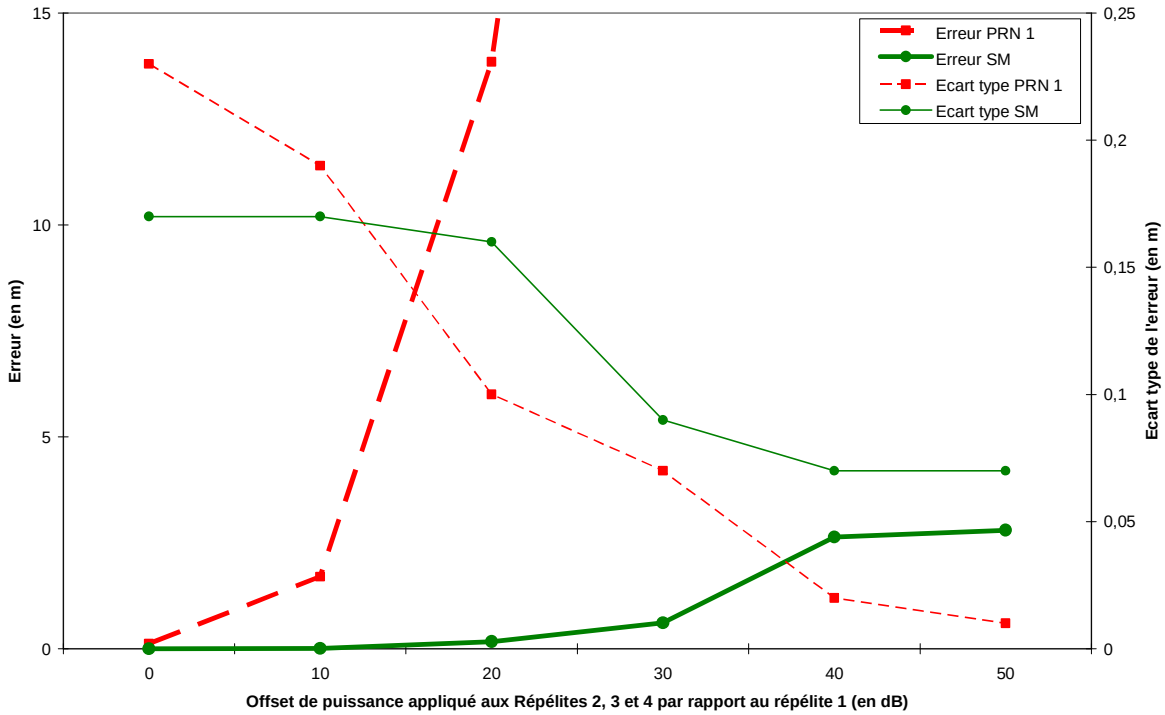


Figure 3.2 : Résultats comparés de l'erreur et de l'écart type de l'erreur sur la pseudodistance obtenue avec le code pour un point fixe avec une séquence maximale et le PRN 1

La remarque générale que l'on peut faire sur les résultats de la figure 3.2 est que l'on a une erreur qui s'installe progressivement à mesure que la puissance des signaux interférant augmente. En ce qui concerne plus spécifiquement l'erreur sur le PRN 1, on voit que dès que la puissance atteint 10 dB, une erreur de quelques mètres apparait déjà. Au-delà de 10 dB, la

situation d'éblouissement devient déjà ingérable pour la boucle, puisque l'on atteint 14 mètres d'erreur pour 20 dB, ce qui donne une limite de décrochage compris entre 10 et 20 dB, ce qui confirme les limites théoriques du code de Gold évoquées précédemment. Les résultats au-delà de 20 dB ne sont plus visibles ici : les boucles de poursuites sont totalement dominées par les interférences. Un signe manifeste en est la chute continue de l'écart-type sur l'erreur (que l'on peut assimiler au bruit de l'erreur). Parce que le point est fixe et qu'en conséquence les différences de phase de porteuse ne changent pas, la chute de l'écart-type de l'erreur peut s'interpréter comme le passage de la domination du signal du répélite 1 à celle des autres signaux. A mesure que la puissance augmente, le discriminateur de la boucle de code se cale sur les pics d'intercorrélation plus puissants et moins bruité que le pic principal du répélite 1 (le niveau de bruit reste le même, mais les autres signaux augmentant ont des C/N0 supérieurs à celui du signal du répélite 1). La diminution du bruit que représente la chute de l'écart-type de l'erreur est donc un signe du centrage de la poursuite sur un pic de corrélation croisée.
A contrario, on voit la bonne tenue relative de la poursuite avec la séquence maximale jusqu'à environ 30 dB. A partir de 40 dB, l'erreur est relativement faible, la manifestation de l'éblouissement est moins flagrante que pour le code de Gold seul, mais il n'en est néanmoins pas moins présent, comme on peut le voir sur l'écart-type qui chute également avec l'augmentation de la puissance.

On confirme ainsi d'une part que l'utilisation des séquences de Gold devient vite problématique puisqu'elles « craquent » pratiquement immédiatement dès 10 dB, et d'autre part que la séquence maximale commence à décrocher vers 40 dB, ce qui permet de gagner de 25 à 30 dB par rapport au code de Gold.

On s'intéresse ensuite aux résultats pour la mesure de phase de la porteuse, la figure 3.3 présentent ce que l'on obtient :

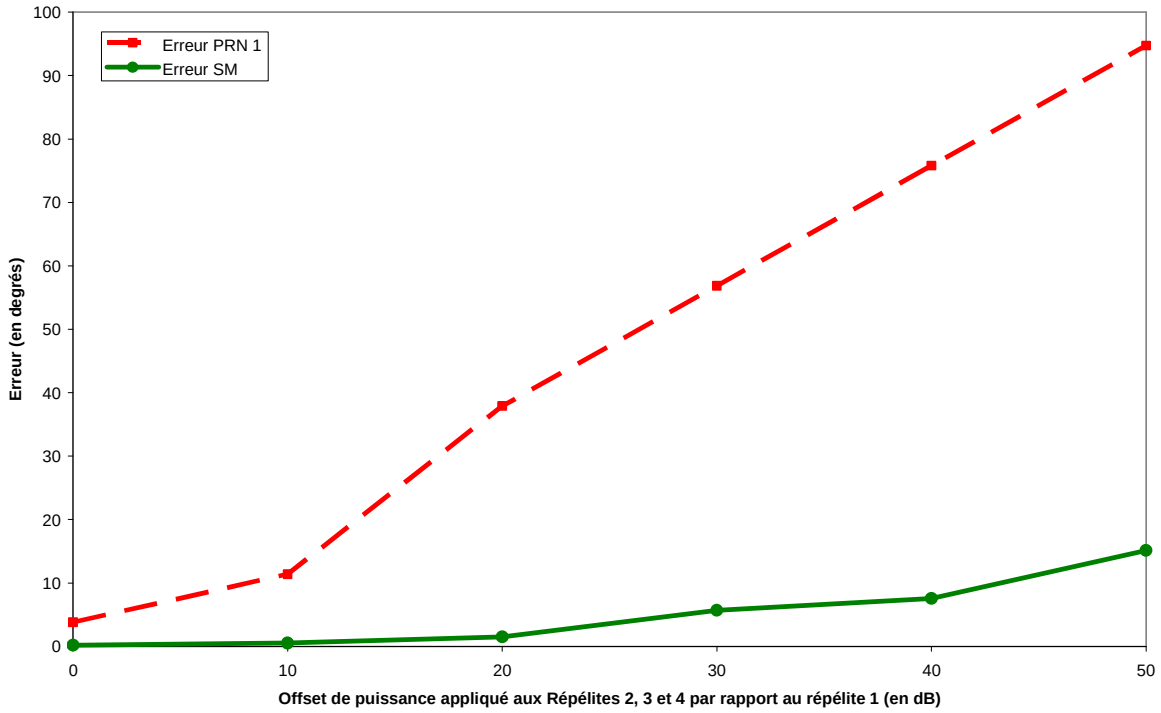


Figure 3.3 : Résultats comparés de l'erreur en degrés sur la mesure de pseudodistance obtenue pour un point fixe avec une séquence maximale et le PRN 1

La boucle de phase réagit plus ou moins de la même façon que la boucle de code : la boucle avec une séquence maximale a une meilleure stabilité au regard de la puissance que celle avec un code PRN unique. En effet, dès qu'on atteint 10 dB de puissance, la boucle utilisant le code de Gold dépasse 10 degrés d'erreur alors que celle utilisant la séquence maximale tient sous la barre symbolique des 10 degrés jusqu'à 40 dB. C'est légèrement meilleur que les 34 dB de la théorie, même s'il faut nuancer cette observation car pour le point choisi, les phases que l'on mesure sont les mêmes pour les quatre répélites. Nous verrons dans le cas des simulations avec un récepteur mobile que les décrochages de boucle sont plus francs.

Ainsi, pour un point fixe, dans des conditions peu favorable en termes d'éblouissement (rappelons que les phases des porteuses des quatre répélites sont égales), on constate que l'on peut gagner jusqu'à 30 dB par rapport à l'utilisation de codes de Gold classiques. Nous verrons au chapitre suivant qu'il est possible d'optimiser les émissions pour qu'un code de Gold ait un comportement similaire à celui d'une séquence maximale.

3.3.3.3 Résultats des simulations pour un récepteur mobile

On mène les mêmes séries de simulations pour un récepteur mobile effectuant une ligne droite. L'intérêt supplémentaire par rapport au cas précédent étant que les différences de phases des porteuses vont changer au cours du temps, influençant différemment les erreurs dues aux interférences.
La figure 3.4 montre les résultats obtenus pour la pseudodistance mesurée avec le code :

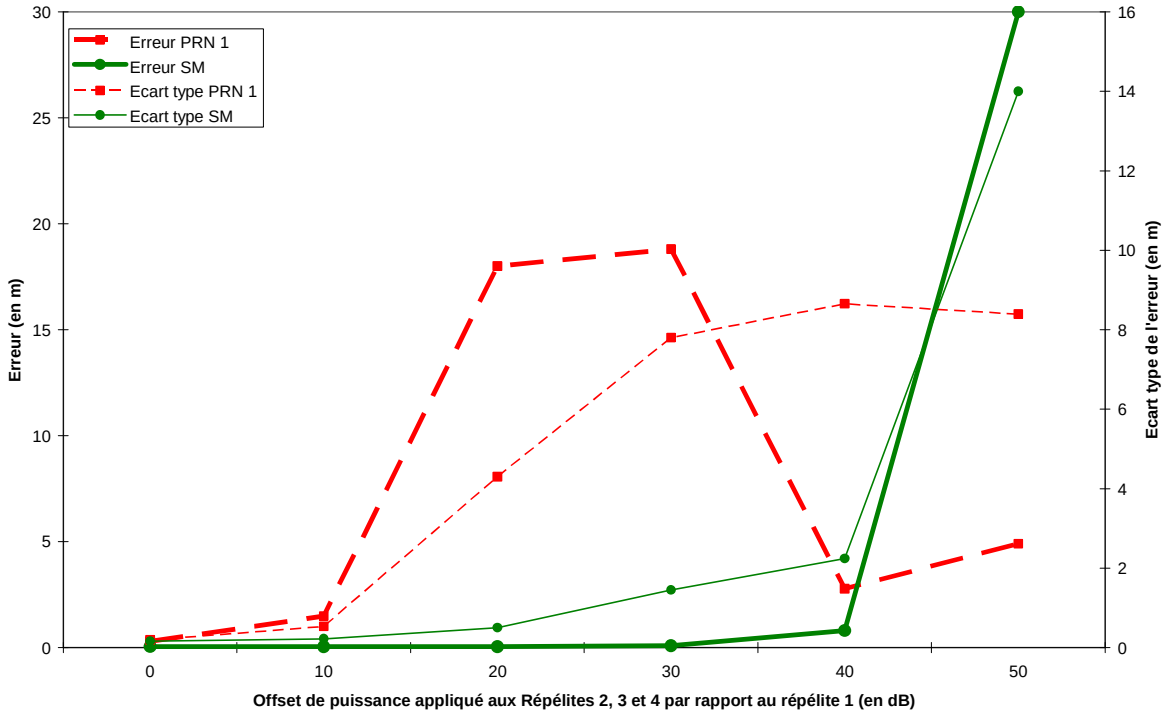


Figure 3.4 : Résultats comparés de l'erreur et de l'écart type de l'erreur sur la pseudodistance pour un point mobile évoluant à une vitesse de 1 m/s durant 5 secondes avec une séquence maximale et le PRN 1

Si l'on compare la figure 3.4 à la figure 3.2, on note que les écarts-type de l'erreur n'évoluent pas de la même façon et surtout qu'ils expriment plus fortement l'apparition des erreurs dues aux interférences pour le cas d'un récepteur mobile par rapport au cas d'un récepteur fixe. En

effet les échelles ne sont pas les mêmes, on trouve jusqu'à 8 mètres d'écart-type pour 50 dB avec le mobile alors que l'on a seulement quelques centimètres pour le point fixe. Le responsable de ces différences est la variation des différences de phases des porteuses pour le cas du mobile qui empêche la boucle de trouver la forme de stabilité trompeuse qu'elle trouvait en mode statique en présence d'interférence puissante.
Notons tout de même qu'en dépit de ce qui vient d'être relevé, les conclusions quant à l'intérêt de la séquence maximale demeurent les mêmes. L'erreur sur la pseudodistance ainsi que son écart-type n'explosent véritablement qu'au delà de 40 dB, comme pour le récepteur fixe. On peut donc conclure que, bien que les figures 3.2 et 3.4 soient différentes d'aspect pour les puissances les plus élevées, le fond de l'interprétation est le même, à savoir que la séquence maximale permet de gagner entre 20 et 30 dB sur les gênes induites par le phénomène de l'éblouissement sur la mesure de pseudodistance.

On s'intéresse comme précédemment aux résultats de la boucle de phase, ils sont portés sur la figure 3.5 :

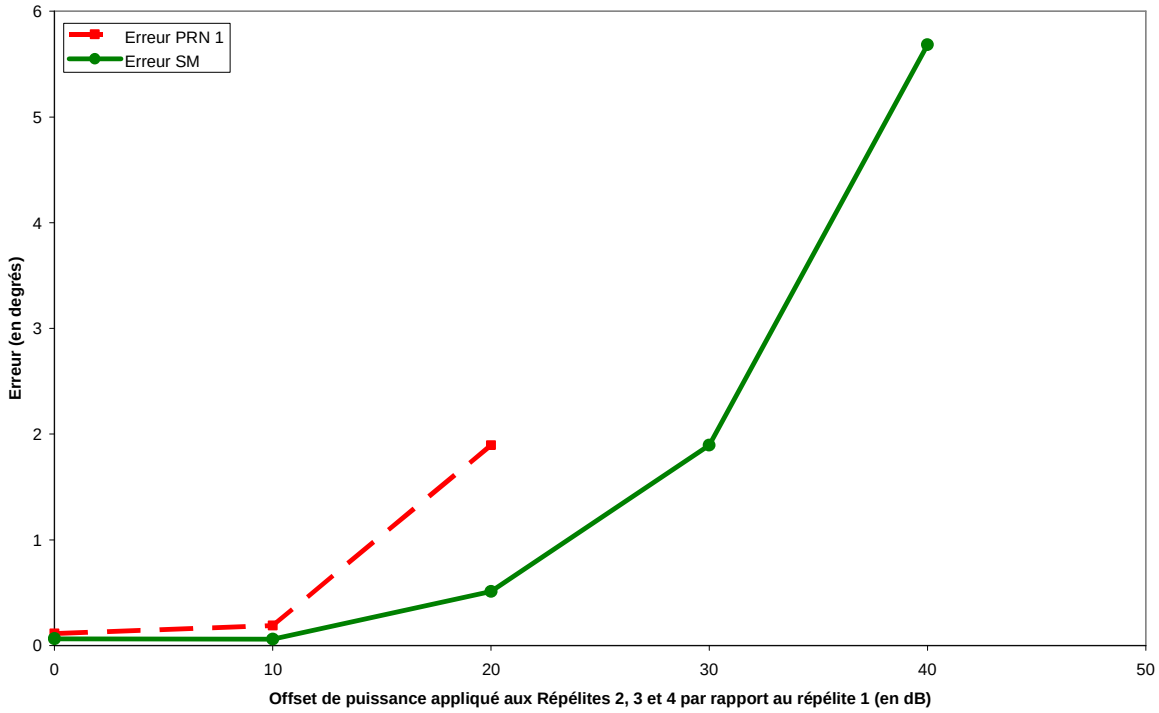


Figure 3.5 : Résultats comparés de l'erreur en degrés sur mesure de la pseudodistance pour un point mobile évoluant à une vitesse de 1 m/s durant 5 secondes avec une séquence maximale et le PRN 1

La partie de la courbe sur le PRN 1 au-delà de 20 dB n'existe pas sur la figure 3.5 car au-delà de cette puissance, la boucle de phase décroche complètement : le récepteur tourne avec sa seule boucle de code. Il en est de même pour la séquence maximale au-delà de 40 dB.
Les performances de la séquence maximale sont ici les mêmes que pour le récepteur fixe, elles sont même légèrement meilleures (en termes de valeurs de l'erreur), principalement à cause des phases des porteuses qui changent au cours du mouvement, ce qui peut s'avérer favorable d'après l'étude du discriminateur de la PLL vue en 3.3.2.2.

3.3.3.4 Conclusion sur les simulations

Il s'agissait d'illustrer ce qui a été montré théoriquement dans les sections précédentes du chapitre. A cet égard, c'est assez satisfaisant. On peut tirer de surcroît deux conclusions de ces simulations : tout d'abord que la différence entre un récepteur mobile et fixe ne réside que dans les symptômes de l'éblouissement, mais pas dans la puissance limite à laquelle il se produit. Un récepteur mobile aura tendance à décrocher complètement en cas de fort éblouissement alors qu'un récepteur fixe ne décrochera pas forcément, mais affichera une mesure fausse et sera très sensible au moindre mouvement.
Cependant, la conclusion principale de ces simulations est que l'on peut effectivement miser sur une amélioration de la résistance à l'éblouissement et pour la boucle de code et pour la boucle de phase en utilisant une séquence maximale unique. Le gain de puissance se situant entre 20 et 30 dB avec quatre répélites.

3.4 Utilisation d'un Code de Gold unique

Si pour des raisons quelconques on n'a pas la possibilité d'utiliser une séquence maximale, il est possible d'obtenir des performances rigoureusement analogues avec 1 générateur de code de Gold unique en optimisant le choix des délais d'émission entre les répélites. Cette partie du chapitre 3 est consacrée à la méthode de détermination de ces délais.

3.4.1 Emission dans les creux de la fonction d'autocorrélation

Pour un récepteur utilisant un système de positionnement avec n répélites et un signal source unique, le signal incident est une somme de n signaux ayant tous le même code pseudo aléatoire mais retardés les uns par rapport aux autres. C'est ce que l'équation (3.1) met en évidence. Ainsi, durant le traitement du signal, le résultat de la corrélation est en fait une somme d'éléments de la même fonction d'autocorrélation mais pris en différents points. Afin de réduire les interférences responsables de l'éblouissement causées par les pics secondaires, nous pouvons utiliser les propriétés de la fonction d'autocorrélation d'un code de Gold. L'une de ces propriétés est l'existence de 3 niveaux de pic secondaires et plus particulièrement le plus petit d'entre eux (1/1023) qui est celui de la fonction d'autocorrélation d'une séquence maximale (nous l'avons vu précédemment) mais qui est aussi le plus fréquemment rencontré. La figure 3.6 montre la courbe théorique de la fonction d'autocorrélation du PRN01 du GPS centrée sur le pic de corrélation principale.

La figure 3.6 met en évidence l'existence de « plages blanches » où la corrélation est minimale. La longueur de ces plages est très variable selon les PRNs, mais peut aller jusqu'à plusieurs chips, ce qui s'avère très intéressant. Nous pouvons en effet choisir la valeur des délais entre les répélites, ceci ayant pour effet de « déplacer » les pics d'autocorrélation sur la figure de corrélation du signal incident (qui comprend l'ensemble des signaux des répélites). En d'autres termes, nous avons la possibilité de translater les pics de corrélation principaux du signal incident, qui sont les parties utiles de la fonction de corrélation, en jouant sur les délais relatifs $\tau_{0,k}$ des différentes émissions des répélites[7]. L'idée de base est de choisir les $\tau_{0,k}$ de telle sorte que chaque pic de corrélation principal correspondant à chaque répélite sera translaté dans une plage blanche commune à toutes les autres fonctions d'autocorrélation additionnées.

[7] $\tau_{0,k}$ étant le délai entre le signal du répélite 1 qui n'est pas retardé et celui du répélite k

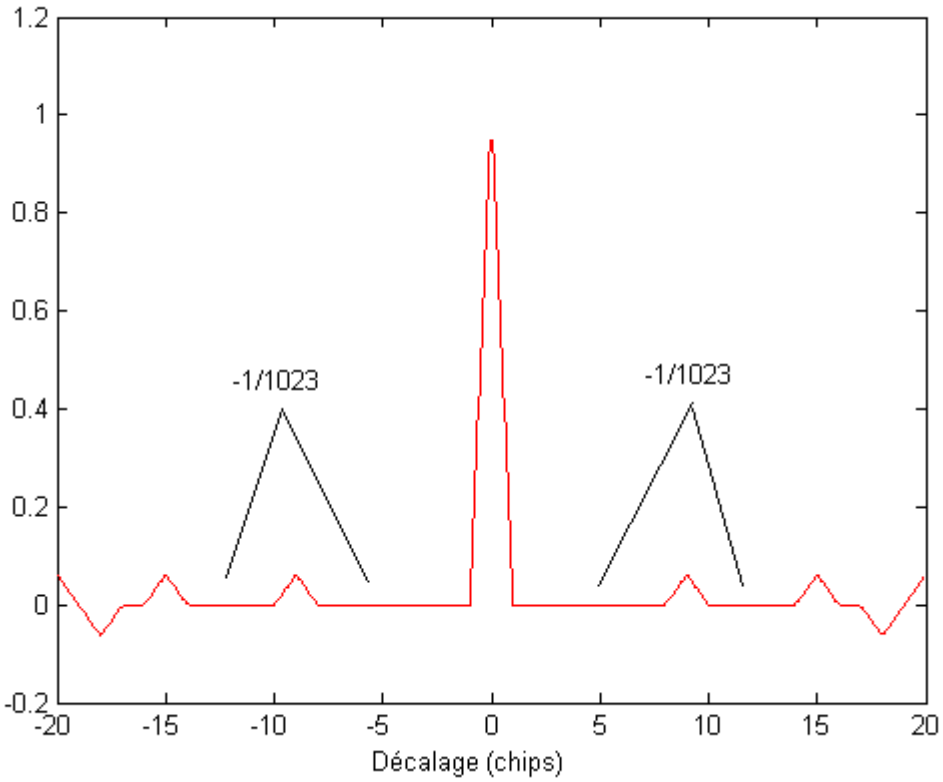


Figure 3.6 : Fonction d'autocorrélation du PRN 01

Si l'on y parvient, nous seront certains qu'aucun pic secondaire supérieur à -1/1023 n'interfèrera avec le pic de corrélation principal. On aura ainsi des performances en termes de réduction des interférences tout à fait équivalentes à celles d'un système utilisant une séquence maximale, tel que nous l'avons décrit en 3.3.

3.4.2 Système équivalent à une séquence maximale

Pour parvenir à un système équivalent à celui qui utilise une séquence maximale unique, il faut que les délais entre les répélites remplissent trois conditions:

1. Il n'existe qu'une seule optimisation (un seul jeu de $\tau_{0,k}$) par PRN car chaque fonction d'autocorrélation est unique.
2. Pour être optimal, chaque pic doit se trouver sur le plus bas niveau de toutes les autres fonctions d'autocorrélation. La complexité de l'optimisation augmente donc avec le nombre de répélites.
3. Les délais $\tau_{0,k}$ doivent être choisis de façon à ce que soient respectés les 2 chips de largeur des pics de corrélations principale plus la taille de l'environnement. La taille des « plages blanches » doit donc être au minimum de : 2 chip + dIndoor (dIndoor étant la distance maximale que l'on peut rencontre dans l'environnement, incluant les trajets indirects).

Pour deux répélites le choix est simple car les fonctions d'autocorrélation des codes de Gold sont symétriques par rapport au pic principal. Ainsi si une plage blanche de la fonction d'autocorrélation est suffisamment grande et donc adéquate pour placer un pic de corrélation, elle sera automatiquement adéquate pour l'autre, comme le montre la figure 3.7 :

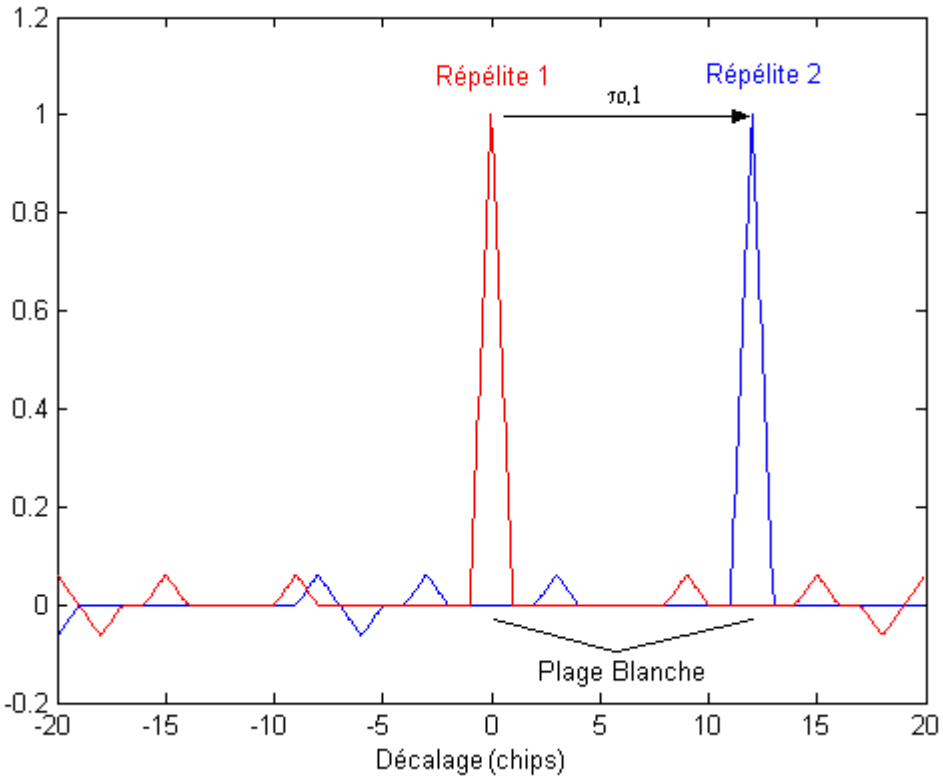


Figure 3.7 : Corrélation optimisée pour 2 répélites

Pour trois répélites ou plus, c'est un peu plus compliqué car on doit rester certains que les pics secondaires de la fonction d'autocorrélation du répélite nouvellement additionné n'interfèreront pas avec l'ensemble des pics principaux des répélites précédemment disposés. Heureusement, les plages blanches sont relativement nombreuses pour que l'optimisation des $\tau_{0,k}$ soit possible pour un nombre acceptable de répélites. Un algorithme a été écrit pour déterminer le nombre maximum de répélites qui peuvent être déployés pour une fonction d'autocorrélation donnée. La première étape de cet algorithme consiste à rechercher la plage blanche la plus proche du pic principal. Une fois la plage trouvée, on y place le deuxième répélite en superposant les deux fonctions d'autocorrélation, comme sur la figure 3.7.
Une fois cette première étape effectué, on recommence la recherche de la plage blanche la plus proche à partir de la fonction résultant de la superposition. Et ainsi de suite jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de plage blanche, ce qui est la condition d'arrêt de l'algorithme.
Cet algorithme ne permet pas d'obtenir les configurations optimales pour chaque code, mais il permet d'obtenir des configurations qui répondent aux trois critères énoncés précédemment.

Nous avons appliqué cet algorithme aux 32 codes de Gold utilisés par les satellites du GPS, en considérant une distance dIndoor égale à 1 chip. La figure 3.8 présente les résultats obtenus.

La figure 3.8 nous indique que le nombre maximum de répélites qui peuvent être optimisés est 8, si on prend les PRN 32 ou 7. Les grandes différences que l'on observe d'un PRN à l'autre sur la figure 3.8 s'expliquent par la disposition des pics secondaires des fonctions d'autocorrélation (cette disposition correspond à la fonction $AC_u(\tau)$). Si la répartition des pics est globalement statistiquement la même pour tous les PRNs, la distribution de ces pics sur la fonction varie fortement d'un PRN à un autre. Pour certains les plages blanches ont des tailles suffisantes et nous pouvons obtenir jusqu'à huit répélites optimisés, pour d'autres le nombre

de plages suffisamment large est trop petit et on ne peut déployer que trois répélites optimisés (comme pour les PRN 18 et 19).

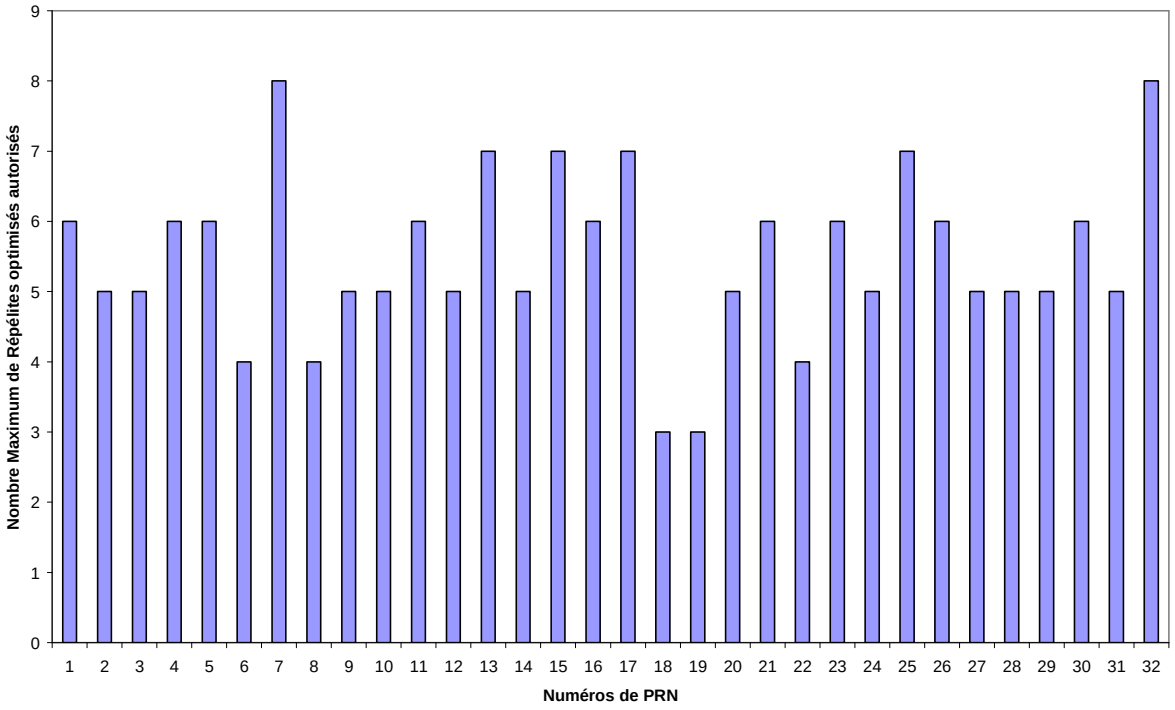


Figure 3.8 : Nombre maximum de répélites optimisés autorisés par PRN

Les figures 3.9 et 3.10 illustrent la différence entre une distribution de répélites optimisée et une distribution non optimisée.

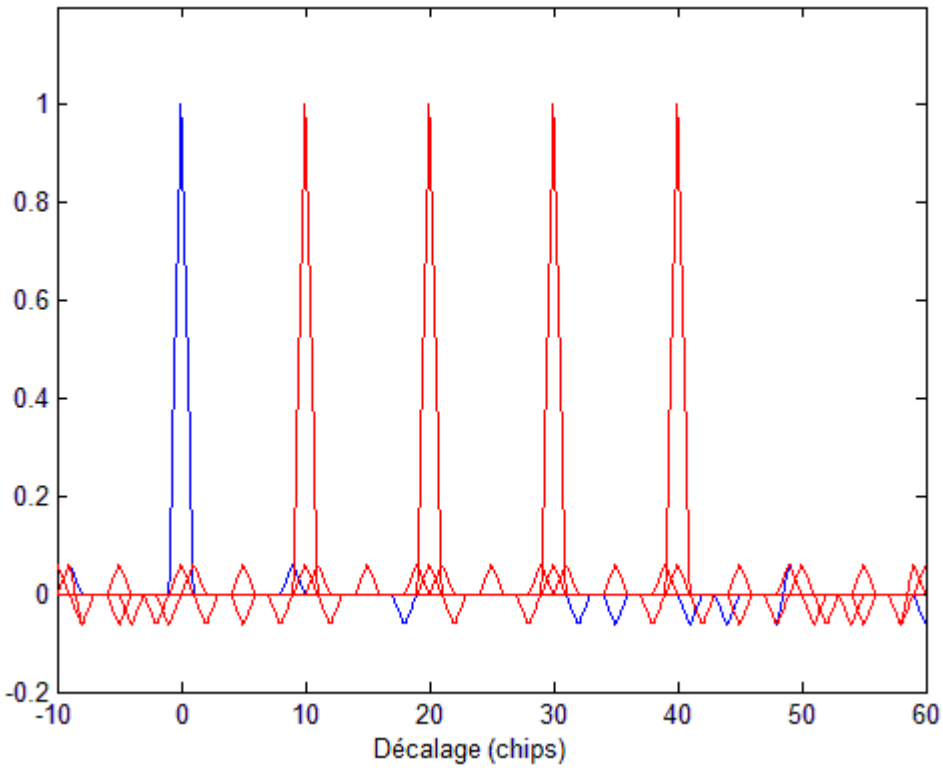


Figure 3.9 : Distribution de 5 répélites non optimisée pour le PRN 1

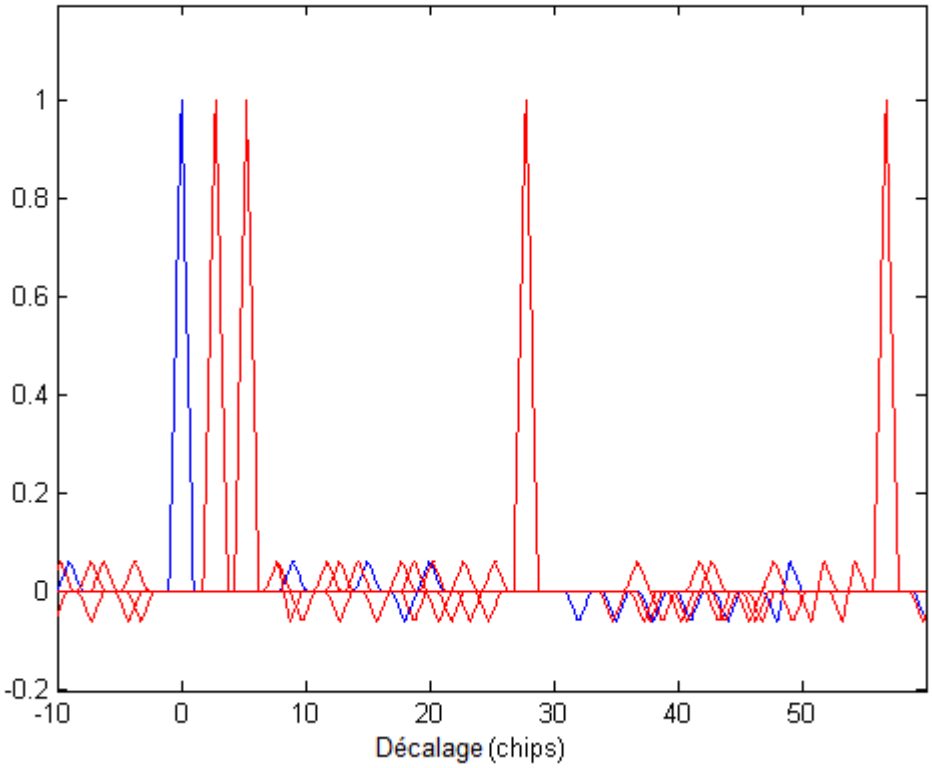


Figure 3.10 : Distribution de 5 répélites optimisés pour le PRN01

Les pics secondaires recouvrent les pics des fonctions d'autocorrélation dans le cas de la figure 3.9 alors que dans le cas optimisé, figure 3.10, les pics d'autocorrélation de tous les répélites sont dans des plages blanches.

C'est ainsi que l'on obtient un système optimisé parfaitement équivalent à ce qu'on obtiendrait avec une séquence maximale unique.
Il convient toutefois d'apporter quelques remarques supplémentaires au sujet de l'effet que peuvent avoir les trajets indirects.

3.4.3 A propos de l'effet des trajets multiples

Comme nous l'avons dit dans le chapitre 1, les trajets indirects sont une source majeure d'erreur, pour ne pas dire la source d'erreur principale, qui affecte le positionnement de type GPS à l'intérieur des bâtiments.
Le système des répélites ne permet pas de réduire l'effet des trajets indirects sur la mesure de pseudodistance plus que les autres systèmes comme les pseudolites ou les GNSS. La réduction des trajets passent par les mesures de phases que nous avons évoquées aux chapitres 1 et 2 et dont nous présenterons une nouvelle méthode de mise en œuvre dans le chapitre 6.
En revanche les répélites à PRN unique optimisés que nous venons de présenter peuvent subir plus fortement l'influence des trajets indirects que les autres systèmes. En effet, si les trajets indirects sont des trajets longs, c'est-à-dire dont la longueur est supérieure à 0.5 chip, ils peuvent se trouver décalés de telle sorte que les pics secondaires du trajet indirect d'un répélite recouvrent les plages blanches où se trouvent les pics principaux de corrélation des autres répélites. Un trajet qui surgirait « en avance» en quelque sorte. On peut aussi présenter

ce phénomène d'une autre manière en disant que c'est un peu comme si on ajoutait de « nouveaux » répélites (autant qu'il y a de trajets indirects) dont il faut tenir compte pour l'optimisation.
Fort heureusement, les « nouveaux » répélites ont l'avantage de dépendre des précédents, ainsi la solution la plus simple et la plus directe de se prémunir contre ce problème est d'augmenter la valeur de dIndoor dans l'algorithme de détermination du nombre de répélites maximum disponibles. La contrepartie à cela est la réduction du nombre de répélites que l'on peut déployer car il devient plus difficile de trouver des plages blanches suffisamment larges pour inclure le pic de corrélation plus la marge.
Le choix de dIndoor dépend alors de l'environnement, la figure 3.11 présente les résultats obtenus pour dIndoor = 2 chips, soit 600 mètres de marge. Ce qui suffit dans la plupart cas où dans lesquels les trajets courts sont largement dominants et les trajets long très atténués [Fluerasu & al 2008].

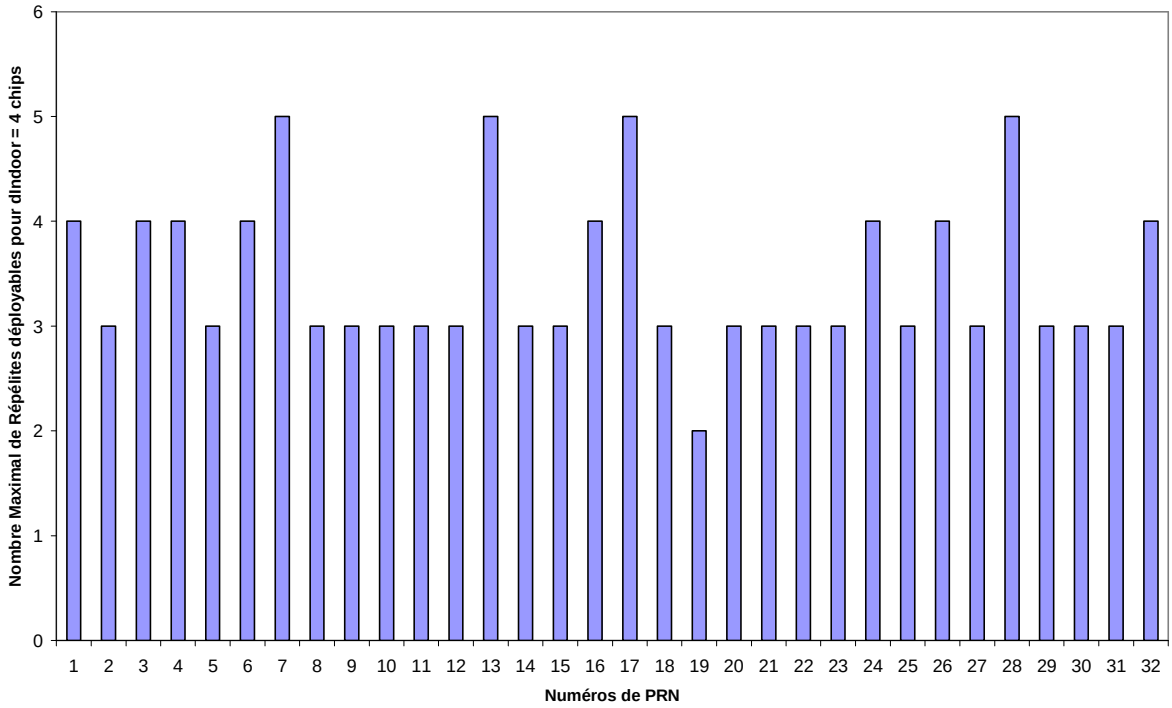


Figure 3.11 : Nombre de répélites optimisés pouvant être déployés pour dIndoor = 2 chips

La figure 3.11 nous permet de constater que l'on peut déployer jusqu'à 5 répélites avec une marge 2 chips. Si l'on prend un environnement dont la distance maximale entre deux répélites est de 150 mètres, nous pouvons considérer qu'avec une marge de 2 chips, 1 chip correspond à la distance et il reste 1 chip de marge pour les trajets indirects. Dans ces conditions, les trajets indirects provenant des autres répélites n'interfèreront que s'ils sont supérieurs à 1 chip (300 mètres).
On peut en obtenir plus en réduisant un peu la marge mais on peut aussi procéder autrement lors du déploiement. Si l'on veut couvrir une plus vaste zone, on peut très bien considérer que l'on n'a pas l'obligation que l'ensemble des répélites du système soient visibles par le récepteur dans tous les endroits de la zone à couvrir. Les trajets indirects et les interférences des unes sur les autres s'en trouvent ainsi réduit puisque le nombre maximum de répélites visibles sera de 4 partout. On peut alors déployer le système pratiquement sans se soucier des effets supplémentaires dus aux trajets indirects, comme un système de pseudolites classique. Les trajets indirects sont tout-à-fait gérables de ce point de vue.

3.5 Conclusion

Ce chapitre a permis de mettre théoriquement en évidence les problèmes liés à l'éblouissement qu'un système à base d'émissions décalées rencontre forcément pour le positionnement indoor. A partir des équations de corrélation, nous avons pu établir une première méthode simple permettant de réduire les effets des interférences systémiques. Elle consiste à remplacer les codes de Gold du GPS par une séquence maximale unique. On exploite ainsi l'avantage des fonctions d'autocorrélation des séquences maximales qui présentent une valeur unique en dehors du pic de corrélation principal, ce qui n'est pas le cas des codes de Gold. Nous avons ensuite établi des limites théoriques aux puissances relatives maximales que l'on peut tolérer entre les émetteurs avec une séquence maximale. Des simulations ont été présentées qui ont permis de valider ces valeurs établies théoriquement et ont également permis de mener des comparaisons avec les séquences de Gold classiques. Il est apparu que l'utilisation d'une séquence maximale permet une amélioration de la résistance à l'éblouissement de l'ordre de 25 dB, voire 30 dB pour les cas les plus favorables.
En plus de mettre en évidence l'intérêt de l'utilisation d'une séquence maximale, les simulations mettent en lumière les difficultés rencontrées avec les codes de Gold classiques. En effet, les erreurs importantes causées par les interférences surgissent pratiquement dès que la différence de puissance atteint 10 dB, ce qui est proprement inacceptable pour le type d'environnement aux dimensions réduites dans lesquels on propose de mettre en œuvre le système où les phénomènes d'éblouissement se produisent fatalement. Ainsi, le système de réduction de ces interférences n'apparait pas seulement comme une amélioration agréable et bien utile, mais comme une nécessité absolue.
C'est pourquoi la dernière partie de ce chapitre présente une solution d'optimisation des émissions des répélites en utilisant un code de Gold, pour les cas où l'on n'aurait pas la possibilité d'utiliser un récepteur capable de corréler avec une séquence maximale. Cette optimisation permet des performances équivalentes à celles d'une séquence maximale en termes d'éblouissement, avec cependant deux petites nuances que l'on doit apporter.
La première nuance concerne les optimisations des émissions qui nécessitent un générateur de signaux à PRN unique et surtout une capacité interne à décaler les signaux à volonté. La seconde nuance concerne les trajets indirects. Ces derniers sont très présents dans le milieu intérieur et les homologues réfléchis des signaux directs peuvent parcourir des distances importantes avant de parvenir à l'antenne du récepteur. Il convient donc d'en tenir compte lors de l'optimisation, la présence de ces « trajets en avance » étant un phénomène que l'on peut tout-à-fait maîtriser, à condition d'en tenir compte.

A présent une question toute naturelle se pose : ces 20 à 30 dB sont-ils suffisants ? Pour un certain nombre d'environnements, la réponse est oui car cela dépend principalement de la distance entre les répélites et de la zone que l'on cherche à couvrir. Cependant, les variations dans les puissances peuvent s'avérer plus importantes encore, à cause des réflexions multiples et de leurs effets cumulatifs ou destructeurs, qui font que la carte électromagnétique en puissance d'un environnement clos présente des pics et des creux dont le différentiel pour des émetteurs distincts peut dépasser largement les 25 dB en atteignant des 40 voire 60 dB. Une technique plus efficace ne manque donc pas d'intérêt.
Nous allons voir dans le chapitre suivant qu'il est possible en utilisant le principe des émissions décalées, d'éliminer en intégralité, au moins en théorie, les effets de l'éblouissement.

Chapitre 4 : Technique de la Double Emission

4.1 Introduction

Le chapitre précédent a permis de montrer qu'en utilisant une séquence maximale à la place d'une séquence de Gold, il était possible de réduire l'impact des interférences intrinsèques sur les mesures de pseudodistance. Le plafond de puissance relative au-delà de laquelle les signaux les plus puissants brouillent les signaux des plus faibles a ainsi été relevé. Cependant, cela peut ne pas suffire pour deux raisons : la première est que la seule présence des signaux puissants peut provoquer des erreurs sur les mesures, comme les simulations du chapitre 3 l'ont montrée. La seconde est que l'amélioration jusqu'à 20 à 30 dB peut ne pas suffire. De plus, ces effets d'éblouissement sont encore accentués par la présence de trajets indirects puissants et courts, très présents dans le type d'environnement cloisonné où le positionnement est réalisé. Il serait donc plus intéressant de pouvoir éliminer complètement les effets des interférences quelle que soit leur puissance, surtout pour un système dont la fonction est de positionner avec une grande précision dans un milieu difficile comme l'intérieur d'un bâtiment. Au cours de nos recherches, nous avons découvert qu'il était possible d'exploiter le principe du décalage des émissions pour former des sortes de nouveaux codes qui permettent d'éliminer intégralement les interférences d'un émetteur sur un autre. L'éblouissement se trouvant alors réduit à un zéro théorique avec une méthode applicable aussi bien aux répélites qu'aux pseudolites. Ce sont de ces codes, de leurs performances et de leurs limitations que nous traitons dans le présent chapitre.
Dans la première partie nous présentons les assises théoriques de la méthode permettant former les codes en question ainsi qu'une analyse complète des limitations de performances qu'entrainent la présence d'un Doppler sur le signal, en considérant l'acquisition et la poursuite. Toujours dans la première partie, nous proposons ensuite une version étendue de la méthode qui, modifiant cette fois non seulement le code mais aussi la gestion de la porteuse, répond au problème posé par le Doppler. Dans la deuxième partie, nous verrons qu'il est possible d'exploiter cette méthode étendue pour le cas d'un pseudolite en présence d'une constellation de satellites[8]. La troisième partie de ce chapitre traite des sources d'erreurs et de ce qui pourrait limiter l'efficacité de la méthode comme le bruit thermique.

4.2 Principes avec 2 Pseudolites/Répélites

La technique (que l'on note TDE pour Technique de la Double Emission) consiste à utiliser le décalage temporel afin de former des signaux composites insensibles aux interférences systémique. Pour cela, on utilise deux émissions du même signal source mais décalées temporellement, que l'on envoie sur la même antenne. Le récepteur reçoit alors deux signaux provenant du même émetteur ayant parcouru le même chemin. En réalisant la corrélation de l'une des émissions en parallèle avec celle du second, on peut éliminer toutes les interférences dues aux corrélations croisées en différentiant les deux résultats de corrélation.
On peut également voir les choses d'une autre façon en considérant que ce que l'on fait est équivalent à créer une sorte de code nouveau qui correspond à la somme de deux codes PRN classiques (dont l'un est déphasé par rapport à l'autre d'une certaine valeur que nous déterminerons par la suite), le signal porteur étant le même pour les deux codes. La

[8] Ce qui nous éloigne de notre sujet initial qui concerne le positionnement indoor, mais qui constitue tout de même une digression intéressante.

démodulation consiste alors à décomposer le code ainsi créé ce qui provoque l'élimination les interférences.

Pour l'illustrer, nous prenons le cas de deux émetteurs, qui peuvent être des répélites ou des pseudolites, utilisant des codes distincts.

Dans tout ce chapitre nous noterons c_1 et c_2 les codes de ces deux émetteurs servant à illustrer la méthode. Si nous sommes en présence d'un système de type pseudolite, c_1 et c_2 sont deux PRNs distincts. Si nous parlons d'un système de type répélite alors $c_1 = c(t)$ et $c_2 = c(t-\Phi)$ avec c(t) le signal source créé à partir d'un générateur de signaux, dont le décalage relatif Φ entre les deux émetteurs est supérieur à 2 chips.

Au départ de la méthode, un déphasage φ est induit entre les deux répliques émises sur la même antenne, l'un des deux émetteurs ayant sa réplique déphasée de π par rapport à l'émission principale.

Ces principes très généraux sont schématisés sur la figure 4.1.

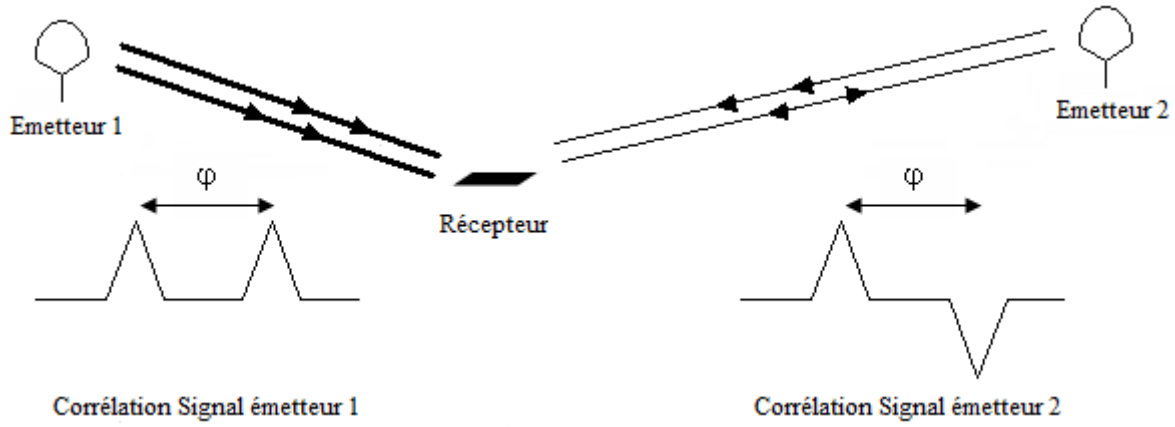


Figure 4.1 : Schéma de la configuration utilisée pour la mise en œuvre de la TDE

Les valeurs de déphasage sont indiquées sur les pics de corrélations représentant les signaux transmis depuis les deux émetteurs sur la figure 4.1. L'une de deux émissions est représentée avec un trait plus épais que l'autre pour montrer qu'il s'agit bien de gérer des émissions de puissances pouvant être très différentes. Au niveau du récepteur, si l'on mène deux corrélations en parallèle, une avec un code direct et la seconde avec un code déphasé de φ, on peut éliminer les interférences de l'un sur l'autre et réciproquement.

Pour voir comment, nous allons commencer par poser les équations résultantes de la corrélation de tels signaux. Nous identifierons ensuite dans cette corrélation les termes qui correspondent aux interférences, puis nous déterminerons les conditions sur φ qui permettent d'éliminer ces termes.

4.2.1 Identification des termes d'interférence

On commence par écrire la forme du signal résultant de deux signaux de type GPS émis par deux émetteurs distincts, pseudolites ou répélites, au niveau de l'antenne d'un récepteur fixe placé dans la zone où la localisation doit être réalisée. Ces signaux suivent la logique d'émission double décrite ci-dessus.

On obtient alors l'équation (4.1) :

$$\begin{aligned} S(t) &= A_1\sqrt{2}\sin(2\pi.(f_{L1}+f_1).t+\theta_1).D_1(t).[c_1(t-d_1)+c_1(t-\varphi-d_1)] \\ &+ A_2\sqrt{2}\sin(2\pi.(f_{L1}+f_2).t+\theta_2).D_2(t).[c_2(t-d_2)-c_2(t-\varphi-d_2)] \\ &+ n(t) \end{aligned} \quad (4.1)$$

Avec :

A_k : l'amplitude du signal issu de l'émetteur k au niveau de l'antenne de réception
f_{L1} : la fréquence porteuse
f_k : la fréquence Doppler du signal issu de l'émetteur k au niveau de l'antenne de réception incluant la dérive du biais d'horloge du récepteur
θ_k : phase de la porteuse du signal issu de l'émetteur k au niveau de l'antenne de réception
D_k : message de navigation de l'émetteur k
c_k : code PRN du signal de l'émetteur k
d_k : pseudodistance entre l'émetteur k et l'antenne du récepteur incluant le bais d'horloge du récepteur

Par commodité d'écriture, on a choisi d'inclure dans le signal incident les effets liés au biais d'horloge et à sa dérive. Même si ce n'est pas le reflet fidèle de la réalité, cela ne change rien fondamentalement car le récepteur interprète toujours les propres biais de son oscillateur sur les phases et les Doppler comme s'ils avaient pour origine le signal qu'il mesure.

Dans l'équation (4.1) on a la présence des deux paires de codes qui sont envoyées chacune par un émetteur. Une paire correspondant à une antenne, on retrouve la même amplitude sur le signal et sa réplique déphasée de φ. Le déphasage de π entre les deux codes de la seconde paire est exprimé par la présence d'un signe moins. On peut remarquer également que le message de navigation $D_k(t)$ est également présent. Nous discuterons plus loin dans ce chapitre des problèmes éventuels que ce dernier pose à la mise en œuvre de la méthode mais nous allons les ignorer dans un premier temps en faisant comme s'il n'y avait pas de message de navigation ou comme si la corrélation se passait toujours à l'intérieur d'un même bit de message (donc sans transition). Notons enfin que la porteuse du signal est la même pour les deux émissions déphasées de φ, émise sur la même antenne. C'est une spécification fondamentale de la TDE : la même porteuse est utilisée à l'émission pour les deux codes déphasés.

Dans un premier temps, disons que nous voulons poursuivre le signal issu de l'émetteur 1 tout en éliminant totalement les produits d'intercorrélation liés à la présence du signal de l'émetteur 2. Pour cela, on considère la réplique locale du signal de l'émetteur 1 au niveau du récepteur qui va permettre de faire la première des deux corrélations simultanées. L'équation (4.2) donne sa formule:

$$S_{loc,1}(t,\tau) = \sqrt{2}.\sin(2\pi.(f_{L1}+f_{loc}).t+\theta_{loc}).c_1(t-\tau) \quad (4.2)$$

Dans (4.2), f_{loc} correspond à la commande Doppler du VCO de la PLL si on est en poursuite, ou à la fréquence de recherche si on est en acquisition, et θ_{loc} est sa phase accumulée toujours si on est en poursuite (voir l'Annexe A sur l'acquisition et la poursuite des signaux GPS).

On prend le temps d'intégration égal à T correspondant à la durée d'une période de code. S'il est nécessaire d'intégrer sur plus qu'un code, il suffit de réappliquer ce qui va être décrit ici autant de fois qu'il y a de codes.

Le signal S(t) de (4.1) est corrélé avec la réplique locale du signal $S_{loc}(t,\tau)$ de (4.2), cette corrélation assure le rôle de filtre passe-bas éliminant la composante haute fréquence $(2.f_{L1} + f_1 + f_{loc})$ résultant du produit des sinus (cf. Annexe A). On obtient $R_1(\tau)$ dont l'expression est donnée par (4.3) :

$$\begin{aligned} R_1(\tau) &= \frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_1 - f_{loc}).t + \theta_1 - \theta_{loc}).c_1(t-d_1).c_1(t-\tau).dt + n(\tau) \\ &+ \frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_1 - f_{loc}).t + \theta_1 - \theta_{loc}).c_1(t-\varphi-d_1).c_1(t-\tau).dt \\ &+ \frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_2 - f_{loc}).t + \theta_2 - \theta_{loc}).c_2(t-d_2).c_1(t-\tau).dt \\ &- \frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_2 - f_{loc}).t + \theta_2 - \theta_{loc}).c_2(t-\varphi-d_2).c_1(t-\tau).dt \end{aligned} \quad (4.3)$$

En parallèle on corrèle le même signal S(t) avec une seconde réplique locale mais dont le code est cette fois-ci déphasé de φ, soit $S_{loc}(t,\tau - \varphi)$. On obtient (4.4) :

$$\begin{aligned} R_1(\tau-\varphi) &= \frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_1 - f_{loc}).t + \theta_1 - \theta_{loc}).c_1(t-d_1).c_1(t-\varphi-\tau).dt + n(\tau) \\ &+ \frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_1 - f_{loc}).t + \theta_1 - \theta_{loc}).c_1(t-\varphi-d_1).c_1(t-\varphi-\tau).dt \\ &+ \frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_2 - f_{loc}).t + \theta_2 - \theta_{loc}).c_2(t-d_2).c_1(t-\varphi-\tau).dt \\ &- \frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_2 - f_{loc}).t + \theta_2 - \theta_{loc}).c_2(t-\varphi-d_2).c_1(t-\varphi-\tau).dt \end{aligned} \quad (4.4)$$

Dans le cas d'une corrélation en poursuite ou en acquisition, la corrélation efficace est réalisée lorsque le signal local parvient à compenser sa dérive d'horloge. On rappelle également que nous supposons que le récepteur est statique par rapport aux émetteurs. Cette double hypothèse se traduit dans les équations (4.3) et (4.4) par : $f_1 = f_2 \approx f_{loc}$. La mesure de f_{loc} correspond alors précisément à la dérive du biais d'horloge qui peut prendre une valeur de plusieurs kHz, ce qui ne simplifie pas l'acquisition du signal même avec un récepteur statique. Ces points particuliers ayant trait à l'acquisition sont discutés en détails dans la section 4.2.4 de ce chapitre.
Pour la poursuite, on peut donc réécrire (4.3) et (4.4), mais auparavant nous allons simplifier les écritures en notant :

$$R_{kk}(\tau) = \frac{A_k \cos(\theta_k - \theta_{loc})}{T}\int_{t=0}^{t=T} c_k(t-d_k).c_k(t-\tau).dt \quad (4.5)$$

$$R_{kj}(\tau) = \frac{A_j \cos(\theta_j - \theta_{loc})}{T} \int_{t=0}^{t=T} c_j(t - d_j).c_k(t - \tau).dt \qquad (4.6)$$

En appliquant des changements de variables adéquates et en prenant en compte le fait que la fonction sous les intégrales de (4.5) et (4.6) est périodique de période T, on peut réécrire (4.3) et (4.4). Elles deviennent respectivement (4.7) et (4.8):

$$R_1(\tau) = R_{11}(\tau) + R_{11}(\tau - \varphi) + R_{12}(\tau) - R_{12}(\tau - \varphi) + n(\tau) \qquad (4.7)$$

$$R_1(\tau - \varphi) = R_{11}(\tau + \varphi) + R_{11}(\tau) + R_{12}(\tau + \varphi) - R_{12}(\tau) + n(\tau) \qquad (4.8)$$

Dans (4.7) et (4.8), les termes de corrélation « utiles » sont les termes en R_{11} puisque l'on veut suivre le signal provenant de l'émetteur 1. Les termes d'interférences sont donc les termes en R_{12}, qu'on appelle aussi termes de corrélation croisée.

Nous allons voir dans la section suivante comment on peut éliminer ces termes d'interférences tout en ne conservant que la partie utile de la corrélation.

4.2.2 Condition d'élimination réciproque des interférences intrinsèques

On peut remarquer la présence de termes égaux et opposés dans (4.7) et (4.8). L'idée qui vient naturellement est d'additionner les deux résultats de corrélations $R_1(\tau)$ et $R_1(\tau - \varphi)$. Ce faisant, on obtient le résultat (4.9) :

$$R_1(\tau) + R_1(\tau - \varphi) = 2.R_{11}(\tau) + R_{11}(\tau - \varphi) + R_{11}(\tau + \varphi) + R_{12}(\tau + \varphi) - R_{12}(\tau - \varphi) \qquad (4.9)$$

Les termes $R_{12}(\tau)$ ont disparu, se compensant d'eux même pendant l'addition. Il reste alors deux termes d'interférence en R_{12} et trois termes de signal utile en R_{11}. Pour que les interférences s'éliminent tout-à-fait, il faut que φ obéisse à l'égalité (4.10) :

$$R_{12}(\tau + \varphi) - R_{12}(\tau - \varphi) = 0 \qquad (4.10)$$

4.2.2.1 La condition : φ = une demi-période de code

Une condition suffisante pour que (4.10) soit vérifiée est que la fonction R_{12} soit périodique. C'est effectivement le cas, R_{12} est périodique en tant que fonction d'intercorrélation (pour un pseudolite) ou d'autocorrélation (pour un répélite) et sa plus petite période vaut NT_c si N est le nombre de moments dans un code (1023 pour un code GPS sur L1) et T_c la durée d'un moment de code. On pourrait aussi dire qu'elle est égale à T.
La périodicité nous donne la condition sur φ. En effet, le décalage qui sépare les deux termes de (4.10) est égal à 2φ. La période doit donc être égale à cette valeur si on veut éliminer les interférences, ce qui amène l'égalité (4.11) :

$$2\varphi = NT_c \qquad (4.11)$$

Pour que les interférences causées par l'émetteur 2 sur l'émetteur 1 soit entièrement éliminées, il suffit que :

$$\varphi = \frac{NT_c}{2} = \frac{T}{2} = T_{1/2}$$

Soit φ égale à une demi-période de code que nous notons $T_{1/2}$, ce qui représente 511.5 chips (ou moments de code) pour le code C/A du GPS sur L1, soit 0.5 ms.

Le décalage d'une demi-période de la seconde émission sur la même antenne est un résultat clé qui est au cœur de la TDE.

4.2.2.2 Vérification du maintien de l'intégrité des termes d'autocorrélation

Il est maintenant acquis que les interférences de l'émetteur 2 sur l'émetteur 1 sont bien éliminées. Il reste cependant à vérifier que les termes de corrélation correspondant à l'émetteur 1, c'est-à-dire le signal utile, ne sont pas éliminés eux aussi.

La fonction R_{11} étant elle-même T périodique, les 3 termes de corrélation utiles peuvent s'écrire ainsi:

$$2.R_{11}(\tau) + R_{11}(\tau - T_{1/2}) + R_{11}(\tau + T_{1/2}) = 2.R_{11}(\tau) + 2.R_{11}(\tau - T_{1/2}) \qquad (4.12)$$

Les termes restant en (4.12) indiquent que l'on se trouve en présence de deux pics de corrélation distincts, mais cependant porteurs de la même information, décalés d'une demi-période de code. Ce décalage assez grand, le plus grand que l'on puisse imaginer entre deux pics de corrélation puisqu'il vaut une demi période de code, permet de suivre le code sans aucun problème d'interférence en provenance de l'autre émetteur (il reste juste le pic secondaire de l'autre fonction R_{11}, mais comme le signal d'interférence provient de la même antenne, son niveau est forcément minime).

Avec cette méthode on améliore considérablement le CDMA car on a échangé des interférences en provenance d'un autre émetteur contre une interférence provenant du même émetteur que celui dont on cherche à corréler le signal. Comme cette interférence se résume à un pic secondaire de même amplitude A_1, son impact est très limité.

4.2.2.3 Le cas inverse : élimination des interférences de 1 sur 2

Il ne nous reste plus qu'à vérifier que le même type d'opérations fonctionne pour l'élimination des interférences de 1 sur 2.

On reprend le signal S(t) de (4.1) et on le corrèle cette fois avec le signal local correspondant au second émetteur. Pour notre exemple, il s'agit du signal $S_{loc,2}(t,\tau)$ pour la première corrélation et $S_{loc,2}(t,\tau - T_{1/2})$ pour la seconde qui sont les équivalents de (4.2) pour le code c_2. On obtient (4.13) et (4.14) :

$$S_{loc,2}(t,\tau) = \sin(2\pi.(f_{L1} + f_{loc}).t + \theta_{loc}).c_2(t - \tau) \qquad (4.13)$$

$$S_{loc,2}(t,\tau - T_{1/2}) = \sin(2\pi.(f_{L1} + f_{loc}).t + \theta_{loc}).c_2(t - \tau - T_{1/2}) \qquad (4.14)$$

On ne réécrit pas l'intégralité des équations car elles procèdent de la même logique, nous définissons seulement les expressions. Il est alors possible d'écrire les deux résultats de corrélation (4.15) et (4.16):

$$R_2(\tau) = R_{21}(\tau) + R_{21}(\tau - T_{1/2}) + R_{22}(\tau) - R_{22}(\tau - T_{1/2}) + n(\tau) \quad (4.15)$$

Et :

$$R_2(\tau - T_{1/2}) = R_{21}(\tau + T_{1/2}) + R_{21}(\tau) + R_{22}(\tau + T_{1/2}) - R_{22}(\tau) + n(\tau) \quad (4.16)$$

Au lieu d'ajouter (4.15) et (4.16) comme précédemment, il faut cette fois ci les différencier pour éliminer les interférences de l'émetteur 1 sur l'émetteur 2, on obtient alors (4.17):

$$\begin{aligned} &R_2(\tau) - R_2(\tau - T_{1/2}) = \\ &2.R_{22}(\tau) - R_{22}(\tau - T_{1/2}) - R_{22}(\tau + T_{1/2}) + R_{21}(\tau - T_{1/2}) - R_{21}(\tau + T_{1/2}) \end{aligned} \quad (4.17)$$

Parce que R_{22} et R_{21} sont T périodiques, on obtient finalement (4.18) :

$$R_2(\tau) - R_2(\tau - \varphi) = 2.R_{22}(\tau) - 2.R_{22}(\tau - T_{1/2}) \quad (4.18)$$

Le résultat (4.18) est le pendant de (4.12) pour l'émetteur 2. La seule différence réside dans le second pic de corrélation qui est affublé d'un signe moins dans (4.18). Dans pratique, ce signe moins n'amène pas de grande différence car lors de la poursuite que l'on soit centré sur le pic direct ou le second déphasé de $T_{1/2}$ (on a deux pics de corrélation rigoureusement équivalents), que l'on utilise un discriminateur cohérent ou non cohérent, les récepteurs prennent toujours la valeur absolue de leur sortie de corrélation, précisément pour être insensible à ce type de déphasage de π.
Les interférences de l'émetteur 1 sur l'émetteur 2 sont donc bien éliminées de façon équivalente.

En résumé, on tient là une méthode qui permet de recevoir les émissions provenant de deux émetteurs (répélites ou pseudolites) en éliminant en intégralité tous les phénomènes d'éblouissement.

4.2.3 Résumé fonctionnel de la TDE et Discussion

Nous venons de voir que la TDE permettait d'éliminer intégralement les interférences d'un émetteur sur l'autre. Nous présentons d'abord un résumé des modifications que subit la boucle de poursuite par rapport à une boucle de poursuite classique d'une part et nous discutons de la mise en œuvre de la TDE dans un second temps.

4.2.3.1 Modification de la boucle de poursuite

D'un point de vue fonctionnel, on peut résumer les modifications apportées par la TDE à la boucle de phase par la figure 4.2.

Cette figure est à comparer avec celle de l'Annexe A qui présente la boucle de poursuite GPS dans sa version classique. La seule différence notable est l'apparition d'un code

supplémentaire qu'il faut générer en le décalant d'une demi-période par rapport au premier. L'opération d'addition (ou de soustraction selon l'émetteur poursuivi) en sortie des intégrateurs donne des sorties de corrélations libérées des interférences de l'autre émetteur.
On a donc simplement doublé le dispositif du code dans le canal de poursuite du récepteur, la partie relative à la démodulation de la porteuse demeurant inchangée.

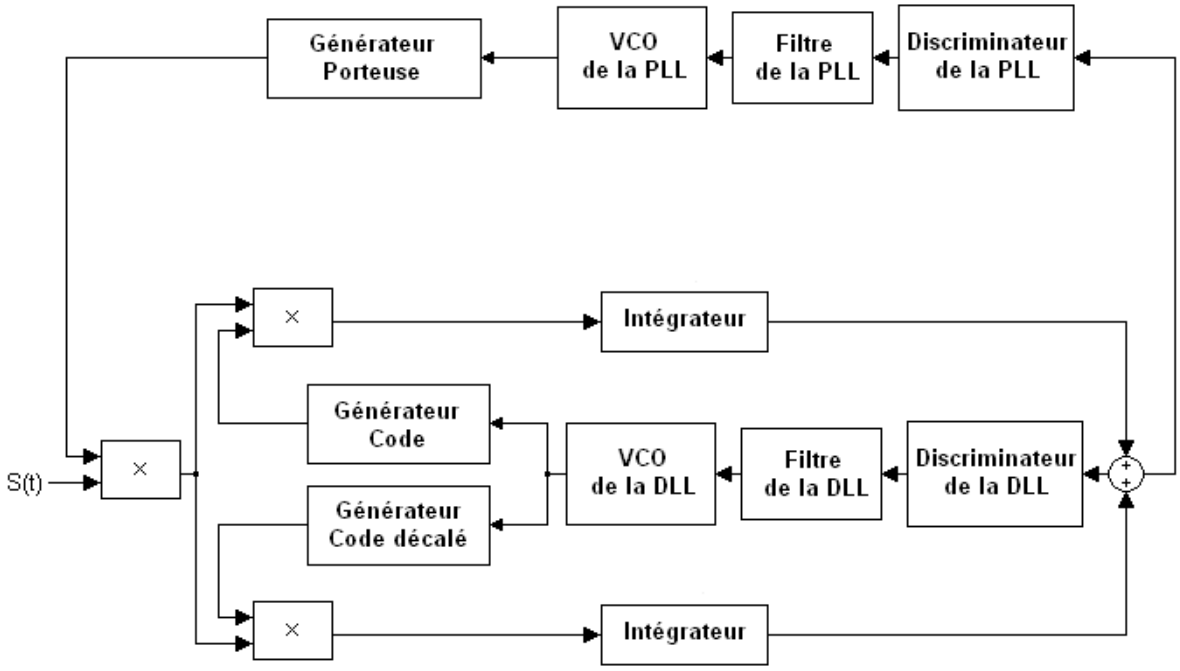


Figure 4.2 : Schéma fonctionnel de la boucle de poursuite utilisant la TDE

4.2.3.2 Discussion sur la TDE

Remarquons d'abord que la complexité qui en résulte au niveau du récepteur est faible puisqu'il s'agit simplement de doubler le nombre des corrélateurs par canal de réception et d'ajouter une opération d'addition ou de soustraction pour obtenir une corrélation libre des interférences de l'autre émetteur. On échappe donc à la lourdeur calculatoire de certaines autres techniques dont nous avons parlé au chapitre 2 comme l'élimination successive des interférences (SIC) ou la projection dans des espaces orthogonaux.

Au niveau des émetteurs, il faut juste se rendre capable d'émettre une réplique retardée de la moitié de la durée d'un code et l'envoyer sur la même antenne. Ce type d'opération peut-être réalisée techniquement par des générateurs de signaux. En fin de compte il s'agit d'un générateur de signaux GPS avec un code construit de façon un peu particulière. Le générateur de code de Gold est lui-même constitué de deux générateurs de codes dont l'un produit une réplique déphasée.

En termes de traitement, on se retrouve avec deux pics de corrélations équivalents mais qu'il est impossible de distinguer l'un de l'autre puisqu'ils sont séparés symétriquement d'une demi-période de code. Il y a donc une ambiguïté sur l'identité du pic de corrélation (il peut s'agir du direct ou de sa version retardée de $T_{1/2}$). Toutefois, en pratique ce dernier point n'est pas très gênant car une incohérence d'une demi-période de code (150 km pour le GPS sur

L_1 !) dans une mesure de pseudodistance de quelques dizaines de mètres se voit instantanément, mais c'est une question dont le traitement doit tenir compte.

Au sujet de sa mise en œuvre, la TDE fonctionne bien pour deux émetteurs, mais qu'en est-il pour les cas à n émetteurs que l'on sait nécessaires pour faire du positionnement ?
Le chapitre 5 explicite une possibilité pour étendre cette méthode à une constellation de n émetteurs en utilisant des répélites. Toutefois, si pour le moment on se contente de ce système d'élimination dual, on peut dors et déjà imaginer un certain nombre de systèmes dont les performances pourront être intéressantes.

On pourrait par exemple définir, dans un système pseudolite ou répélite, deux classes d'émetteurs :

- Une classe correspondrait aux émetteurs dont la seconde émission sur la même antenne est simplement retardée (appelons la : classe +)
- Une seconde classe correspondrait aux émetteurs dont la seconde émission sur la même antenne est retardée et déphasée de π (qu'on appelle : classe −).

A partir de ces définitions on peut organiser l'attribution des classes aux émetteurs d'une constellation locale en fonction de leur propension à interférer les uns sur les autres. Ainsi, si deux émetteurs semblent fortement en situation de se perturber, on s'arrangera pour qu'ils aient des classes opposées.
Par exemple, pour une pièce rectangulaire, si on met les émetteurs aux quatre coins, on aura tendance à grouper les émetteurs spatialement les plus proches dans la même classe comme sur la figure 4.3:

Figure 4.3 : Disposition des classes d'émetteurs pour une pièce rectangulaire

Les cas d'éblouissement ont naturellement plus tendance à se produire lorsque l'on se trouve plus proche d'un émetteur que des autres. Sur la figure 4.3 on voit que lorsque le récepteur se trouve positionné en Pr, il est près de l'émetteur R4. La TDE peut être appliquée lors de la corrélation des signaux provenant des émetteurs les plus lointains, soit R2 et R3 sur la figure. Dans cette situation, la réception des signaux des émetteurs lointains R2 et R3 est à priori plus encline à se trouver éblouie par les signaux des émetteurs plus proches R4 et R1. Avec la TDE, cette réception ne subira plus cet éblouissement. En fait seul le signal de R1 risquera de subir un effet d'éblouissement plus important, mais comme R1 est plus proche de R4 que les deux autres, on s'attendra plutôt à ce que l'effet en question soit moindre.

Plus généralement, si l'on veut mettre en œuvre la TDE, on a intérêt à regrouper géographiquement autant qu'il est possible les émetteurs de la même classe, sachant qu'il restera toujours une partie des interférences qui ne seront pas supprimées.

A présent il faut revenir sur les questions laissées en suspens dans la section précédente et vérifier les hypothèses posées pour développer les équations. Une des hypothèses concerne le

message de navigation, nous y revenons dans la section 4.4.3 de ce chapitre. Mais la plus importante de ces hypothèses concerne le Doppler lors de l'acquisition. La section suivante traite de ces questions du Doppler et de l'acquisition.

4.2.4 Doppler et Acquisition

L'acquisition du signal GPS dans le cas des satellites est rappelée en Annexe A. Nous nous intéressons dans la présente section au cas de deux émetteurs utilisant la TDE lorsqu'un des deux émetteurs éblouit fortement le second. Nous montrons ici les résultats obtenus avec la TDE.

4.2.4.1 Acquisition sans éblouissement

La figure d'acquisition pour un émetteur utilisant la TDE sera du type de la figure 4.4 dans des conditions d'émission normales (sans éblouissement).

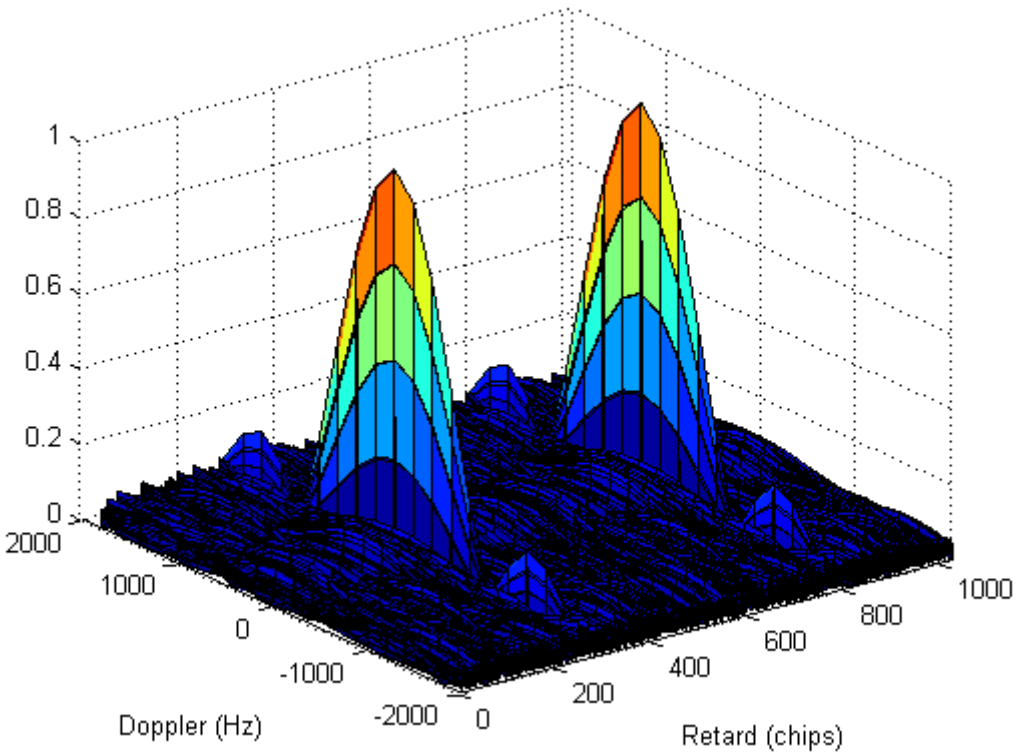


Figure 4.4 : Acquisition pour 1 émetteur utilisant la TDE utilisant le PRN 6 à une fréquence de 0 Hz, en présence du PRN 28 à la même puissance (sans éblouissement)

On voit très nettement les deux pics de corrélation séparés d'une demi-période de code sur la figure 4.4. Cette figure ressemble aux figures d'acquisition classiques comme celle de l'annexe A, la seule différence étant la présence des deux pics au lieu d'un seul.

On peut à présent se demander ce qui se passe lorsque le déséquilibre entre les puissances des deux émetteurs devient très important. Est-il encore possible d'acquérir correctement le signal dans une telle situation avec un tel système ?

4.2.4.2 Acquisition en présence d'un fort éblouissement sans la TDE

Prenons le cas d'une figure acquisition avec les mêmes PRNs et les mêmes conditions, mais en attribuant cette fois-ci au PRN 28 une puissance de 60 dB plus forte que celle du PRN 6. On se trouve alors dans un cas où l'éblouissement est plus que significatif. Le choix de 60 dB est un seuil symbolique, un rapport d'un million sur la puissance est une valeur limite en termes de dynamique de puissance.

La figure 4.5 montre le cas d'une figure d'acquisition où on recherche le PRN 6 en présence d'un puissant PRN 28 sans utiliser la TDE. Nous avons étendu la zone de recherche en fréquence à -4kHz,+4kHz pour que cela soit plus représentatif d'une recherche d'acquisition.

La figure 4.5 ressemble à un inextricable taillis dont il parait impossible d'extraire les valeurs de Doppler et de décalage. Le pic principal de corrélation est totalement noyé dans les pics d'intercorrélation entre PRN 6 et PRN 28, rendus très élevés par la puissance très largement supérieure du second émetteur. Nous avons volontairement laissé la même normalisation des niveaux de corrélation que dans les figures précédentes afin de mettre en évidence la puissance des niveaux secondaires. On relève que ces niveaux sont de l'ordre de 100, une valeur à comparer avec celle du pic de corrélation de la figure 4.4 qui est de 1. Avec de tels niveaux d'interférences, il est impossible de trouver le signal, on est ici en présence d'un éblouissement total.

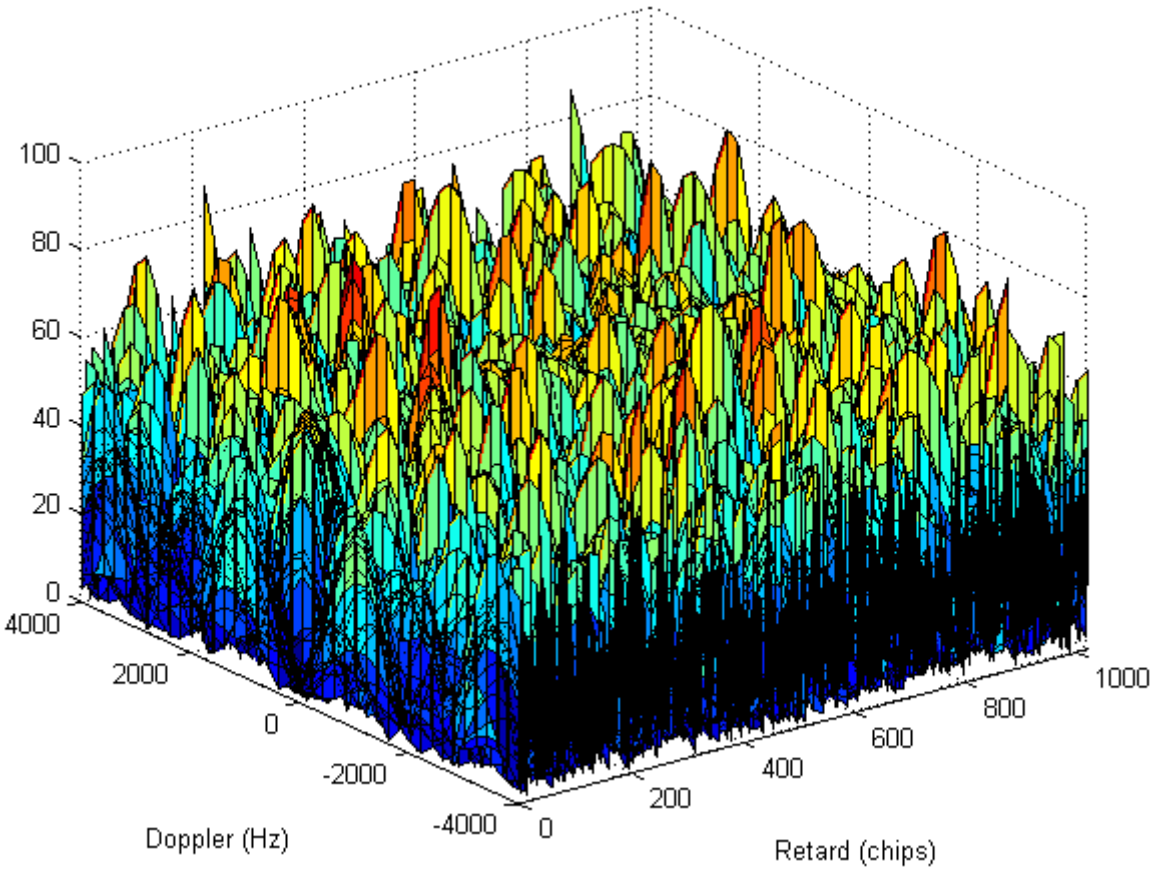


Figure 4.5 : Acquisition pour 1 émetteur classique, utilisant le PRN 6 à une fréquence de 0 Hz, en présence du PRN 28 émettant avec une puissance plus forte de 60dB (avec un éblouissement important)

4.2.4.3 Acquisition en présence d'un fort éblouissement avec la TDE

Voyons à présent ce que donne la figure d'acquisition dans les mêmes conditions de puissance de signal mais en utilisant la TDE. On obtient la figure 4.6.

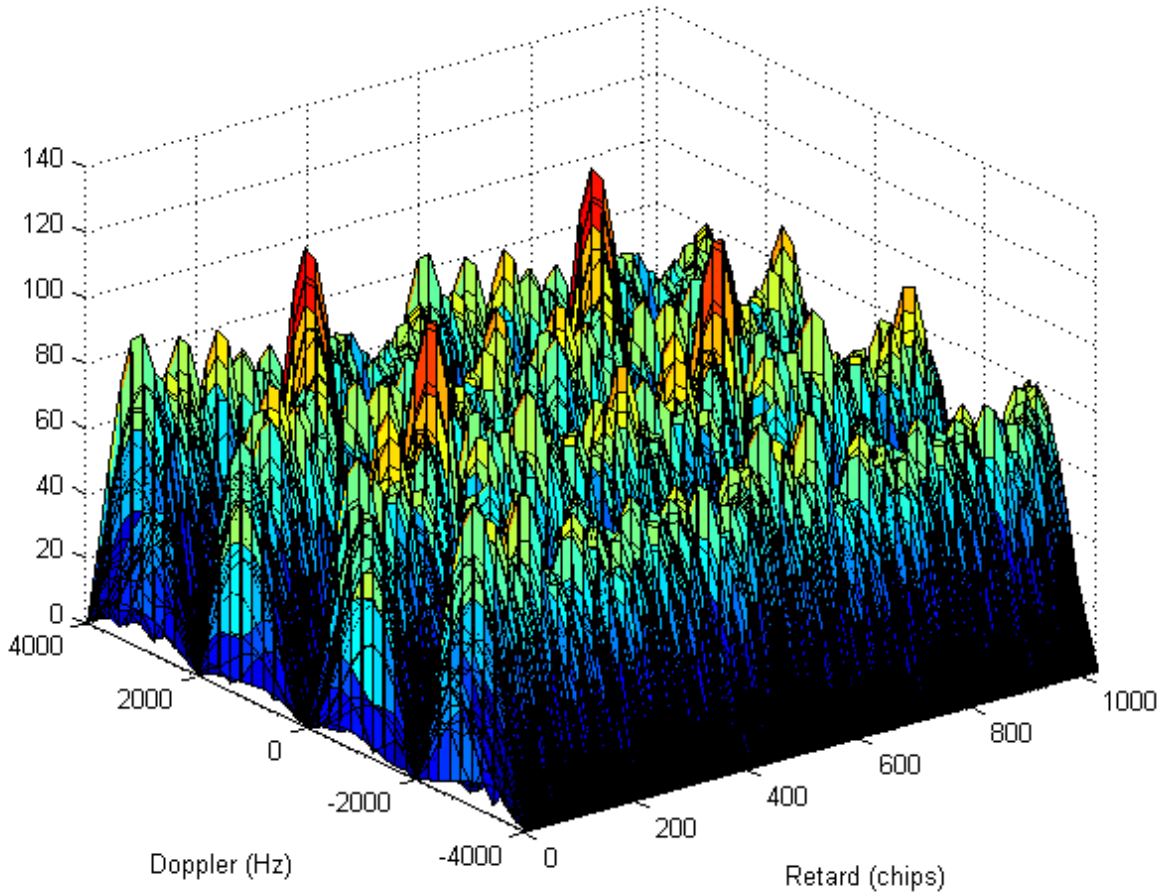


Figure 4.6 : Acquisition pour 1 émetteur utilisant la TDE et émettant le PRN 6 à une fréquence de 0 Hz, en présence du PRN 28 émettant 60dB plus fort (avec un éblouissement important)

La figure 4.6 présente elle aussi des pics d'intercorrélation très importants pour la plupart des fréquences Doppler. Cependant, on relève la présence de « tranchées » au niveau des axes où la fréquence vaut : -4kHz,-2kHz, 0 kHz, 2kHz et 4kHz. Ces tranchées n'existent pas pour la corrélation classique n'utilisant pas la TDE : elles sont bien la conséquence de l'utilisation de la TDE.

On peut expliquer théoriquement leur présence en reprenant les termes de corrélation croisée des équations (4.3) et (4.4), sans considérer cette fois-ci que les Doppler relatifs sont nuls.
On a alors les équations (4.19) et (4.20):

$$\begin{aligned} &+\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}).c_2(t-d_2).c_1(t-\tau).dt \\ &-\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt \end{aligned} \qquad (4.19)$$

$$+\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}).c_2(t-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$-\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-\tau).dt \quad (4.20)$$

On note : $f_2 - f_{loc} = \Delta f$ le Doppler relatif et $\theta_2 - \theta_{loc} = \Delta\theta$ la différence de phase entre la réplique locale du récepteur et le signal incident interférant.

En prenant ces nouvelles notations, les équations (4.19) et (4.20) deviennent respectivement les équations (4.21) et (4.22) :

$$+\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi\Delta f.t+\Delta\theta).c_2(t-d_2).c_1(t-\tau).dt$$
$$-\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi\Delta f.t+\Delta\theta).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt \quad (4.21)$$

$$+\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi\Delta f.t+\Delta\theta).c_2(t-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$-\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi\Delta f.t+\Delta\theta).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-\tau).dt \quad (4.22)$$

On applique ensuite le changement de variable suivant : u –> $t - T_{1/2}$ dans la première intégrale de (4.21) et la seconde intégrale de (4.22). Ces équations deviennent alors respectivement (4.23) et (4.24):

$$\frac{A_2}{T}\int_{t=T_{1/2}}^{t=T+T_{1/2}}\cos(2\pi\Delta f.u+2\pi\Delta f.T_{1/2}+\Delta\theta).c_2(u+T_{1/2}-d_2).c_1(u+T_{1/2}-\tau).du$$
$$-\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi\Delta f.t+\Delta\theta).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt \quad (4.23)$$

$$+\frac{A_2}{T}\int_{t=T_{1/2}}^{t=T+T_{1/2}}\cos(2\pi\Delta f.u+2\pi\Delta f.T_{1/2}+\Delta\theta).c_2(u+T_{1/2}-d_2).c_1(u-\tau).du$$
$$-\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi\Delta f.t+\phi).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-\tau).dt \quad (4.24)$$

On recherche une condition sur Δf, permettant d'annuler (4.23) et (4.24).

A ce stade, la première condition d'annulation de (4.23) et (4.24) est que les intégrales puissent se regrouper, ce que l'on peut traduire par : il suffit que les fonctions sous les intégrales soit T périodiques. Cela se produit si $\cos(2\pi.\Delta f.t)$ est lui-même T périodique.
Pour le cas du GPS et de notre exemple, T valant 1 milliseconde, cela revient à dire qu'il suffit que Δf soit un multiple de 1 kHz.

On suppose que c'est le cas, on le vérifiera à la fin, et on réécrit (4.23) et (4.24) en regroupant les intégrales. Cela donne respectivement les équations (4.25) et (4.26) :

$$\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\left(\cos(2\pi\Delta f.u + 2\pi\Delta f.T_{1/2} + \Delta\theta) - \cos(2\pi\Delta f.u + \Delta\theta)\right).c_j(u - d_2).c_i(u + T_{1/2} - \tau).du \quad (4.25)$$

$$\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\left(\cos(2\pi\Delta f.u + 2\pi\Delta f.T_{1/2} + \Delta\theta) - \cos(2\pi\Delta f.u + \Delta\theta)\right).c_j(u + T_{1/2} - d_2).c_i(u - \tau).du \quad (4.26)$$

Les équations (4.25) et (4.26) s'annulent si pour tout t:

$$\cos(2\pi\Delta f.t + 2\pi\Delta f.T_{1/2} + \Delta\theta) = \cos(2\pi\Delta f.t + \Delta\theta) \quad (4.27)$$

On sait résoudre aisément (4.27) :

$2\pi\Delta f.T_{1/2} = k2\pi$ avec k entier relatif

Ce qui donne :

$\Delta f = \frac{k}{T_{1/2}}$ avec pour notre exemple $T_{1/2} = 0.5$ ms, ce qui veut dire que $\Delta f = 2.k.10^3$ Hz.

On a donc démontré que lorsque le Doppler relatif est un multiple de 2 kHz, la TDE permet d'annuler intégralement les interférences liées à l'éblouissement, d'où l'existence des tranchées sur la figure 4.6. La figure 4.8 présente la même figure de corrélation que la figure 4.5, mais vue en coupe selon l'axe où le Doppler est nul.

Remarquons d'abord que les valeurs de corrélation sont très atténuées par rapport à celle des pics observés sur la figure 4.5 : la TDE atténue les erreurs. Cependant l'essentiel est la présence des deux pics de corrélation que l'on voit très nettement sur la figure. Cela signifie que sur cette ligne de fréquence, qui est la fréquence que l'on cherche, le récepteur sera également capable de repérer les pics de corrélation principaux et donc de fournir le retard du code.

Ainsi, en cas d'éblouissement important, l'acquisition peut consister à détecter dans un premier temps la fréquence en repérant les tranchées dans la figure de corrélation et dans un second temps vérifier si dans ces creux il n'y a pas deux pics de corrélation qui pourraient correspondre à ceux du signal que l'on recherche.

On peut objecter que l'existence d'autres tranchées dans la figure, rajoute une ambiguïté. Cela est vrai mais il est cependant peu probable que cette tranchée soit confondue avec celle du pic de corrélation principal. En effet seule celle-ci est dotée des deux pics de corrélation principaux. On peut observer sur la figure 4.7 quelques figures de corrélation pour des valeurs Doppler correspondant à ces tranchées. La seule figure présentant deux pics de corrélation est celle dont le Doppler vaut 0. Le risque de se tromper de fréquence Doppler en se trompant de tranchée est donc pratiquement inexistant.

Ainsi, on sera capable de mener l'acquisition des signaux, même en situation d'éblouissement important.

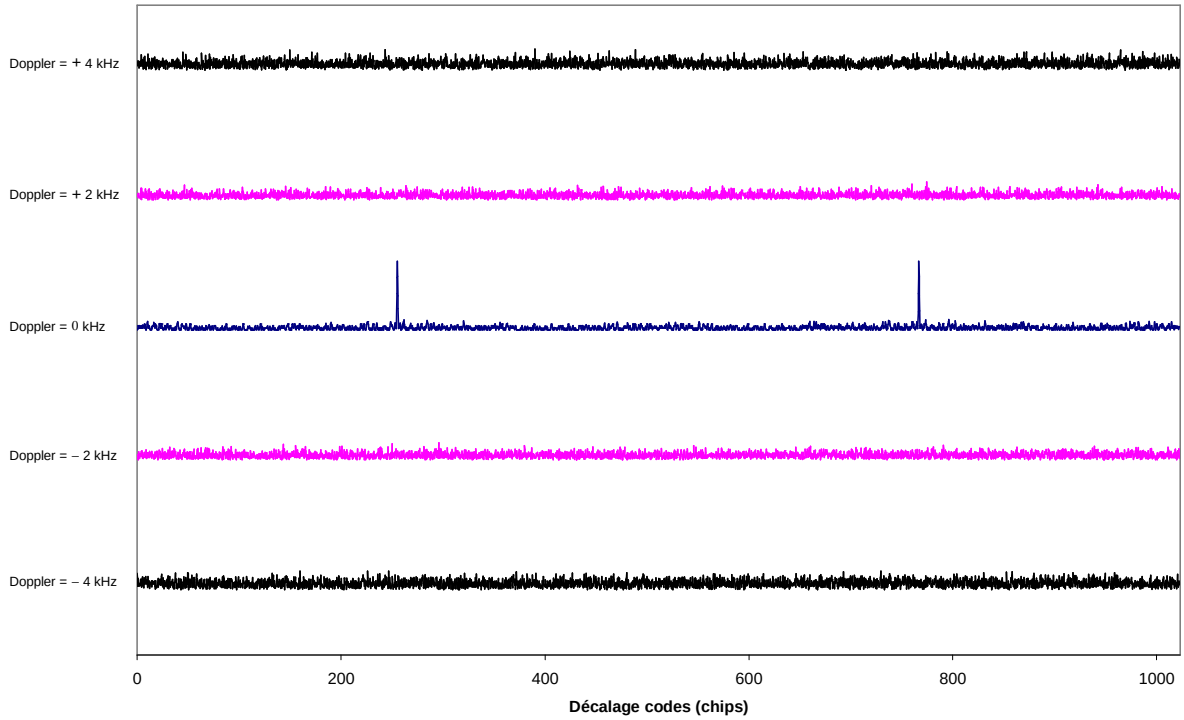


Figure 4.7 : Figures de corrélation pour différents Doppler dont l'influence est théoriquement nulle sur la TDE pour un éblouissement de 60 dB.

On pourrait également procéder d'une autre façon :

Si nous sommes dans une situation où un émetteur éblouit fortement les autres, il est peut-être possible d'en tirer avantage. Ainsi, comme pour positionnement indoor nous ne gérons pas des différences de Doppler trop importantes entre les émetteurs à cause de l'environnement et des applications concernées (dont les vitesses produisent des Doppler de l'ordre de quelques dizaines de Hz au maximum), si l'éblouissement est très fort sur un des émetteurs, nous aurons toujours la possibilité d'avoir une estimation du Doppler global à quelques dizaines de Hertz près en utilisant ce signal le plus puissant. En d'autres termes, on peut dire que la dérive du biais d'horloge sera toujours à peu près connue.
Une fois cette dérive connue, il devient aisé de restreindre le champ de recherche des Doppler des autres émetteurs à quelques dizaines de Hertz autour de cette dérive, là où nous savons que la TDE exprime tout son potentiel. C'est un modus operandi qui se rapproche peut-être plus de la manière traditionnelle de procéder à l'acquisition des signaux, mais en définitive elle est plus efficace que la précédente.

4.2.4.4 Conclusion sur l'acquisition

En conclusion de cette section sur l'acquisition avec la TDE, on peut dire que l'hypothèse de la section 4.2.1 selon laquelle on est capable d'acquérir le signal et donc de se trouver dans la situation où la corrélation efficace est réalisée, c'est-à-dire lorsque la réplique locale du récepteur parvient à compenser la dérive d'horloge, est vérifiée.

4.2.5 Gestion des Doppler relatifs en poursuite

Les questions que pose la gestion du Doppler pour l'acquisition peuvent être élargies à un problème plus vaste qui concerne la gestion du Doppler avec la TDE pendant la phase de poursuite du signal. La figure 4.6 a montré qu'une différence de Doppler importante entre le signal que l'on poursuit et le signal interférant pouvait faire perdre les avantages de la TDE. En effet nous avons démontré plus haut que le Doppler n'a aucun effet sur la TDE seulement lorsqu'il est un multiple pair de 1 kHz. En dehors des « tranchées », les niveaux d'intercorrélation sont plus élevés et peuvent perturber la corrélation principale. Nous évaluons l'influence de ces niveaux dans cette section.

Pour le cas d'un récepteur statique, il n'y a aucun problème puisque la différence Doppler entre les deux émetteurs est nulle. Pour le cas d'un récepteur dynamique, les affaires peuvent potentiellement prendre une tournure fâcheuse si l'on en croit les niveaux d'intercorrélation que l'on observe sur la figure 4.6. En effet un récepteur en mouvement voit les Doppler associés à chaque émetteur se modifier en fonction de sa vitesse. La conséquence de ceci est que la différence de Doppler entre le signal poursuivi et le signal interférant sera désormais non nulle. Or, la figure 4.6 nous apprend qu'un Doppler relatif non nul entre les deux émetteurs augmente le niveau des pics d'intercorrélation. C'est un peu comme si « on gravissait » les bords de la tranchée au lieu de rester au fond. Deux attitudes sont alors possibles face au Doppler en fonction de l'application :

- Soit on se dit que le récepteur n'exécute jamais des mouvements trop importants, comme pour un piéton, et qu'on peut considérer qu'il est quasi statique. Ainsi on ne se soucie pas de régler le problème et on se contente d'étudier les limites de fonctionnement de la TDE pour les faibles Doppler considérés afin de vérifier si ces limites sont compatibles avec l'application.

- Soit on est en présence d'une application pouvant induire des Doppler non négligeables, pouvant aller jusqu'à une centaine de Hertz comme cela peut être le cas pour une voiture : il est alors nécessaire de s'en préoccuper et de mettre en œuvre une méthode particulière de traitement de la porteuse.

Nous commençons dans cette section par expliquer théoriquement l'origine de l'erreur qui apparait en présence d'un Doppler. Ensuite nous étudions les niveaux limites tels quels, c'est-à-dire sans faire aucune manipulation supplémentaire que celle de la TDE. Enfin, nous introduisons une méthode qui sera détaillée dans la section suivante et qui permet l'amélioration de la TDE en agissant sur la porteuse locale. Cette dernière autorise l'élimination totale de l'influence d'un Doppler relatif.

4.2.5.1 L'origine de l'erreur en présence d'un Doppler relatif

Regardons tout d'abord à quoi correspond exactement le Doppler pour le signal GPS.

Dans tout ce qui précède, nous avons toujours considéré le code et la porteuse comme deux entités indépendantes. Nous n'avons jamais indiqué dans les équations que la fréquence du code avait elle aussi un Doppler, même s'il est 1540 fois plus petit que celui de la porteuse dans le cas du GPS sur L1. Si on voulait être très rigoureux, nous devrions préciser les choses ainsi : un bit de code correspond toujours à 1540 battements de la porteuse, quel que soit le Doppler.

En effet, lorsqu'un signal modulé en phase subit un Doppler, c'est l'ensemble de ses composantes qui le subit en proportion de la fréquence de chacune. Toutefois, si chaque composante voit sa fréquence changer, la transformation homothétique qu'opère le Doppler fait que l'ensemble reste cohérent. Par exemple un signal GPS subissant un Doppler sur sa porteuse de 1 kHz verra le code subir un Doppler de 1000/1540 = 0.65 Hz, mais il y aura toujours rigoureusement 1540 battements de porteuse dans un bit de code.
Concrètement, cela signifie que lorsqu'il parvient au récepteur, le signal est perçu comme ayant une fréquence légèrement plus élevée et donc une période légèrement plus courte, si on garde l'exemple du Doppler positif.
La période « apparente » du code est donc, si on reprend notre exemple à 1 kHz, de : 1023/(1023000 + 0.65) = 0.999999365 ms.
En toute rigueur, on devrait adapter le temps d'intégration des boucles en fonction du Doppler, mais son influence est si faible, comme on le voit avec notre exemple où on a moins d'une nanoseconde de différence, qu'en pratique on n'a pas besoin de s'en préoccuper.

La difficulté avec la TDE vient de ce que pour qu'elle élimine totalement les produits d'intercorrélation, il faut qu'elle dispose du code tout entier, ce qui n'est effectivement le cas que lorsque les Doppler des deux émetteurs sont identiques. De plus de la même façon que la période d'un code est modifiée, la demi-période l'est également. Dans la TDE on utilise à l'émission deux codes déphasés d'une demi-période de code. Au niveau de l'antenne de réception si ces deux codes ont subi un Doppler, ils seront toujours déphasés d'une demi-période de code, même si cette demi-période est légèrement différente.

Jusqu'ici, nous avons toujours raisonné sur le Doppler comme s'il était totalement indépendant du code. Lorsque l'on considère (4.28), l'expression complète du terme d'intercorrélation en phase :

$$\frac{1}{T}\int_{t=0}^{t=T} \sin(2\pi(f_I + f_j)t + \theta_j).c_j(t).\sin(2\pi(f_I + f_{loc}).t + \theta_{loc}).c_{loc}(t-\tau).dt \qquad (4.28)$$

f_I est la fréquence intermédiaire après le passage en conversion basse depuis L1, f_j est le Doppler du signal incident, f_{loc} est le Doppler du signal local et c_{loc} le code local différent de c_j. Le code $c_j(t)$, qui correspond au code du signal incident est indépendant de $\sin(2\pi(f_I + f_j).t + \theta_j)$ qui est le facteur de Doppler de la porteuse de l'émetteur j. On peut réarranger (4.28) :

$$\frac{1}{2T}\int_{t=0}^{t=T} \left(\cos(2\pi(f_j - f_{loc}).t + \theta_j - \theta_{loc}) - \cos(2\pi(2f_I + f_j + f_{loc}).t + \theta_j + \theta_{loc})\right).c_j(t).c_{loc}(t-\tau).dt \qquad (4.29)$$

Le deuxième terme sous l'intégral est un signal haute fréquence ($2.f_I$ est de l'ordre de plusieurs Mégahertz) intégré sur T (qui est de l'ordre de quelques millisecondes), par intégration on opère donc un filtrage passe bas de ce second terme qui est négligeable devant le premier. Il reste (4.30):

$$\frac{1}{2T}\int_{t=0}^{t=T} \left(\cos(2\pi(f_j - f_{loc}).t + \theta_j - \theta_{loc})\right).c_j(t).c_{loc}(t-\tau).dt \qquad (4.30)$$

Il apparait dans (4.30) que la fréquence intermédiaire ne joue aucun rôle, en revanche la différence de Doppler s'exprime. La synchronisation entre le code et la porteuse est « cassée », on perd donc la propriété de NT_c périodicité du terme sous l'intégrale. Ainsi $c_j(t).c_{loc}(t)$ et $\sin(2\pi(f_j - f_{loc}).t + \theta_j - \theta_{loc})$ sont bien des entités indépendantes, désynchronisés en fait, sauf dans le cas où $f_j = f_{loc}$.

Pour ce qui concerne la TDE c'est problématique car, si l'on regarde les expressions (4.5) et (4.6) ainsi que les développements qui suivent, on voit que cette méthode a absolument besoin que le terme sous l'intégrale soit NT_c périodique. Si ce n'est pas le cas, alors on se retrouve dans une situation où les puissances limites entre deux émetteurs utilisant la TDE dépendent du Doppler.
Ainsi, des Doppler différents posent un problème sur deux niveaux : d'abord sur les périodes des deux codes corrélés qui ne sont pas exactement les mêmes, puis sur le terme résiduel de la porteuse où la différence de Doppler casse la NT_c périodicité qui est au cœur de la TDE.

Nous allons voir dans la section suivante, avec l'appui de simulations, quel est l'impact de la différence de Doppler sur la qualité de la TDE.

4.2.5.2 Etude des limites de la TDE seule en présence de Doppler relatif

Pour étudier les limites de la TDE au regard du Doppler relatif, on procède de la manière suivante : on génère un signal provenant d'un pseudolite utilisant la TDE et on évalue les interférences provoquées en corrélant ce signal avec un autre signal représentant le signal local ayant un code différent de celui du signal incident. En l'absence de Doppler relatif, cette corrélation vaut 0. En présence d'un Doppler relatif Δf non nul, on obtient ainsi l'équivalent de la somme des termes (4.21) et (4.22), c'est-à-dire exactement les termes d'interférences que l'on veut éliminer. On calcule le niveau d'interférence pour différentes valeurs de Doppler relatif et l'inverse du niveau ainsi obtenu correspond à une évaluation du rapport signal sur interférence en amplitude $S/I_a(f)$ en fonction du Doppler relatif f. On sait que si ce niveau est inférieur à 6 dB, alors l'éblouissement est total (voir chapitre 3) : donc pour avoir une idée du rapport de puissance maximal $RP_{max}(f)$ que l'on peut tolérer entre le signal ébloui et le signal éblouissant, pour un Doppler relatif donné, on mène le calcul suivant:

$$RP_{max}(f) = 20.\log 10(S/I_a(f)) - 6 \qquad (4.31)$$

On obtient alors la limite supérieure des résultats reportés dans la figure 4.8, avec S/I_a une moyenne pour 5000 corrélations suivies, une fréquence d'échantillonnage de 5 MHz et une fréquence intermédiaire de 1.25 MHz. Ces fréquences sont relativement faibles, mais nous avons vu que la fréquence intermédiaire ne changeait rien au résultat moyen. Les PRN 6 et 28 ont encore une fois été utilisés.

Les résultats sont présentés en selon 3 zones de couples Doppler/Rapport de Puissance (RP):

- Une zone ou l'éblouissement peut être considéré comme négligeable (l'impact de l'éblouissement sur les mesures de pseudodistance est inférieur au mètre).
- Une zone intermédiaire où les mesures sont perturbées mais pas suffisamment pour perdre le signal.
- Une zone où l'éblouissement est total, le signal le moins fort est perdu.

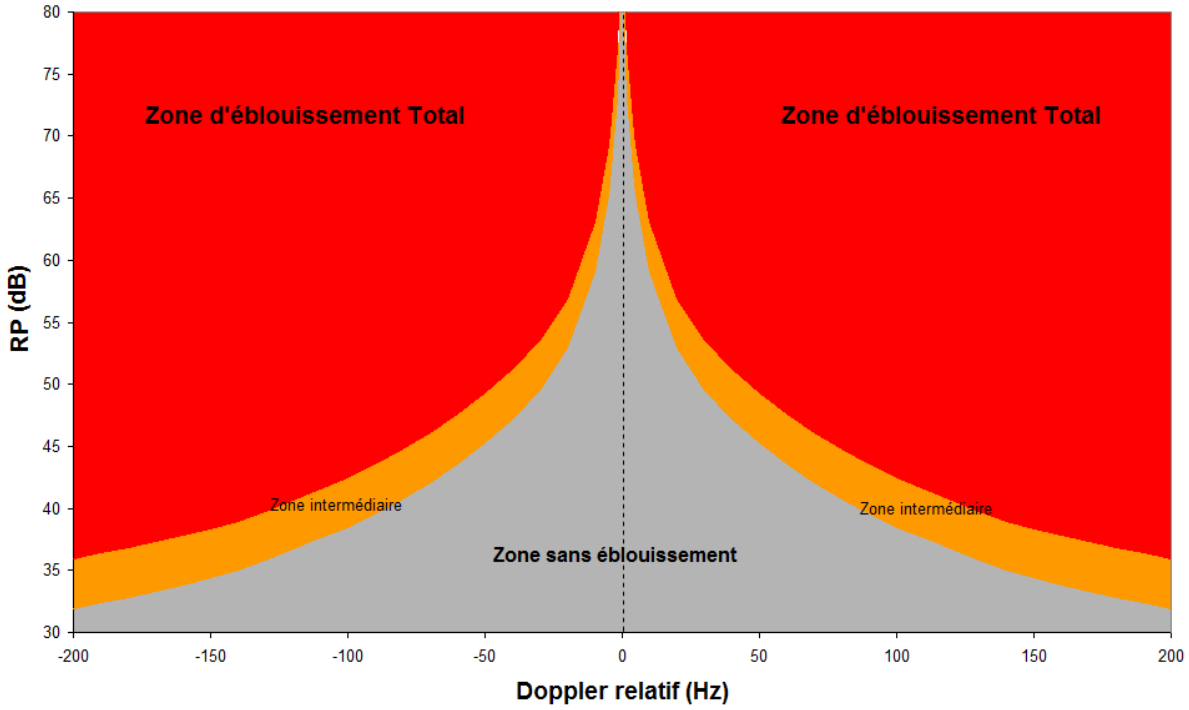


Figure 4.8 : Impact de l'éblouissement d'un émetteur utilisant le PRN 28 selon les couples Doppler/Puissance pour un émetteur transmettant le PRN 6

Il faut garder présent à l'esprit que les résultats de la figure 4.8 ne donnent une indication sur le rapport des puissances que pour deux émetteurs présents et permettant l'utilisation de la TDE. En effet pour chaque nouvel émetteur que l'on ajouterait, il faudrait tenir compte de son Doppler et de sa puissance. Nous verrons de tels exemples dans le chapitre 5 où l'on traite d'un système généralisant la TDE à plusieurs émetteurs en utilisant une séquence maximale. Il faut de plus dans le cas réel y ajouter les interférences des autres émetteurs dont les niveaux d'intercorrélation ne sont pas supprimés par la TDE. Autrement dit, on ne peut pas interpréter ces puissances limites comme les puissances en dessous desquelles la TDE fonctionnerait idéalement dans le cadre d'un système de positionnement.
Cela dit, on peut tout même raisonner en termes d'élimination pure des interférences d'un émetteur sur l'autre. On constate que pour des applications à dynamique faible, on dispose d'une certaine marge avant que la TDE ne soit plus efficace. En effet un piéton qui se déplace à une vitesse d'1 mètre par seconde, la vitesse d'un marcheur tranquille, correspond à un Doppler d'environ 10 Hz (s'il se déplace en direction vers un émetteur et s'éloigne à la même vitesse de l'autre émetteur). Si on regarde la figure 4.8, on voit que les interférences sont correctement supprimées jusqu'à 63 dB de différence en puissance, ce qui est plus qu'honorable.
De façon plus générale, on peut dire que cette courbe a deux parties : une partie comprise entre -50 Hz et +50 Hz, où les puissances limites sont supérieures à 50 dB et une autre partie plus aplatie comprise entre -200 Hz et -50 Hz et au-delà de +50 Hz. Cependant, même dans cette seconde partie, pour des Doppler qui sont assez conséquents et correspondant à des dynamiques peu réalistes dans un milieu intérieur (100 Hz correspond à une vitesse de 72 km/h), on a une marge entre 45 et 35 dB, ce qui reste meilleur que les 18 dB du code de Gold classique.

On peut donc tout à fait faire usage de la TDE pour éliminer l'éblouissement sans se soucier véritablement du problème des Doppler relatifs, tant que l'on a des dynamiques de type

piéton. Pour les dynamiques plus élevées, de type véhicule motorisé, cela peut dépendre des situations d'éblouissement du milieu, mais en tout état de cause, la TDE reste assez efficace quelle que soit la dynamique.

Malgré ces performances, on peut vouloir malgré tout éliminer complètement l'influence de la différence Doppler. Nous allons voir dans la section suivante une version de la TDE qui permet de rendre l'élimination des interférences des autres émetteurs indépendante du Doppler au prix de quelques modifications.

4.2.6 La TDE étendue à la porteuse

Nous décrivons dans cette section une méthode consistant à opérer des modifications sur la réplique locale de la porteuse de la boucle de poursuite en plus de celle de la TDE simple pour éliminer totalement la contribution liée au Doppler relatif.

4.2.6.1 Principe et déroulement de la méthode

On reprend les notations du début du chapitre, le signal S(t) de (4.1) est inchangé car l'émission est la même que pour la TDE simple dans cette méthode, les modifications que l'on opère se font uniquement au niveau du récepteur.
Pour ce qui suit, f_2 sera la fréquence Doppler du signal le plus fort des deux émetteurs, f_1 la fréquence Doppler du signal le plus faible et f_{loc} la fréquence Doppler du signal local.

Le principe de la méthode est de modifier la porteuse de la seconde réplique locale (celle dont le code est déphasé d'une demi-période) de telle sorte que les produits d'intercorrélations s'éliminent. Pour cela, le récepteur doit suivre un certain protocole au moment où il est allumé.

Déroulement de la méthode :

Le déroulement de la méthode débute par l'obtention de f_2. Puisque le signal le plus fort est celui de l'émetteur 2, il souffre peu des interférences issues du signal de l'émetteur 1: obtenir ce Doppler est donc assez aisé avec des méthodes d'acquisition et de poursuite classiques. Si d'aventure les signaux avaient des puissances équivalentes, on procèderait exactement de la même façon en choisissant arbitrairement un émetteur qui jouerait le rôle de signal le plus fort. Nous allons voir qu'au final le rôle d'un émetteur par rapport à l'autre est équivalent et que les interférences sont supprimées et sur l'un et sur l'autre, quels que soient leurs puissances respectives.
Dans la TDE simple, la même porteuse locale était utilisée pour démoduler le signal incident avant les corrélations avec le code local et sa réplique décalée. Ici, nous sommes obligés d'affecter une porteuse locale particulière dont on mélange le résultat avec la réplique décalée du code. Ainsi, une fois le Doppler du signal le plus fort obtenu, il s'agit ensuite d'utiliser ce Doppler pour modifier la phase de la porteuse locale affectée à la réplique décalée du code.

Si le temps d'intégration $T = NT_c = 2T_{1/2}$, c'est-à-dire T égal à une période de code, alors cette porteuse locale doit être retardée de :

- $-2\pi.(f_2 - f_{loc}).T_{1/2}$ durant la première moitié de l'intégration
- $+2\pi.(f_2 - f_{loc}).T_{1/2}$ durant la seconde moitié de l'intégration.

Ainsi, si t_n est le temps initial de la nième intégration de la boucle, les deux répliques auront les formes suivantes :

Première porteuse locale :

$$\sin(2\pi(f_{L1}+f_{loc}).t+\theta_{loc}).c_1(t-\tau) \text{ pour } t\in]t_n;t_n+NT_c] \quad (4.32)$$

Seconde porteuse locale :

$$\sin(2\pi(f_{L1}+f_{loc})t+\theta_{loc}-\pi.(f_2-f_{loc})T).c_1(t-T_{1/2}-\tau) \text{ pour } t\in \left]t_n;t_n+\frac{T}{2}\right] \quad (4.33)$$

$$\sin(2\pi(f_{L1}+f_{loc})t+\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).c_1(t-T_{1/2}-\tau) \text{ pour } t\in \left]t_n+\frac{T}{2};t_n+T\right]$$

Avec f_{loc} la fréquence induite localement qui correspond à la commande du VCO dans le cas de la poursuite (sa valeur est alors proche de f_1), θ_{loc} la phase de la porteuse locale et τ le retard de corrélation induit par le récepteur pour piloter le déphasage du code.

Dans le cas de la poursuite, le résultat de la démodulation du signal incident par cette porteuse locale modifiée est mélangé aux trois répliques (en Avance, en Phase, en Retard) déphasées de $T_{1/2}$ du code local avant l'intégration puis l'addition avec le résultat de la démodulation direct et enfin le passage dans les discriminateurs des boucles.
Pour ce qui concerne l'acquisition, nous verrons plus loin que cette méthode est difficile à utiliser car elle induit des termes nouveaux dans la corrélation qui sont problématiques.

La figure 4.9 résume les étapes du fonctionnement de la boucle de poursuite utilisant la TDE étendue à la porteuse.

Précisons que f_2 dans la figure 4.9 est une donnée qui provient d'une autre boucle qui est en principe celle qui suit le signal le plus fort. Le lien entre les deux boucles doit exister car la mise à jour du Doppler doit être permanente pour que l'élimination soit efficace. La complexité qui en résulte techniquement est à peine plus importante que la TDE simple, il suffit d'ajouter une seconde porteuse locale pilotée par une phase qui varie toutes les demi-périodes de code.

Un autre point qu'il est intéressant de préciser concerne la mise en œuvre. Il est possible de rencontrer des situations où l'éblouissement change au cours de la poursuite. L'émetteur 1 deviendrait alors le signal le plus fort et l'émetteur 2 serait en situation d'éblouissement. Afin de se prémunir contre ce type de renversement de situation, chaque canal de réception doit utiliser le Doppler de l'autre canal même s'il n'est pas effectivement en situation d'éblouissement. De cette façon, les interférences d'un émetteur sur l'autre seront toujours supprimées, même si leur puissance ne suffirait pas à éblouir la poursuite de l'autre. En procédant de la sorte on aura deux mesures parfaitement libérées de l'influence de l'autre émetteur.

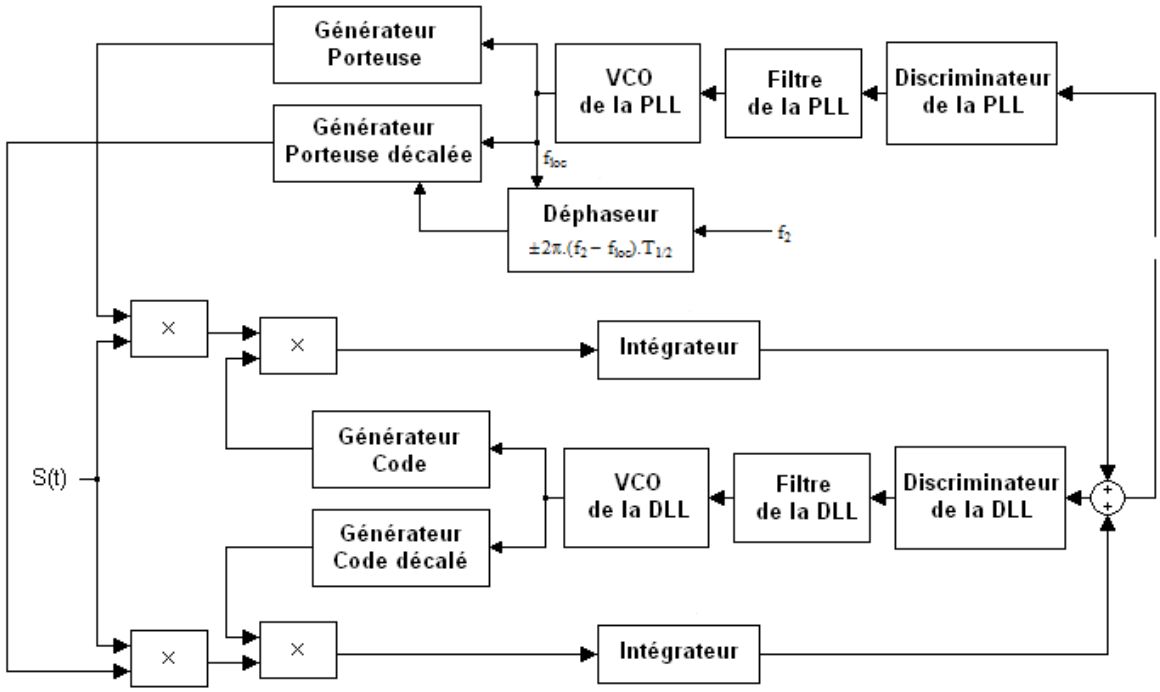


Figure 4.9 : Schéma fonctionnel de la boucle de poursuite utilisant la TDE étendue à la porteuse

Il nous reste à justifier théoriquement que cette boucle TDE étendue, avec les opérations supplémentaires qu'elle implique, est bien efficace pour éliminer les effets du Doppler et à vérifier, comme on l'a fait pour la TDE simple, si le signal utile n'est pas affecté (et nous allons voir qu'il l'est). C'est l'objet de la section suivante.

4.2.6.2 Justification théorique de la TDE étendue à la porteuse

On cherche d'abord à vérifier que les termes d'intercorrélation sont bien éliminés.
La nouvelle manière de démoduler le signal consiste à corréler le signal S(t) de (4.1) simultanément avec (4.32) et (4.33).

L'Annexe C détaille comment les termes de corrélation sont obtenus. Nous nous intéressons dans un premier temps à ceux qui correspondent aux termes d'interférence. On tient compte de la phase différente qui est induite sur la porteuse à la moitié de l'intégration c'est-à-dire $½T = T_{1/2}$ et on sépare les intégrales issues de la corrélation avec la première réplique en deux moitié. On obtient (4.34) et (4.35):

$$\begin{aligned}
&\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T_{1/2}}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}).c_2(t-d_2).c_1(t-\tau).dt\\
&\frac{A_2}{T}\int_{t=T_{1/2}}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}).c_2(t-d_2).c_1(t-\tau).dt\\
&-\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T_{1/2}}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}-\pi.(f_2-f_{loc})T).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt\\
&-\frac{A_2}{T}\int_{t=T_{1/2}}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt
\end{aligned} \quad (4.34)$$

$$\begin{aligned}
&-\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T_{1/2}}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-\tau).dt\\
&-\frac{A_2}{T}\int_{t=T_{1/2}}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-\tau).dt\\
&+\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T_{1/2}}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}-\pi.(f_2-f_{loc})T).c_2(t-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt\\
&+\frac{A_2}{T}\int_{t=T_{1/2}}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).c_2(t-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt
\end{aligned} \quad (4.35)$$

Il suffit alors d'appliquer un changement de variable simple pour faire apparaitre les compensations des termes:

- $t \rightarrow u + T_{1/2}$ pour les premiers et troisièmes termes de (4.34) et (4.35).

Ce qui donne respectivement (4.36) et (4.37) :

$$\begin{aligned}
&\frac{A_2}{T}\int_{t=T_{1/2}}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).u+\theta_2-\theta_{loc}+\pi(f_2-f_{loc})T).c_2(u+T_{1/2}-d_2).c_1(u+T_{1/2}-\tau).du\\
&\frac{A_2}{T}\int_{t=T_{1/2}}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}).c_2(t-d_2).c_1(t-\tau).dt\\
&-\frac{A_2}{T}\int_{t=T_{1/2}}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).u+\theta_2-\theta_{loc}).c_2(u-d_2).c_1(u-\tau).du\\
&-\frac{A_2}{T}\int_{t=T_{1/2}}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt
\end{aligned} \quad (4.36)$$

Et (4.37) :

$$
\begin{aligned}
&-\frac{A_2}{T}\int_{t=T_{1/2}}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).u+\theta_2-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).c_2(u-d_2).c_1(u+T_{1/2}-\tau).du\\
&-\frac{A_2}{T}\int_{t=T_{1/2}}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-\tau).dt\\
&+\frac{A_2}{T}\int_{t=T_{1/2}}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).u+\theta_2-\theta_{loc}).c_2(u+T_{1/2}-d_2).c_1(u-\tau).du\\
&+\frac{A_2}{T}\int_{t=T_{1/2}}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).c_2(t-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt
\end{aligned}
\qquad (4.37)
$$

On peut encore réarranger (4.36) et (4.37), en tenant compte de deux choses :

- Toutes les intégrales se font maintenant sur le même intervalle.
- Le code c_1 est $2T_{1/2}$ périodique: $c_1(t + T_{1/2}) = c_1(t - T_{1/2})$ et idem pour c_2

Dans ces conditions, les expressions (4.36) et (4.37) voient tous leurs termes se compenser et sont donc égales à 0. On en conclue que les interférences sont bien éliminées avec la TDE étendue à la porteuse, même en présence d'un Doppler quelconque.

Voilà donc la méthode justifiée théoriquement, il reste cependant une question en suspens. Comme on a modifié la deuxième corrélation, la question de la sauvegarde de la corrélation principale se pose à nouveau, comme elle s'était posée pour la TDE simple. Nous allons voir que contrairement à la TDE simple, la TDE étendue à la porteuse présente des modifications du terme de corrélation principale qui peuvent entrainer une limitation des performances autour de certaines différences Doppler particulières.

4.2.6.3 Limitation de la TDE étendue en poursuite

L'annexe C détaille l'obtention du terme de corrélation principal avec la TDE étendue. Ce terme regroupant les termes en A_1, donne en poursuite l'expression (4.38) :

$$
\begin{aligned}
&\frac{A_1}{T}\left[1+\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T)\right]*\int_{t=0}^{t=T}.c_1(t-d_1).c_1(t-\tau).dt\\
&+\frac{A_1}{T}\left[1+\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T)\right]*\int_{t=0}^{t=T}c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-\tau).dt
\end{aligned}
\qquad (4.38)
$$

L'équation (4.38) met au jour que l'élimination des interférences de l'émetteur 2 n'est cette fois-ci pas sans conséquence sur la partie « utile » de la corrélation. Le facteur en $1 + \cos(\pi.(f_2 - f_{loc}).T)$ peut s'annuler pour certaines valeurs particulières de $f_2 - f_{loc}$, ce qui est problématique car lorsque cela se produit, la corrélation globale donne zéro.

Evaluons pour quelles valeurs l'annulation se produit :

$$1+\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T)=0$$

Soit :

$$(2k+1)\pi = \pi.(f_2 - f_{loc})T)$$

Ce qui donne :

$$f_2 - f_{loc} = \frac{(2k+1)}{T}$$

Si on prend le cas du code GPS sur L1, avec T = 1 ms, alors $f_2 - f_{loc} = (2k+1)$ kHz, les premières valeurs de $f_2 - f_{loc}$ qui annulent la partie utile de la corrélation sont donc ± 1 kHz.

Cependant, avant d'atteindre la valeur théorique d'annulation de la corrélation, pour des valeurs de $f_2 - f_{loc}$ suffisamment proches de la valeur d'annulation il sera déjà en pratique impossible de visualiser le pic de corrélation. Il sera en effet vraiment trop faible, noyé dans le bruit de par l'effet destructeur du terme en $\cos(\pi.(f_2 - f_{loc})T)$ qui amène la corrélation (4.38) progressivement vers l'annulation totale.

On peut évaluer aisément la perte de rapport signal sur bruit qui résulte de la différence Doppler $f_2 - f_{loc}$. La figure 4.10 permet de visualiser ces pertes.

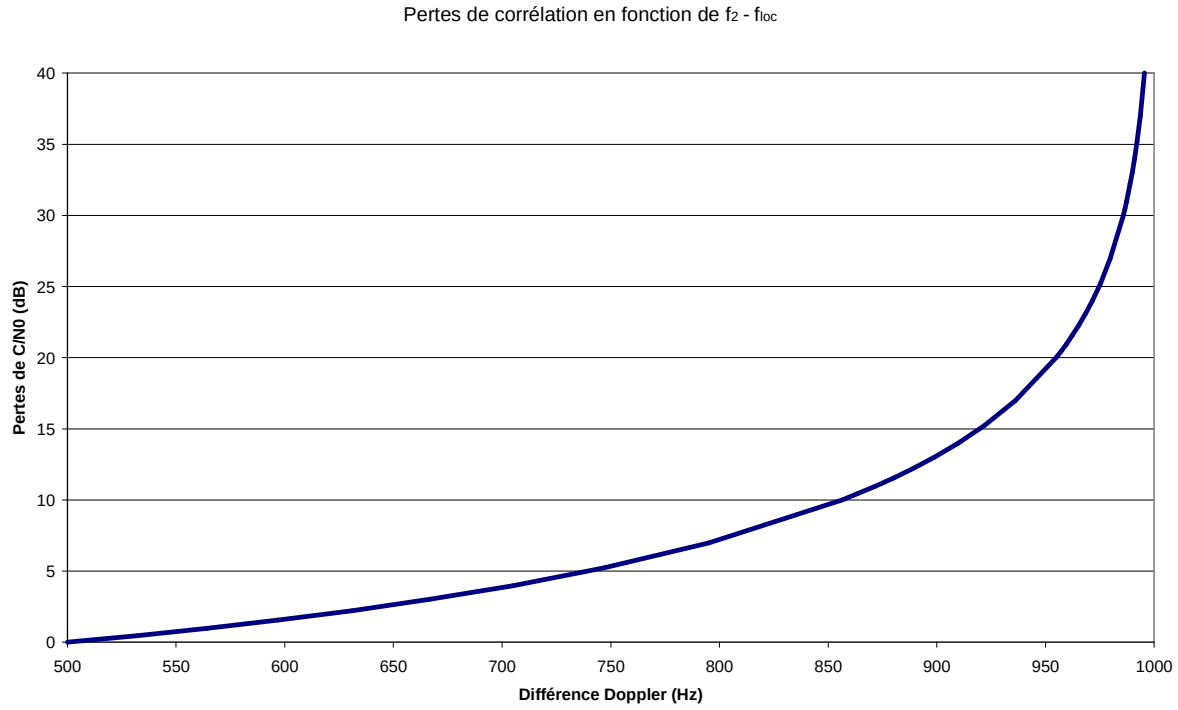


Figure 4.10 : Pertes de Rapport signal sur bruit en fonction de la différence Doppler avec la TDE étendue à la porteuse

On peut dire que jusqu'à ±500 Hz de différence Doppler, il n'y a pas de problème car le coefficient en $1 + \cos(\pi.(f_2 - f_{loc}).T)$ est supérieur à 1.
Pour des valeurs au-delà de 500 Hz, celles que présente la figure 4.9, on commence à perdre du gain de corrélation par rapport au bruit en fonction de la valeur de la différence Doppler.
Pour 660 Hz, on perd 3 dB en corrélation et pour 10 dB de perte en corrélation, on a environ 850 Hz. A ces niveaux de réduction, cela devient handicapant car un signal standard avec un C/N0 de 45 dB.Hz, se retrouverait à 35 dB.Hz à cause de l'utilisation de la TDE. Les signaux

seraient trop rapidement inexploitables sachant que la limite de décrochage théorique d'une boucle GPS est de 19 dB-Hz. Pour des niveaux de C/N0 proches de cette limite, les erreurs de mesures dues au bruit sont très significatives, on considère en général un C/N0 de 35 dB-Hz comme la limite acceptable en dessous de laquelle il est difficile de descendre [Kaplan & al 2006b].

Cependant, il faut relativiser les conséquences pratiques de ces résultats car il s'agit bien là de différence Doppler entre les émetteurs, donc de dynamique de l'antenne du récepteur. Or, des applications indoor avec 1 kHz de différence Doppler en dynamique pure sont assez rares, nous l'avons dit. En effet, sur L1, des Doppler entre 660 Hz et 1 kHz correspondent des vitesses radiales entre 125 et 200 m/s, soit entre 450 et 720 km/h ! A moins de vouloir faire voler des avions de lignes dans des tunnels, ce qui n'est pas encore une perspective de moyen terme, il y a peu de chance de rencontrer des dynamiques de cette sorte en milieu intérieur.

On peut donc dire que pour ce qui concerne la poursuite du signal, ces limites autour de ± 1 kHz sont suffisamment élevées pour ne pas poser de problème.

Il reste néanmoins la question de l'acquisition du signal qui, nous allons le voir, est largement plus problématique.

4.2.6.4 Limitation de l'acquisition du signal

La phase d'acquisition du signal le plus faible ne commence qu'une fois que le Doppler du signal le plus fort (f_2 ici) a été récupéré. La recherche Doppler va donc s'effectuer essentiellement autour de la fréquence f_2 sans nécessiter d'excursion au-delà de quelques dizaines, voire quelques centaines de Hz maximum autour de cette fréquence. En effet la fréquence f_2 intègre déjà la dérive du biais d'horloge, on recherche donc uniquement la part du Doppler causée par la dynamique.

Les calculs développés dans la section C.1.2 de l'annexe C ont permis d'obtenir une expression de la partie utile du signal lors de l'acquisition ($f_{loc} \neq f_1$). L'équation (4.39) reprend cette expression :

$$\begin{aligned}
&A_1(1+\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T))\frac{\sin(\pi(f_1-f_{loc})T)}{\pi(f_1-f_{loc})}R_{11}(\tau)\\
&+A_1(1+\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T))\frac{\sin(\pi(f_1-f_{loc})T)}{\pi(f_1-f_{loc})}R_{11}(\tau-T_{1/2})\\
&+\frac{A_1}{T}\sin(\pi.(f_2-f_{loc})T)\int_{t=0}^{t=T/2}\sin(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc})\begin{bmatrix}c_1(t-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau)\\+c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau)\end{bmatrix}.dt\\
&-\frac{A_1}{T}\sin(\pi.(f_2-f_{loc})T)\int_{t=T/2}^{t=T}\sin(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc})\begin{bmatrix}c_1(t-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau)\\+c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau)\end{bmatrix}.dt
\end{aligned} \tag{4.39}$$

On retrouve le même coefficient en $1+\cos(\pi.(f_2-f_{loc}).T)$ que pour la poursuite qui pondère cette fois le sinus cardinal caractéristique de l'acquisition. La présence de ce coefficient en phase d'acquisition est plus gênante qu'en poursuite car il dépend du paramètre de recherche Doppler f_{loc}.

La phase d'acquisition recherche à la fois le retard sur le code et la fréquence. Lors de la recherche du retard sur le code, cela ne pose pas de problème car le Doppler f_{loc} est le même. En revanche pour comparer deux corrélations ayant des Doppler différents, cela est plus délicat car nous savons que la pondération en $1 + \cos(\pi.(f_2 - f_{loc}).T)$ changera de l'une sur la suivante. Le changement dans le niveau du pic peut alors fausser la recherche du Doppler.
C'est exactement ce que les résultats de simulation d'acquisition présentés en annexe D confirment : on ne parvient pas à trouver la bonne valeur du Doppler qui reste toujours centré sur le même pic.

Il y a également dans (4.39) deux termes supplémentaires qui sont des différences de demies intégrales. On peut assimiler leur comportement commun à celui qu'aurait l'intégration **en quadrature** (à cause des sinus) d'un signal incident dont le message de navigation connaitrait une transition en plein milieu de l'intégration. Dans les simulations de l'annexe D, il est difficile de distinguer son influence de celle du coefficient pondérateur dont on a parlé plus haut, cependant on voit qu'il impacte à la fois sur la corrélation du signal direct et également sur sa réplique. Ce qui permet de s'en rendre compte est la présence des termes de corrélation de code en $c_1(t)c_1(t-\tau)$ et en $c_1(t)c_1(t-T_{1/2}-\tau)$ sous les intégrales de (4.39). Cela veut dire que ces termes ont une influence maximale lorsque le code local est en phase avec le code incident, ce qui peut potentiellement être problématique.

La conclusion de tout ceci est que la phase d'acquisition avec la TDE étendue à la porteuse est un peu délicate, les incertitudes liées à la présence de termes parasites sont confirmées par les simulations de l'annexe D. On aura donc intérêt à préférer utiliser la TDE simple pour l'acquisition et à utiliser la TDE étendue à la porteuse pour améliorer la poursuite.

4.2.6.5 Conclusion sur la TDE étendue à la porteuse

En tout état de cause la TDE étendue à la porteuse, malgré ses limitations en poursuite et l'impossibilité d'acquérir le signal, permet tout de même dans des conditions de réception classiques pour l'indoor, d'éliminer intégralement les interférences dues à l'autre émetteur. Elle permet en effet se s'affranchir complètement des limites de rapport de puissance entre émetteur liées au Doppler relatif et mises en évidence par la figure 4.9.

Nous n'insistons pas plus sur cette méthode pour le moment, en revanche nous y reviendrons à la section 4.3 lorsque nous parlerons de l'utilisation de cette TDE étendue lorsqu'elle est appliquée dans le cas d'un émetteur fixe en présence d'une constellation de satellites GNSS.
Pour le moment, nous allons conclure la section 4.2 en revenant à une perspective plus générale de la TDE, en nous intéressant à l'influence des trajets indirects.

4.2.7 Les trajets indirects

L'influence des trajets indirects étant importante pour le positionnement indoor, il convient d'évaluer si la TDE est sensible ou pas à la présence de ces trajets. Dans une situation d'éblouissement, le signal direct d'un des émetteurs est nettement plus fort que celui de l'émetteur que l'on poursuit. Si la différence de puissance est vraiment importante, bien qu'ils soient plus longs, les trajets indirects provenant de l'émetteur le plus puissant peuvent aussi être plus puissants que les signaux provenant de l'émetteur que l'on poursuit. Pour évaluer l'impact de ces trajets indirects, nous les distinguons selon deux catégories : les trajets multiples statiques et les trajets multiples dynamiques.

Les trajets multiples statiques sont les trajets indirects qui proviennent de réflexions sur des obstacles fixes par rapport au récepteur. Les récepteurs eux même statiques sont naturellement plus enclins à rencontrer ce type de trajets, car dans le cas du positionnement en intérieur, les principaux éléments responsables des réflexions multiples sont les murs, les meubles, etc. Autant d'élément se déplaçant à la « même vitesse nulle » que l'antenne de réception. Pour un récepteur en mouvement, les trajets multiples statiques sont ceux qui se déplacent à la même vitesse que lui. Si on prend l'exemple d'un piéton, il peut s'agir des trajets qui se réfléchissent sur un autre piéton marchant au côté du premier ou d'éléments appartenant au piéton qui tient le récepteur (aux erreurs de parallaxe près).
En termes de signaux, ces trajets ont la même fréquence Doppler que le trajet direct, ce qui a son importance pour la TDE.

Les trajets multiples dynamiques sont les trajets indirects qui proviennent de réflexion sur des obstacles mobiles dans le référentiel du récepteur. Pour un récepteur statique, ce sont tous les éléments mouvants de son environnement qui peuvent correspondre pour un piéton, aux autres piétons ou aux éventuels véhicules se déplaçant autour de lui. Pour un récepteur mobile, contrairement au cas statique, les structures fixes de l'environnement induisent des trajets de type dynamique. Les Doppler des trajets dynamiques sont différents de celui du trajet direct.

On peut remarquer que les deux types de trajets sont toujours présents en même temps, la différence de proportion des uns ou des autres tenant principalement au type d'application.

Voyons à présent ce qu'il en est en termes d'influence sur la TDE.

Le cas des trajets statiques peut être traité rapidement. En effet, comme l'émission consiste en deux signaux déphasés d'une demi-période de code, les deux signaux subissent les mêmes réflexions et donc les mêmes déphasages avant de parvenir à l'antenne de réception.
La conséquence est simple et très avantageuse puisqu'ainsi chaque trajet, direct ou indirect, crée un double qui permet de l'éliminer au moment de la corrélation. C'est une caractéristique forte de la TDE que la capacité de l'émetteur à générer lui-même le signal qui permet de l'éliminer au moment du traitement. De cette manière, toutes les déformations physiques (réflexion et diffraction) qui peuvent avoir lieu entre l'émission et la réception sont rigoureusement les mêmes pour le signal direct et sa réplique déphasée d'un demi code.
Ainsi pour les trajets statiques, les intercorrélations entre les trajets indirects pouvant provoquer de l'éblouissement sont totalement supprimées. Il reste bien entendu les trajets indirects associés au signal que l'on poursuit, mais ils sont les seuls. Insistons sur ce point : en éliminant les interférences des trajets directs en provenance des autres émetteurs, on élimine également celles des trajets indirects. En conséquence, on améliore la qualité de la réception en supprimant toutes interférences potentiellement destructrices ayant pour source les autres émetteurs.

Pour les trajets dynamiques, on retrouve le problème d'élimination des interférences pour deux signaux ayant un Doppler différent. On peut extrapoler les résultats précédents sur les influences du Doppler, selon que l'on utilise la méthode étendue à la porteuse ou non. Le problème est tout-à-fait équivalent, la présence de trajets fera baisser la puissance maximale indiquée sur la figure 4.8 d'un certain nombre de dBs suivant leur Doppler.
On vérifie cette hypothèse par simulations. La figure 4.11 montrent des résultats:

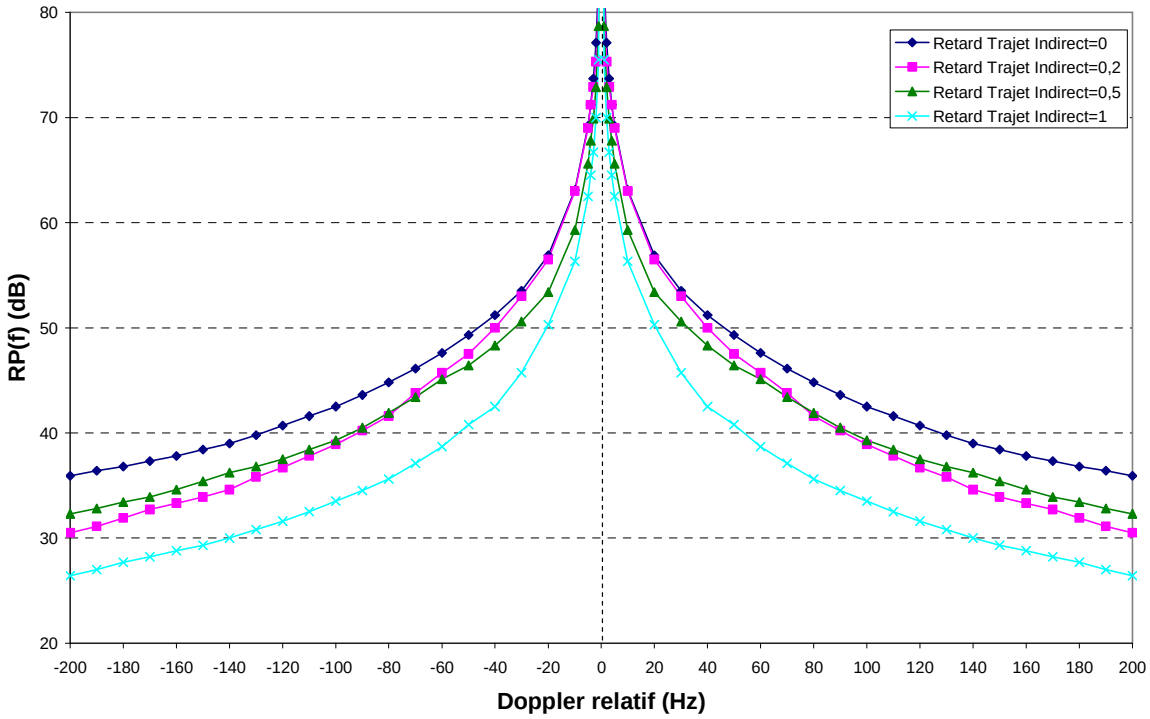


Figure 4.11 : Rapports maximaux de puissance en fonction du Doppler relatif en présence de trajets indirects

La figure 4.11 présente les résultats obtenus en présence d'un trajet ayant une amplitude de 0.5 par rapport au signal direct et des retard de 0 chip (pas de retard), 0.2 chip, 0.5 chip, 1 chip pour différentes valeurs de différence Doppler avec les mêmes PRN que pour les précédentes figures. Les trajets indirects sont en phase complète avec le signal direct, ce qui signifie qu'ils produisent le maximum d'énergie lors de la corrélation et provoquent donc le maximum de la gêne qu'un trajet indirect peut provoquer sur la TDE (il est donc inutile d'étudier le cas où les trajets sont en opposition de phase, car les limites calculées sont alors forcément plus élevées, donc meilleures).
D'une façon générale, la présence d'un trajet fait diminuer la limite de puissance quelles que soient les fréquences Doppler. On distingue tout de même deux grandes zones :

- Une zone où la différence avec le cas en l'absence de trajet est faible (moins de 5 dB) pour des trajets à dynamique faible (entre -20 Hz et +20 Hz), pour tous les trajets.

- Une seconde zone (en deçà de -20 Hz et au-delà de +20 Hz) où cette différence devient plus importante (de l'ordre de 10 dB pour le plus grand trajet)

La longueur du trajet semble, pour ce cas, avoir une influence, mais remarquons une singularité entre les courbes du trajet à 0.5 et le trajet 0.2. La courbe des limites de puissance du trajet à 0.5 chip passe au dessus de celle du trajet à 0.2 pour des différences Doppler supérieures à 80 Hz environ (et inférieures à -80 Hz).
Il serait hasardeux de tirer des généralités des singularités de ces courbes car elles ne concernent que la fonction d'intercorrélation entre les PRN 6 et 28 prises autour d'un point quelconque. Il nous suffit ici de constater que la présence de trajets indirects dynamiques provoque en général une chute de la qualité de corrélation. Elle peut également faire apparaitre des phénomènes singuliers (comme souvent avec les trajets indirects) tels que la courbe du trajet à 0.5 qui repasse au dessus de celle du trajet 0.2 pour des dynamiques fortes.

En conclusion de cette section, pour que la TDE soit significativement affectée par les trajets indirects, il faut donc une double influence qui relève d'une part de la dynamique de ces trajets et d'autre part de la puissance du signal de ces trajets.

4.3 Extension de la TDE à 1 pseudolite/n satellites

Nous venons de voir que la TDE était applicable au système de constellation locale de type pseudolites et répélites pour le positionnement intérieur. Il est toutefois possible, moyennant quelques adaptations, d'utiliser la TDE avec les systèmes satellitaires en présence d'un émetteur au sol. En effet le principe de la double émission déphasée peut fonctionner pour supprimer le signal le plus fort dans un système d'augmentation des GNSS, le signal de l'émetteur terrestre se trouvant à priori le plus fort dans la plupart des situations. Une application typique d'un tel système pourrait être l'altimétrie lors des phases d'atterrissage et de décollage des avions.
Nous allons voir dans cette section comment adapter l'utilisation de la TDE aux systèmes satellites. Cela sort un peu du sujet de nos travaux qui sont essentiellement orientés sur le positionnement indoor, mais c'est une digression qui illustre le potentiel de la TDE pour d'autres applications. Il s'agit en fait ici de jeter une passerelle entre deux mondes plus éloignés l'un de l'autre que l'on pourrait croire: le positionnement à l'intérieur et le positionnement GNSS.

4.3.1 Principes

La mise en présence d'un émetteur fixe de type pseudolite et d'une constellation de satellites modifie légèrement l'approche par rapport à ce que nous avons vu jusqu'ici. En effet pour la plupart des applications concernées, dont nous avons déjà parlé au chapitre 1, le signal le plus fort est systématiquement celui du pseudolite. La problématique consiste donc ici à éliminer le résultat de l'intercorrélation entre le signal du satellite et celui du pseudolite dans les canaux de poursuite des signaux des satellites.

Cela est possible si le signal du pseudolite envoie deux émissions de son code retardées d'un demi-code l'une par rapport à l'autre et déphasée de π, comme pour la TDE classique.

La figure 4.12 résume les principes de la TDE avec 1 pseudolite en présence de n satellites. On y voit comment le signal issu du pseudolite est éliminé par addition des corrélations, comme pour la TDE appliquée au cas des seuls pseudolites.

A bien y regarder, la figure 4.12 montre que les principes utilisés sont donc très proches de ceux de la TDE classique, sauf que comme les signaux satellites n'envoient pas d'émission double, il n'y a pas de réciprocité dans l'élimination. Autrement dit la poursuite du signal du pseudolite se fait de manière classique, c'est-à-dire sans double corrélation parce qu'on suppose que le signal du pseudolite n'est pratiquement pas perturbé par les signaux des satellites.

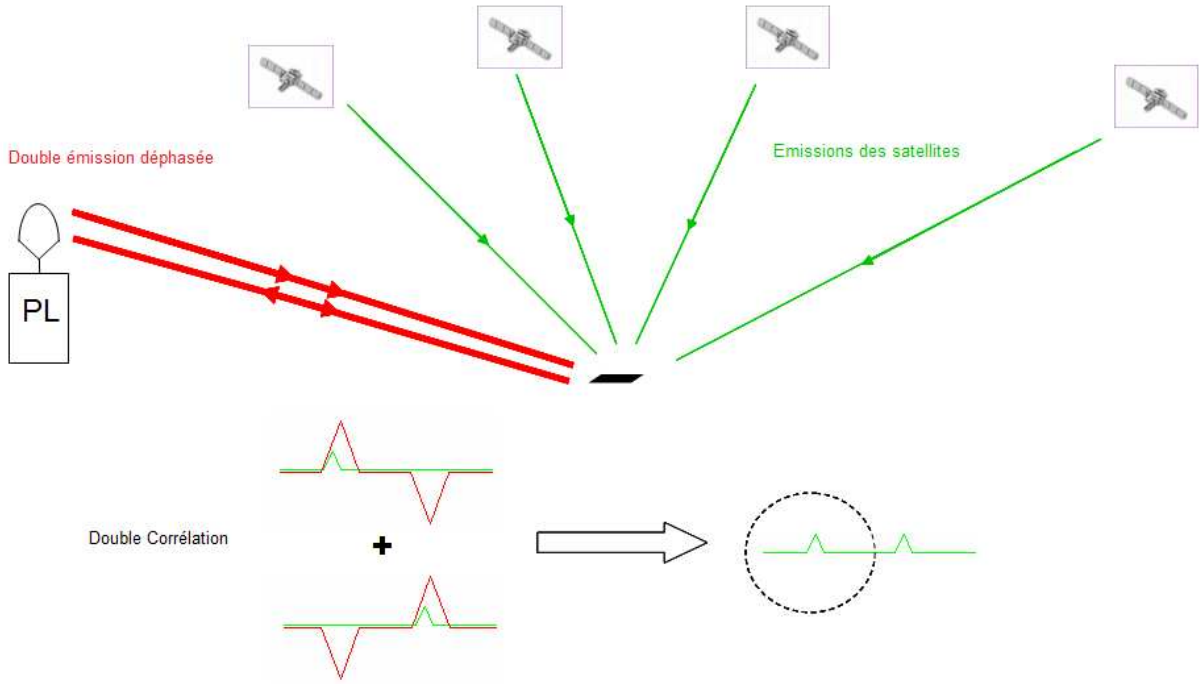


Figure 4.12 : Principe du fonctionnement de la TDE avec un émetteur en présence de n satellites

Il y a un second aspect qui ne peut pas être négligé lors de l'adaptation de la TDE à ce cas, c'est la différence Doppler. Nous en avons déjà abondamment parlé, mais elle prend ici un caractère essentiel. En effet, si nous considérons les différences Doppler entre le signal de chaque satellite et celui du pseudolite, on s'aperçoit que leur ordre de grandeur n'a plus rien à voir avec ceux que l'on a vus précédemment. A cause du mouvement des satellites, les différences entre les Doppler prennent des valeurs pouvant atteindre ±10 kHz. On en conclue qu'il est impossible de gérer ces Doppler sans mettre en œuvre la TDE étendue à la porteuse telle qu'elle a été présentée à la section 4.2.6. Il faudra donc d'abord disposer de la fréquence Doppler du pseudolite pour pouvoir l'utiliser et corriger la porteuse des corrélations décalées, comme pour la TDE dans le cas de deux pseudolites.

Maintenant que nous savons exactement comment adapter la TDE, nous allons voir ce qui change au niveau des équations.

4.3.2 Modification et adaptation des équations

La présence de plusieurs satellites et d'un pseudolite unique nous contraint à modifier quelque peu le formalisme. Ces modifications sont indiquées ci-dessous.

Le signal reçu au niveau de l'antenne du récepteur est à présent de la forme indiquée par l'équation (4.40) :

$$\begin{aligned} S(t) &= \sum_{k=1}^{ns} a_k.\sin((\omega+\omega_k).t+\theta_k).D_k(t).c_k(t-d_k)+n(t) \\ &+A_{pl}.\sin((\omega+\omega_{pl}).t+\theta_{pl}).D_{pl}(t).c_{pl}(t-d_{pl})-A_{pl}.\sin((\omega+\omega_{pl}).t+\theta_{pl}).D_{pl}(t).c_{pl}(t-d_{pl}-T_{1/2}) \end{aligned} \quad (4.40)$$

Avec :

n_s : le nombre de satellites
ω : la pulsation à la fréquence porteuse
a_k : l'amplitude du satellite k
ω_k : la pulsation due au Doppler sur le satellite k incluant la dérive du biais d'horloge
θ_k : la phase de la porteuse du signal du satellite k
D_k : le message de navigation du satellite k
c_k : le code du satellite k
d_k : la pseudodistance entre le récepteur et le satellite k
A_{pl} : l'amplitude du signal du pseudolite
ω_{pl} : la pulsation Doppler sur le pseudolite incluant la dérive du biais d'horloge
θ_{pl} : la phase de la porteuse du signal du pseudolite
D_{pl} : le message de navigation du pseudolite
c_{pl} : le code du pseudolite
d_{pl} : la pseudodistance entre le récepteur et le pseudolite

On cherche à acquérir et poursuivre le signal du satellite i.

La première étape de la méthode consiste à acquérir le signal du pseudolite et d'en extraire ω_{pl}, en mettant à profit l'hypothèse selon laquelle A_{pl} est très grand devant a_k pour tout k.

La seconde étape consiste à mettre en œuvre la double corrélation en utilisant ω_{pl} qui a été déterminée lors de la première étape. On corrèle donc S(t) de (4.40) avec (4.41) et (4.42) en parallèle:

$$\sin((\omega+\omega_i)t+\theta_{loc}).c_i(t-\tau) \tag{4.41}$$

Et

$$\sin((\omega+\omega_i)t+\theta_{loc}-\frac{(\omega_i-\omega_{pl}).T}{2}).c_i(t-\tau-T_{1/2}) \text{ pour } t\in\left]t_n;t_n+\frac{T}{2}\right] \tag{4.42}$$

$$\sin((\omega+\omega_i)t+\theta_{loc}+\frac{(\omega_i-\omega_{pl}).T}{2}).c_i(t-\tau-T_{1/2}) \text{ pour } t\in\left]t_n+\frac{T}{2};t_n+T\right]$$

Avec t_n l'instant de début de l'intégration, θ_{loc} la phase de la porteuse locale, τ le déphasage commandé du code et $T = 2T_{1/2}$ le temps d'intégration. Les signaux (4.41) et (4.42) correspondent aux signaux de poursuite utilisés avec la TDE étendue.

4.3.2.1 Elimination des termes d'intercorrélation issus du pseudolite

On veut vérifier que les termes d'intercorrélation entre les signaux issus du pseudolite (termes en A_{pl} dans (4.40)) sont bien éliminés. Encore une fois l'Annexe C détaille comment les termes de corrélation sont obtenus. On reprend les regroupements des termes d'intercorrélation de cette annexe, ce qui donne (4.43):

$$\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}).c_{pl}(t-d_{pl}).c_i(t-\tau).dt$$
$$-\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}-\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_{pl}(t-d_{pl}-T_{1/2}).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt \quad (4.43)$$
$$-\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}+\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_{pl}(t-d_{pl}-T_{1/2}).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$

et (4.44) :

$$-\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}).c_{pl}(t-d_{pl}-T_{1/2}).c_i(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}-\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_{pl}(t-d_{pl}).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt \quad (4.44)$$
$$+\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}+\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_{pl}(t-d_{pl}).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$

Les termes en A_{pl} se compensent tous, en utilisant les mêmes changements de variable que pour la TDE étendue à la porteuse vus à la section 4.2.6.
Il n'y pas de différences dans l'élimination de ces termes entre cette méthode et la TDE étendue à la porteuse avec deux pseudolites.

4.3.2.2 Le terme de signal utile

La première vraie différence avec la TDE étendue avec deux pseudolites vient de la partie utile du signal de corrélation qui ne présente plus les mêmes problèmes de perte de C/N0 en poursuite et en acquisition. En effet, contrairement à la TDE étendue à la porteuse utilisée avec deux émetteurs, le terme de signal utile en acquisition et en poursuite n'est perturbé par le terme en quadrature que sur la réplique : le signal direct n'est pas impacté. C'est ce que montre les équations de l'annexe C que l'on reprend ici.

L'expression (4.45) correspond au terme de corrélation utile en acquisition:

$$a_i\cos(\theta_i-\theta_{loc})\frac{\sin((\omega_i-\omega_{loc})T_{1/2})}{(\omega_i-\omega_{loc})T_{1/2}}\int_{t=0}^{t=T}c_i(t-d_i).c_i(t-\tau).dt$$
$$+a_i\cos(\theta_i-\theta_{loc}).\cos(\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\frac{\sin((\omega_i-\omega_{loc})T_{1/2})}{(\omega_i-\omega_{loc})T_{1/2}}\int_{t=0}^{t=T}c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$+\frac{a_i}{T}\sin(\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\int_{t=0}^{t=T/2}\sin((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt \quad (4.45)$$
$$-\frac{a_i}{T}\sin(\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\int_{t=T/2}^{t=T}\sin((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$

On remarque que le terme de corrélation utile de (4.45) a deux parties (en plus des deux termes en quadrature) :

- une partie qui correspond à la corrélation du signal direct avec la réplique locale directe
- une seconde partie affectée d'une pondération en $\cos(\frac{(\omega_{pl} - \omega_{loc}).T}{2})$ qui correspond à la corrélation de la réplique locale déphasée d'un demi-code avec le signal direct

Les résultats de simulation d'acquisition présentés en annexe D montrent d'une part que l'acquisition n'est nullement perturbée dès lors que l'on traque le premier pic de corrélation (qui correspond au premier terme de (4.45)). Ces résultats montrent d'autre part que les troisième et quatrième termes de (4.45) ont bien un impact assez limité sur la corrélation utile.

Si l'on s'intéresse à présent au cas de la poursuite, on reprend l'équation calculée en annexe C qui donne la corrélation en poursuite :

$$\frac{a_i}{T}\int_{t=0}^{t=T} c_i(t-d_i).c_i(t-\tau).dt + \frac{a_i}{T}\cos(\frac{(\omega_{pl}-\omega_i).T}{2})\int_{t=0}^{t=T}.c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt \qquad (4.46)$$

L'équation (4.46) montre qu'en phase de poursuite du signal, il ne reste plus que deux termes dont l'un est pondéré par un facteur en cosinus, comme pour l'acquisition.
La phase d'acquisition doit normalement amener le récepteur sur le pic direct, soit le premier terme de (4.46), le second étant pondéré par un cosinus dépendant de la différence Doppler entre le satellite et le signal du pseudolite. Cette dernière caractéristique peut s'avérer fort utile. En effet, comme seul le pic du signal direct n'est pas affecté par le facteur en cosinus, la symétrie s'en trouve cassée ce qui lève l'ambiguïté sur l'identité du pic de corrélation que l'on rencontrait avec la TDE et la TDE étendue à la porteuse. On est alors presque toujours capable de dire quel est le bon pic, sauf lorsque la différence Doppler est un multiple de 1 kHz (auquel cas le facteur censé atténuer le second pic vaut 1). Les dernières figures de la partie 3 de l'annexe D illustre le phénomène.

La conclusion de ceci est que l'on peut réaliser l'acquisition des satellites en utilisant la TDE sans conséquence importante sur le signal utile, que l'on est capable d'identifier le signal direct sans l'ambiguïté d'un demi-code de la TDE simple et que la poursuite ne dépend pas de la différence Doppler contrairement à la TDE étendue à la porteuse.

4.3.2.3 Influence des autres satellites

L'autre différence avec la TDE étendue à la porteuse est la présence des termes d'intercorrélation des autres satellites. Si l'on en croit le résultat présenté à la section C.2.3 de l'annexe C, il semble que les signaux des autres satellites n'aient guères plus d'influence que dans le cas du GPS classique. L'expression (4.47) rappelle le résultat donnant cette influence sur la corrélation de la présence d'un satellite $k \neq i$.

$$
\begin{aligned}
&a_k \cos(\theta_k - \theta_{loc}) \frac{\sin((\omega_k - \omega_{loc})T_{1/2})}{(\omega_k - \omega_{loc})T_{1/2}} \int_{t=0}^{t=T} c_k(t-d_k).c_i(t-\tau).dt \\
&+ a_k \cos(\theta_k - \theta_{loc}).\cos(\frac{(\omega_{pl} - \omega_{loc}).T}{2}) \frac{\sin((\omega_k - \omega_{loc})T_{1/2})}{(\omega_k - \omega_{loc})T_{1/2}} \int_{t=0}^{t=T} c_k(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt \\
&+ \frac{a_k}{T} \sin(\frac{(\omega_{pl} - \omega_{loc}).T}{2}) \int_{t=0}^{t=T/2} \sin((\omega_k - \omega_{loc}).t + \theta_k - \theta_{loc}).c_k(t-d_k).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt \\
&- \frac{a_k}{T} \sin(\frac{(\omega_{pl} - \omega_{loc}).T}{2}) \int_{t=T/2}^{t=T} \sin((\omega_k - \omega_{loc}).t + \theta_k - \theta_{loc}).c_k(t-d_k).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt
\end{aligned}
\qquad (4.47)
$$

L'expression (4.47) est aussi vraie en poursuite qu'en acquisition, les Doppler ω_i et ω_k étant à priori différents. Le premier terme de (4.47) est un terme de corrélation croisée que l'on rencontre dans le cas classique du GPS (voir l'Annexe A), il a donc la même influence. Le deuxième terme correspond au même terme croisé déphasé d'un demi-code, mais avec l'avantage d'une pondération en $\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).T/2)$. Cela signifie que l'influence du pic secondaire sera au pire équivalente à celle d'un terme d'intercorrélation supplémentaire. Enfin les deux derniers termes de (4.47) sont ceux dont l'influence n'excède pas celle d'un satellite dont le message de navigation connaitrait une transition au milieu de l'intégration, comme pour les cas précédents.

L'acquisition comme la poursuite seront donc peu perturbées par la présence des autres satellites, en tous cas moins que si l'on se trouvait en présence de deux fois plus de satellites (grâce au cosinus pondérateur). Les résultats de la section D.2 de l'annexe D montrent qu'en effet la présence d'un autre satellite ne perturbe pas l'acquisition.

4.3.3 Conclusion et perspectives sur la TDE à 1 pseudolite/ n satellites

La TDE peut donc être utilisée avec une constellation GNSS extérieure et un pseudolite. La première condition de bon fonctionnement étant que le signal du pseudolite soit toujours celui qui provoque l'éblouissement car les émissions des satellites ne sont pas conçues pour être supprimées comme les signaux terrestres de la TDE simple.
Nous avons vu que certains problèmes que posent la TDE étendue à la porteuse (que l'on utilise obligatoirement ici à cause des différences Doppler importantes) sont levés. De plus on est capable, contrairement à la TDE dans le cas d'une constellation locale, de différencier dans la corrélation le signal direct et la corrélation décalée d'une demi période de code.

Le seul facteur vraiment limitatif est qu'on ne peut utiliser qu'un seul émetteur terrestre car la gestion simultanée de deux Doppler est impossible, sauf à envisager des systèmes s'apparentant à des pseudolites pulsés. On pourrait par exemple avoir 3 ou 4 pseudolites mais dont chacun émettrait tour à tour pendant une milliseconde, selon un cycle de 3 ou 4 millisecondes. Le récepteur pourrait ainsi poursuivre chaque pseudolite et n'aurait à gérer qu'un seul Doppler à la fois. Pour cela il ne faudrait pas avoir des variations dynamiques trop importantes durant les 2 ou 3 millisecondes pendant lesquelles le pseudolite n'émet pas, mais cela peut s'envisager.

Si l'on reste pour l'instant sur le cas à un pseudolite, la méthode en elle-même est tout-à-fait envisageable, ses performances étant comparables à celles des autres TDE et même équivalente à celle des pseudolites pulsés avec l'avantage supplémentaire de la stabilité,

comme nous allons le voir dans la section suivante qui est consacrée aux facteurs influençant les performances des méthodes TDE que nous avons présentées.

4.4 Facteurs influençant les performances

Dans la section 4.2 nous avions insisté sur la différence de Doppler entre les émetteurs dont nous avons pu voir qu'elle pouvait avoir une influence sur les performances de la méthode. Il y a d'autres facteurs qui peuvent influencer ces performances et nous nous intéressons ici aux principaux d'entre eux, la liste présentée ici n'étant pas exhaustive, qui pourraient mettre en échec l'utilisation de la TDE. Nous parlons en premier lieu du bruit thermique, nous revenons ensuite sur le Doppler mais en évoquant cette fois-ci l'instabilité de la fréquence liée à l'oscillateur du récepteur et nous verrons si celle-ci est compatible avec la TDE. Enfin, nous mettrons en évidence les problèmes posés par la présence du message de navigation.

4.4.1 Le bruit

Le bruit blanc, principalement d'origine thermique, est toujours présent dans les mesures d'un récepteur. Il constitue une des sources d'erreur majeures qu'il est possible de filtrer dans certaines conditions. Son niveau conditionne également la capacité d'un récepteur à capter le signal provenant d'un émetteur : si la puissance est trop faible par rapport au bruit, le récepteur se trouvera incapable de le détecter. Nous voulons étudier ici son influence sur la mesure de la pseudodistance dans une boucle de code utilisant les méthodes de double émission. Pour cela nous réalisons quelques simulations qui permettent de l'évaluer.
Nous procédons ainsi : on utilise à l'émission le PRN 6 du GPS (on aurait pu prendre n'importe quel autre PRN), en induisant sur sa phase une pseudodistance connue. Nous ajoutons à ce signal un bruit correspondant à un rapport signal sur bruit donné. On démodule ensuite ce signal avec les boucles de code et de phase du GPS, en utilisant la TDE. Toutes les intégrations des boucles sont faites sur 1 milliseconde, les bandes de bruit de leurs filtres sont de Bn = 1 Hz pour la boucle de code et Bn = 10 Hz pour la boucle de phase (voir l'annexe A pour la signification de ces paramètres). On récupère ensuite la pseudodistance mesurée par les boucles et on la compare à la valeur induite sur le signal émis. Nous mesurons ensuite l'écart-type du résultat obtenu, qui correspond à une évaluation du niveau de bruit. Les résultats sont donnés en mètres.

Pour pouvoir établir des comparaisons, nous réalisons d'abord la simulation pour une boucle standard n'utilisant pas la TDE.

La figure 4.13 présente les résultats obtenus pour différents niveaux de bruit, avec la boucle standard, la TDE simple et la TDE étendue à la porteuse pour trois valeurs de différences Doppler (50 Hz, 250 Hz et 500 Hz).

Sur la figure 4.13, on voit que les différences de l'influence du bruit jouent surtout pour les C/N0 les plus faibles. Inversement pour des C/N0 élevés, les différences sont faibles (moins de 1 mètre d'erreur jusqu'à 45 dB.Hz).

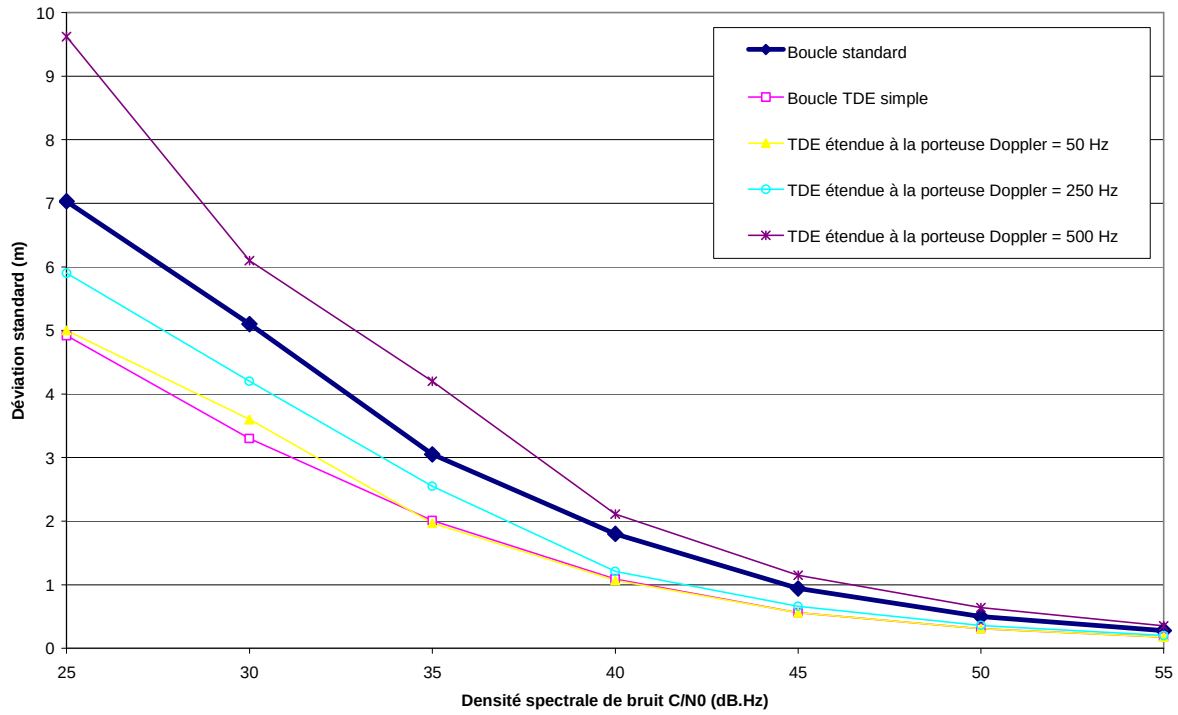


Figure 4.13 : les performances comparées des boucles TDE en termes de bruit

Il peut sembler curieux que la TDE simple soit apparemment meilleure, assez largement même, que la boucle standard en terme de bruit. Cependant, n'oublions pas que la TDE simple permet de récupérer le double de la valeur de corrélation normale, si l'on en croit l'équation (4.12). Ainsi, sur les deux signaux qui sont émis, on récupère l'intégralité de leur énergie à tous les deux. C'est pour cela que pour un même niveau de bruit, la TDE est meilleure que la boucle standard. Ce résultat est remarquable car cela signifie qu'en envoyant deux émissions décalées, non seulement on peut éliminer les interférences mais en plus on ne perd pas d'énergie. Il faut toutefois pondérer les résultats de la figure 4.13 par le rappel du fait qu'il n'est pas tenu compte ici du bruit qu'occasionne les opérations supplémentaires d'addition et de corrélation. Cependant, la perte de bruit due à ces opérations est inférieure au gain de corrélation (une addition n'occasionne pas 3 dB de facteur de bruit en plus!).
Pour la TDE étendue à la porteuse, conformément à ce que nous avons établi à la section 4.6.2.3, elle souffre plus du bruit si la différence Doppler est plus large. Elle se confond pratiquement avec la courbe de la TDE simple à 50 Hz. On aurait pu penser que la courbe à 500 Hz se confondrait avec celle de la boucle standard. C'est pratiquement vrai pour des C/N0 supérieurs à 40 dB-Hz. Pour des C/N0 inférieurs il semble que ce ne soit pas le cas. On peut donc en conclure que la TDE étendue à la porteuse à 500 Hz est plus sensible au bruit qu'une boucle standard.

La figure 4.14 regroupe ce qui peut concerner les cas d'un pseudolite utilisé avec une constellation GNSS, on y évalue l'impact du bruit sur la poursuite des satellites en présence d'un pseudolite. On y retrouve les résultats obtenus avec une boucle standard, une boucle standard en présence d'un pseudolite pulsé à 10 % et une boucle utilisant la TDE étendue à 1 pseudolite et n satellites.
Les résultats pulsés sont réalisés avec une boucle standard en considérant que le signal du pseudolite n'est émis que durant 10 % du temps. On intègre donc pendant 90% du temps pour chaque émetteur, ce qui entraîne une perte de corrélation de 0.5 dB. On se place alors dans le cas idéal où le pulse surpuissant du pseudolite est « coupé » lors de l'intégration. Opération

qui n'est pas si simple à réaliser correctement dans la pratique. L'intégration peut également se faire sans couper le pulse, il en résulte une dégradation plus importante des performances en termes de bruit (Voir le chapitre 2 pour plus de détails sur le principe des pseudolites pulsés et leurs limitations).

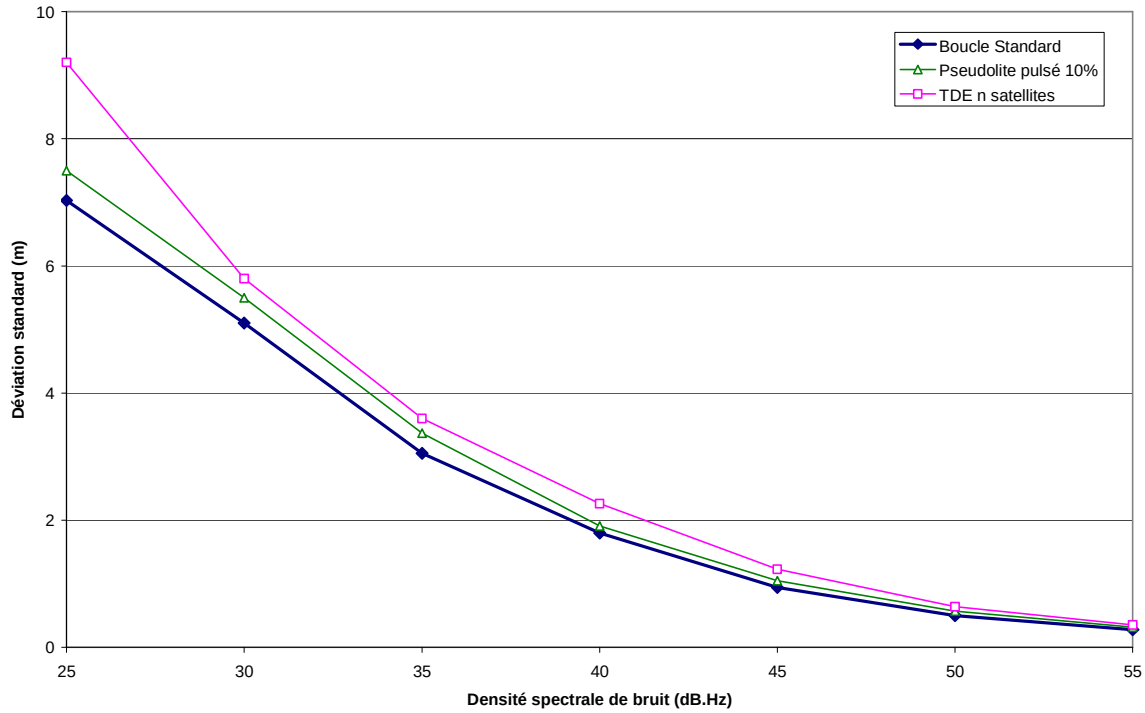


Figure 4.14 : Comparaison de performances en termes de bruit de poursuite des signaux satellites entre la TDE n satellites et un système pseudolite pulsé à 10 %

La version de la TDE étendue à n satellites a des niveaux de bruit qui ne dépendent pas de la différence Doppler. Elle est néanmoins globalement moins performante qu'une boucle standard et légèrement moins performante qu'une boucle en présence de pseudolite pulsés à 10 % dans les conditions que nous avons cités plus haut. Cela s'explique par le fait que nous avons pour la TDE en question une émission simple (celle du satellite) qui est traitée par deux corrélations distinctes et parallèles. Il n'y a donc plus, contrairement à la TDE simple, de gain d'énergie sur la corrélation mais au contraire un ajout de bruit supplémentaire causé par l'utilisation de deux corrélations. Ce bruit reste manifestement supérieur à celui induit par la perte des 10% de corrélation lorsqu'on utilise un pseudolite pulsé. La dégradation reste toutefois mesurée : elle va de 2 centimètres jusqu'à 20 centimètres pour les C/N0 les plus faibles. De plus si l'on veut poursuivre la comparaison avec le cas d'un pseudolite pulsé, n'oublions pas que l'éloignement du pseudolite lorsqu'il est pulsé provoque une dégradation rapide du C/N0 du signal (à cause du code qui n'est émis que 10 % du temps), ce qui le rend vite inutilisable alors que la TDE permet son utilisation que l'on se trouve très près ou très loin du pseudolite. Les 10 dB de différence de puissance peuvent finir par peser lourd pour la portée, surtout pour une application extérieure telle que l'atterrissage des avions sur un aéroport.

Ainsi, on peut dire que, quelle que soit la méthode TDE utilisée, les performances sont globalement tout-à-fait comparables à celles d'une boucle standard en présence de bruit. La TDE étendue à la porteuse montre des performances dégradées par rapport à une boucle standard pour des C/N0 faibles, mais elle est plus robuste dans sa version n satellites. En

revanche, la double émission n'occasionne aucune perte d'énergie ce qui permet d'améliorer les performances en terme de rapport signal sur bruit pour la TDE simple et la TDE étendue à condition que la différence de Doppler n'excède pas quelques centaines de Hz.

4.4.2 Instabilité de la mesure du Doppler

Nous avons beaucoup insisté précédemment sur l'influence du Doppler, nous avons vu qu'elle pouvait être importante et que dans certaines applications il valait mieux utiliser la méthode étendue à la porteuse pour la supprimer tout à fait.
La dynamique et l'environnement géométrique ne sont pas les seuls facteurs qui peuvent influencer la mesure Doppler. En effet la stabilité à court terme de l'oscillateur du récepteur est aussi un facteur potentiellement important car si durant l'intégration la fréquence de l'oscillateur (qu'on appelle aussi la dérive du biais d'horloge) change trop, les performances de la TDE pourraient en pâtir. Cette stabilité à court terme peut dépendre de la température, de la dynamique du récepteur (certains oscillateurs sont sensibles aux accélérations) et de l'âge du cristal (s'il s'agit d'un quartz). L'instabilité est caractérisée par un bruit de phase présent dans la sinusoïde que l'oscillateur est censé produire. L'équation (4.48) montre la sortie d'un oscillateur :

$$S(t) = \sin\left(2\pi.f_0.t + n_\sigma(t)\right) \tag{4.48}$$

Avec f_0 la fréquence central et $n_\sigma(t)$ le bruit de phase.
Comme on le constate dans (4.48), le bruit de phase dépend du temps, ce qui signifie que la fréquence distillée par l'oscillateur ne sera pas exactement f_0, mais f_0 plus une fréquence d'erreur qui change au cours du temps.
Pour la TDE, il est important que cette fréquence ne change pas démesurément pendant l'intégration d'un corrélateur, nous devons donc le vérifier en étudiant le bruit phase de deux récepteurs GPS avec des oscillateurs de qualités différentes.
Pour cela nous allons déterminer ce qu'on appelle la variance d'Allan (les écarts type) qui permet d'évaluer le bruit de phase d'un oscillateur sur un intervalle de temps donné. [Allan 1996]. Les variances d'Allan expriment la variation de la fréquence d'erreur de l'oscillateur, on les calcule habituellement de la manière suivante :

Soit $f(t_k)$ la fréquence réelle (incluant le bruit de phase) mesurée en sortie de l'oscillateur à l'instant de mesure t_k. La variance d'Allan se calcule alors comme suit:

$$\sigma_f^2(\tau) = \frac{1}{2(N-1)} \sum_{k=1}^{N-1} \frac{f(t_{k+1}) - f(t_k)}{f_0} \tag{4.49}$$

Avec N très grand correspondant au nombre total d'échantillons pris pour calculer la variance et τ l'intervalle de temps entre les échantillons $f(t_k)$.

Pour nos expériences nous utilisons deux récepteurs professionnels : la carte Lassen SKII Trimble et un récepteur DSM 132 de chez Trimble également. Ces récepteurs sont relativement anciens, une quinzaine d'année pour le premier et une dizaine pour le second, mais il est intéressant de les étudier car nous savons que toutes les cartes GPS les plus récentes ont des oscillateurs encore meilleurs en termes de stabilité à court terme.

Pour calculer les variances d'Allan, nous utilisons la dérive du biais d'horloge elle-même calculée par le récepteur. En effet cette dérive correspond exactement au bruit de phase de l'oscillateur dont nous cherchons à quantifier l'évolution. Notre calcul diffère légèrement de (4.49) au sens où les résultats que nous présentons ne sont pas normalisés car ce qui nous intéresse c'est précisément une caractérisation de l'écart-type σ_f en Hz. Les récepteurs délivrant la dérive du biais d'horloge à raison d'une valeur par seconde, nous calculons les σ_f pour $\tau = 1$ seconde.

La figure 4.15 montre les courbes des dérives de biais d'horloge des oscillateurs :

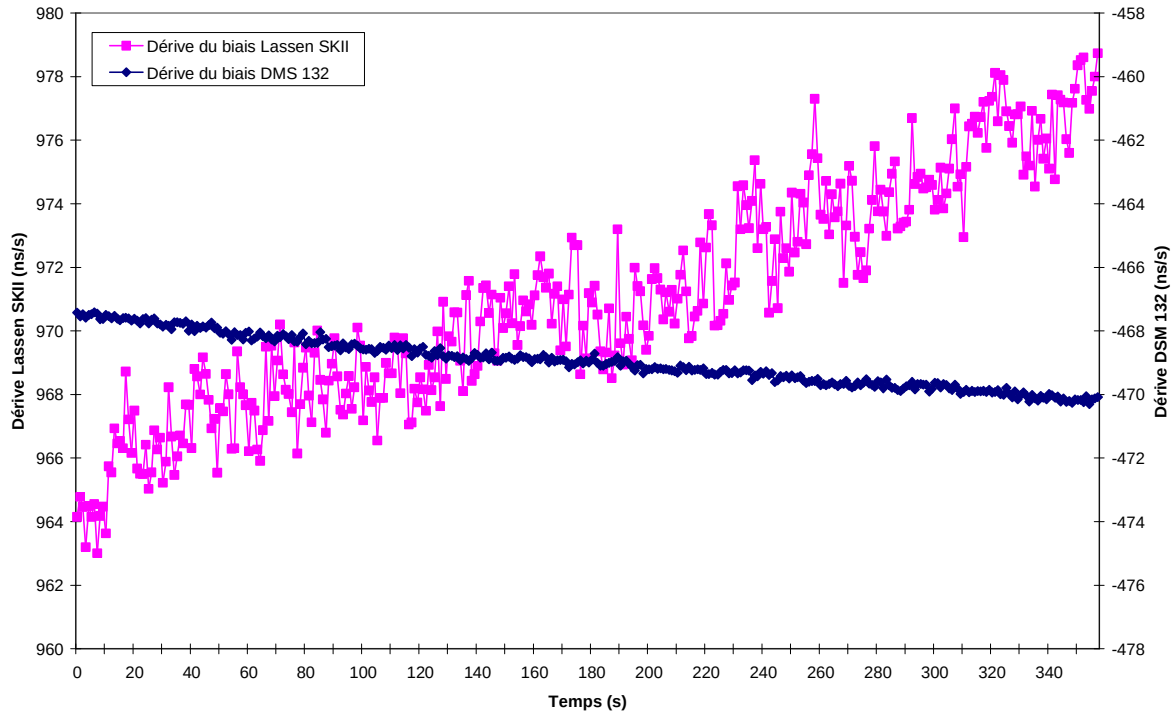


Figure 4.15 : Evolution de la dérive du biais d'horloge pour le récepteur Lassen SKII et le DSM 132 à la même échelle

La figure 4.15 met en évidence la différence de qualité entre les oscillateurs des deux récepteurs GPS. Le DSM 132 a un bruit de phase très faible par rapport à celui du récepteur Lassen SKII.
Les calculs des écarts-type $\sigma_f(\tau=1)$ donnent les résultats suivants pour la fréquence porteuse :

Lassen SKII : $\sigma_f(\tau=1) = 1.5$ Hz

DSM 132 : $\sigma_f(\tau=1) = 0.12$ Hz

Cela signifie qu'en une seconde le bruit de phase fait varier la fréquence d'environ 1.5 Hz en moyenne pour la Lassen SKII et de 0.12 Hz sur le DSM 132. Ces valeurs sont-elles assez grandes pour perturber significativement un récepteur utilisant la TDE ?

On peut écrire la fréquence du récepteur ainsi : $f(t) = f_0 + \sigma_f(t)$, avec $\sigma_f(t)$ le bruit sur la fréquence dont $\sigma_f(\tau=1)$ est l'écart type.

Rappelons que l'on travaille avec des intégrations de l'ordre de la dizaine de millisecondes au maximum. On peut supposer raisonnablement que pour une évolution aussi courte et étant donné les propriétés de stabilité des oscillateurs, on a $\sigma_f(\tau=0.010) \leq \sigma_f(\tau=1)$. Ce qui donne dans le pire des cas une évolution de l'ordre de 1.5 Hz pour la carte Lassen LP et de 0.12 Hz pour le DSM 132 au cours d'une intégration. Les pentes des limites des zones de la figure 4.8 permettent de voir que l'influence va dépendre de la différence de Doppler entre les émetteurs.
Pour une différence Doppler élevée, les pentes sont faibles et un bruit de 1 Hz ne provoque un changement de la limite que de 0.1 dB par Hz, donc une influence négligeable. Si la différence Doppler est proche de zéro, les variations sont plus importantes, mais de l'ordre de 3 dB/Hz au maximum et autour de position dont les limites sont élevées (plus de 80 dB).

Finalement, même pour le plus bruité des deux oscillateurs, la TDE ne subira qu'une dégradation très faible de ses performances. On rejoint en fait les nécessités du positionnement GNSS classique qui lui-même a besoin d'un oscillateur très stable à court terme pour qu'au cours d'une intégration la fréquence n'ait pas évoluée trop fortement. D'ailleurs, le sens de l'évolution actuelle de la technologie des oscillateurs intégrés dans les récepteurs est d'avoir un bruit de phase le plus faible possible. Pour cela on peut citer l'oscillateur à quartz compensé en température (TCXO) qui comme son nom l'indique compense le facteur qui influence principalement l'instabilité de la fréquence, c'est-à-dire la température. Ce type d'oscillateur a déjà été utilisé dans des récepteurs destinés à des pseudolites il y a quelques années par [Lee & al 2004], même si aujourd'hui on intègre dans les récepteurs professionnels de génération plus récente des oscillateurs à quartz thermostaté (OCXO) plus performants.

En conclusion, l'instabilité de l'oscillateur induit une dégradation très faible qui reste tout-à-fait acceptable et ne nécessite pas de compensation.

4.4.3 Le message de navigation

La présence d'un message de navigation sur le signal du pseudolite peut s'avérer néfaste pour l'élimination des interférences si une transition d'un bit de ce message de navigation survient pendant la corrélation. En effet il faut bien avoir à l'esprit que lorsque l'on élimine les interférences, on ne poursuit pas le signal que l'on élimine, l'intégration ne peut donc pas être synchronisée pour éviter cette situation. On se trouve donc dans une situation où les transitions peuvent potentiellement surgir à n'importe quel instant d'une intégration et perturber l'élimination des termes.
Pour les applications GPS extérieures classiques, on ne pose pas la question car les Doppler différents et les puissances voisines entre les signaux issus de satellites distincts limitent la gêne provoquée par ce genre de situation (que l'on rencontre en permanence). En revanche il n'en est pas de même pour la TDE car dans ce cas les Doppler sont très proches et les puissances très contrastées.
L'impact de ce phénomène sur la TDE est plutôt délicat à évaluer théoriquement car il dépend à la fois de l'instant où la transition se produit et des codes impliqués dans l'intercorrélation.

La figure 4.16 présente des résultats de simulation présentant l'impact sur la TDE de la présence d'une transition du message de navigation en fonction de l'instant auquel elle survient.

Les simulations ont été réalisées pour deux types d'intercorrélation : une entre code C/A impliquant le PRN 6 et le PRN 28 et une autre impliquant une séquence maximale décalée comme dans un système répélite.
Pour obtenir les résultats présentés, on a évalué le rapport Signal sur Interférence induit par la présence de la transition en fonction de l'instant t où elle se produit. Il faut garder à l'esprit que lorsque la transition survient hors de l'intégration, le rapport Signal sur Interférence est infini car la TDE les éliminent intégralement.

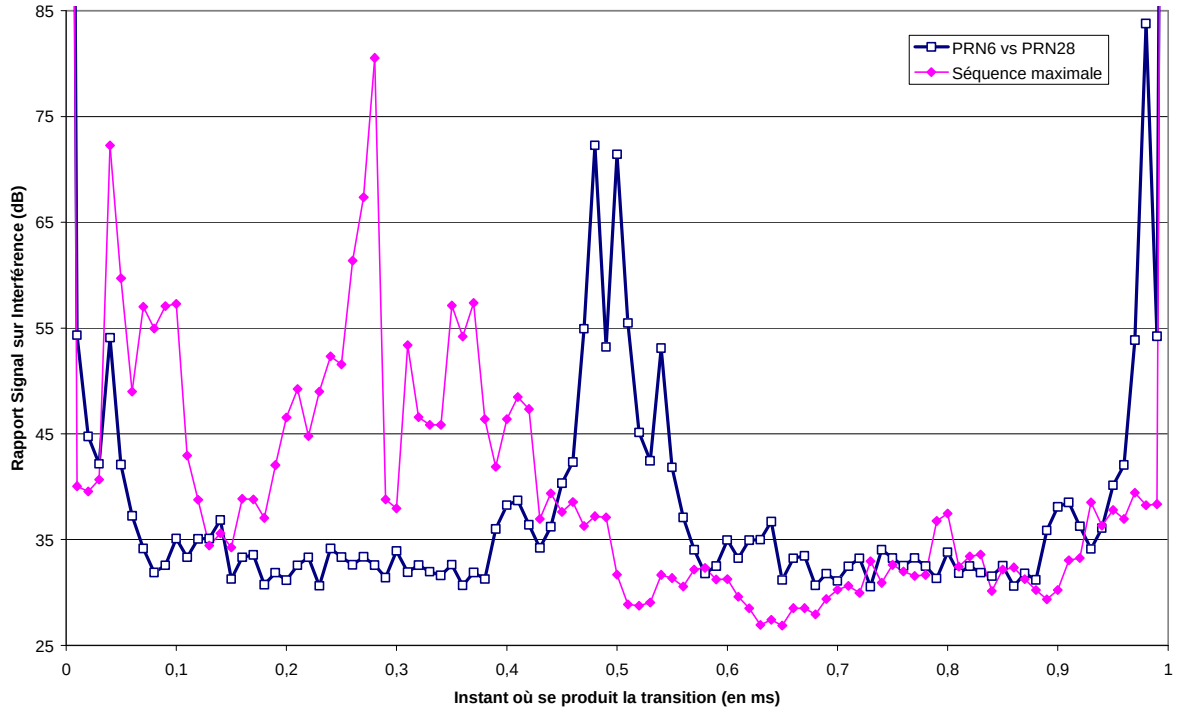


Figure 4.16 : Impact sur la TDE de l'apparition d'une transition du message de navigation pendant l'intégration sur le rapport signal sur Interférence

Les courbes de la figure 4.16 ne montrent pas de symétrie, ce qui n'est pas surprenant car l'apparition de la transition casse la symétrie sur laquelle s'appuie la TDE. L'aspect chaotique des courbes pour la séquence maximale et pour les intercorrélations croisées fait qu'il n'y a pas de valeur véritablement remarquable de l'instant de transition pour laquelle on pourrait dire que la TDE est plus dégradée que pour une autre. Seules les extrémités de la figure, correspondent à des instants où le Rapport Signal sur Interférence est meilleur, principalement parce que peu d'éléments de l'intégration voient leur signe inversé.
Ce que l'on peut retenir sont les valeurs extrêmes de rapport Signal sur Interférence. On voit qu'il peut rester élevé, jusqu'à 70-80 dB ou chuter jusqu'à 30 à 25 dB dans le pire des cas. En moyenne les plus basses, il reste autour de 30 dB pour les intercorrélations entre codes et pour la séquence maximale.

Cela signifie qu'une transition de code survenant ponctuellement peut perturber sur une intégration la méthode jusqu'à hauteur d'une trentaine de dBs. En d'autres termes, si le signal le plus faible est ébloui de plus de 30 dB, ponctuellement il sera perturbé.

On doit également se poser la question de l'occurrence de ces transitions. En prenant l'exemple du message de navigation GPS, on a une transition possible toutes les 20 millisecondes. Si on considère que la transition a une chance sur deux de se produire toutes

les 20 millisecondes (on a une chance sur deux de changer de bit, on admettant que statistiquement il y a autant de 0 que de 1 dans le message), cela signifie qu'en moyenne on a une intégrale d'une milliseconde sur quarante affectée pour chaque émetteur présent.

Cela reste faible mais on peut tout de même proposer plusieurs solutions :

- Une première solution peut consister à ne rien faire et laisser les filtres des boucles éliminer les influences de ces intégrations erratiques. C'est envisageable puisque cela ne survient que toutes les 40 millisecondes (et sans forcément être énorme d'après la figure 4.16). Il faut quand même que peu d'émetteurs soient impliqués. En effet si on a plusieurs émetteurs en même temps qui sont puissants, les transitions seront plus nombreuses et les filtres peuvent ne plus savoir gérer.

- Une deuxième solution peut consister à supprimer dans la boucle les intégrations comportant des transitions gênantes. Elles sont aisées à identifier puisque leurs valeurs sont élevées. Considérant de plus que les mouvements de l'antenne du récepteur ne sont pas extrêmes, la perte d'une milliseconde d'intégration (si on reste sur l'exemple du GPS sur L1) ne sera pas trop problématique. Cette méthode, comme la précédente, fonctionnera correctement à condition que le nombre d'émetteurs puissants soient limités.

- Enfin une troisième solution, la plus radicale mais la plus sûre, est de ne pas mettre du tout de message de navigation sur l'émetteur terrestre. C'est envisageable car l'émetteur terrestre est fixe, donc les informations du message de navigation qui concernent principalement la position de l'émetteur peuvent être transmises par le truchement d'un autre système de communication. L'émetteur terrestre n'a pas les contraintes de diffusion globale d'un satellite, on peut donc en profiter.

- Il y aussi une solution intermédiaire consistant à faire transmettre par le pseudolite un message de navigation plus lent que celui d'un satellite. Ceci pourrait être envisagé pour un pseudolite en présence d'une constellation GNSS ou si l'on veut vraiment faire du positionnement précis.

En somme, le message de navigation peut s'avérer problématique mais n'est en aucune façon un obstacle à la mise en œuvre de la TDE.

On peut dire de même pour l'ensemble des trois facteurs influençant les performances : le bruit comme la stabilité de l'oscillateur ne sont pas plus problématique que dans un système GNSS classique.

4.5 Conclusion

Le présent chapitre a présenté et décrit en détails une méthode permettant de supprimer intégralement les effets de l'éblouissement sur la corrélation dans un système utilisant des émetteurs locaux tels que les pseudolites ou les répélites.
Le principe de la Technique de la Double Emission consiste à émettre sur la même antenne deux émissions déphasées d'une longueur d'un demi-code PRN. Lorsque l'on a deux émetteurs de ce type, si sur l'un de ces deux émetteurs on déphase la réplique de π, on est alors capable par une simple addition de deux corrélations menées en parallèle de supprimer

les termes de corrélations croisées de l'autre émetteur sans affecter le signal de celui que l'on cherche à poursuivre.
Cette méthode est efficace mais sensible à la différence Doppler entre les deux émetteurs. L'acquisition du signal réclame donc une procédure particulière, mais pas très différente de celle du GPS classique. En poursuite la sensibilité à la différence Doppler s'exprime également et l'on a montré que si quelques Hz voire une dizaine de Hz de différence Doppler entre les deux émetteurs permettaient de maintenir l'efficacité de la technique, elle pouvait se dégrader significativement pour des différences Doppler supérieures à 100 Hz.
C'est ce qui a amené à faire évoluer la méthode qui se décline finalement sous trois formes différentes. D'abord la TDE dite simple qui correspond à celle que l'on vient de décrire. Ensuite la TDE étendue à la porteuse pour laquelle on tient compte de la différence Doppler entre les deux émetteurs pour compenser son effet négatif. Enfin la TDE étendue à 1 pseudolite/n satellites qui est une version dérivée de la précédente et adaptée aux signaux GNSS.
La TDE étendue à la porteuse se montre efficace pour éliminer les termes d'éblouissement en présence de Doppler. Elle a en revanche le défaut de dégrader la corrélation principale en poursuite si les Doppler sont importants et se montre parfaitement inefficace en acquisition.
Elle reste tout de même intéressante à employer en poursuite, un récepteur pourra donc choisir d'utiliser cette méthode ou la TDE simple selon l'application.

Mais la force de l'ensemble des méthodes dérivées de la TDE résident dans le fait que le signal qui permet de supprimer les interférences est émis par le même émetteur. Ainsi tous les phénomènes physiques subis par le signal direct seront les mêmes que celui de sa version déphasée. Il résulte de ceci que les trajets indirects du signal interférant sont également éliminés.

Autre gain substantiel, il s'est avéré qu'il n'y a aucune déperdition d'énergie avec la TDE simple. Le fait d'émettre deux signaux sur la même antenne permet de récupérer l'intégralité de l'énergie provenant des deux signaux, d'où une amélioration appréciable du rapport signal sur bruit après corrélation. Les deux autres méthodes TDE montrent des signes de dégradation mineure face au bruit, mais elles ne sont pas assez significatives pour remettre en question l'intérêt de ces méthodes. Enfin, ni les instabilités de l'oscillateur, ni les problèmes liés à la présence du message de navigation ne remettent en cause la faisabilité de la technique.

On le perçoit bien, la méthode est plus efficace et plus simple d'utilisation que bien d'autres vues au chapitre 2. Elle a cependant un problème de taille : en l'état on ne peut pas la généraliser à plus de 2 émetteurs. On a imaginé pour le cas d'une constellation locale que la répartition des émetteurs pouvait tenir compte de ce handicap, mais dans l'absolu on se trouve dans la situation où l'on est incapable d'éliminer l'intégralité des signaux provenant de l'ensemble de la constellation locale, tout en conservant celui que l'on poursuit.
Le chapitre 5 montre une évolution de la méthode qui permet, en gardant des principes similaires, de répondre à cette problématique du cas de plusieurs émetteurs, mais cette fois-ci en employant exclusivement des répélites et une séquence maximale.

Chapitre 5 : Technique de la Double Emission généralisée à n répélites

5.1 Introduction

Notre but de réduction de l'éblouissement des signaux dans un système de positionnement indoor utilisant les principes du CDMA progresse. En effet le chapitre 4 a montré qu'il était possible d'éliminer en intégralité, au moins théoriquement, les effets de l'éblouissement d'un émetteur sur l'autre moyennant l'utilisation d'une méthode de double émission déphasée, appelée TDE. La limitation majeure que rencontre cette méthode est, si l'on veut résumer simplement, qu'elle ne fonctionne que pour deux émetteurs dont les signaux interfèrent l'un sur l'autre. Cette restriction est problématique pour le positionnement indoor car plusieurs signaux peuvent provoquer de l'éblouissement sur la réception d'un seul. Dans le cas d'une constellation à quatre émetteurs, on peut très bien avoir trois émetteurs interférant fortement sur la réception du quatrième et il peut s'avérer que ce quatrième émetteur permette d'améliorer considérablement la dilution de précision et de réaliser un meilleur calcul de position.
La TDE et ses déclinaisons présentées au chapitre 4 ne permettent pas de résoudre totalement ce problème pour une constellation de pseudolites. En revanche, pour résoudre cette problématique, il est possible d'exploiter certaines spécificités d'un système de répélites tel qu'il est décrit au chapitre 1. Pour cela il faut d'une part utiliser une séquence maximale comme au chapitre 3 et d'autre part doubler l'émission sur chaque antenne comme pour la TDE décrite au chapitre 4. Cette méthode de réduction de l'éblouissement dans un système de répélites, que l'on appelle la TDE maximale, est l'objet du présent chapitre.
La première partie est consacrée aux aspects théoriques de la nouvelle méthode. Nous y verrons ce qui change par rapport à la TDE et pourquoi elle ne peut s'appliquer qu'à un système répélite utilisant une séquence de longueur maximale.
La deuxième partie met en lumière les limitations de la méthode, dont la plus forte est en rapport avec la fréquence d'échantillonnage. Les causes y sont analysées et des solutions pour la pallier proposées. Il est également question dans cette deuxième partie des restrictions des performances causées par la différence Doppler, restrictions qui avaient déjà été mentionnées dans le chapitre 4 et que l'on retrouve à nouveau ici.
La troisième partie est consacrée à la présentation de simulations ayant été réalisées en mettant en œuvre les différentes méthodes de réduction de l'éblouissement vues jusqu'ici. L'objectif est de comparer les performances obtenues sur la mesure du code en poursuite, mais également d'évaluer l'influence de certains paramètres, notamment les filtres de boucle, dans le but d'améliorer la résistance à l'éblouissement des méthodes TDE.

5.2 Principes de la TDE maximale

Nous présentons ici les assises théoriques de ce que nous appellerons la TDE maximale. Une méthode qui ressemble beaucoup à la Technique de la Double Emission, sauf qu'elle ne fonctionne que pour les répélites utilisant une séquence maximale. Nous allons voir pourquoi ici, d'abord de façon générale à travers le discours et quelques figures d'illustrations puis par les équations en poursuite et en acquisition (ou en présence de Doppler).

5.2.1 Retour à la séquence maximale

Le chapitre 3 a mis en lumière l'intérêt que l'on pouvait trouver à utiliser une séquence maximale avec des répélites. La fonction d'autocorrélation de ce code PRN particulier a la propriété de présenter toujours le même niveau de pic secondaire en dehors du pic principal de corrélation, comme le montre la figure 5.1.

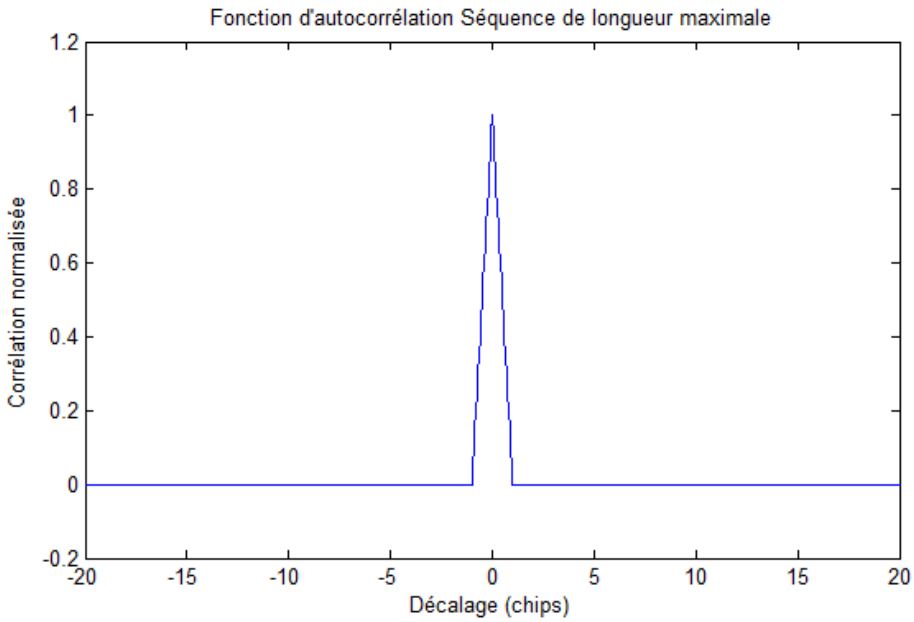


Figure 5.1 : Fonction d'autocorrélation théorique d'une séquence maximale

Dans le chapitre 3, la séquence maximale était intéressante car les pics secondaires prenaient tous la valeur la plus faible. Il suffisait donc de décaler les émissions d'une largeur plus grande que celles du pic principale de corrélation pour obtenir une émission moins sensible à l'éblouissement.
Nous avons cependant vu que la réduction de l'effet de l'éblouissement se limitait dans ces cas là à 25 voire 30 dB pour les meilleurs des cas, ce qui est insuffisant dans bien des situations.
Nous avons vu au chapitre 4 une méthode plus performante en termes d'élimination de l'éblouissement. La TDE ne fonctionne malheureusement bien qu'avec deux émetteurs.

Pour la méthode que nous présentons ici, nous réutilisons les propriétés des deux techniques précédentes.

- De la TDE, on reprend le principe d'une émission double déphasée sur la même antenne.
- De la séquence maximale, l'idée cette fois-ci ne consiste pas tant à utiliser le fait que les pics secondaires soient faibles mais plutôt qu'ils ont un niveau unique.

La TDE maximale fonctionne alors de la manière suivante :

Sur chaque antenne des répélites, on envoie deux émissions déphasées d'une certaine fraction de code auquel s'ajoute un déphasage de π. Cela ressemble à la TDE du chapitre 4, mais à la différence notable qu'aucune contrainte n'existe sur le décalage entre les deux émissions : on

n'a plus l'obligation de déphaser d'une demi-période, le choix du retard sur le code est libre. Le but est que l'intercorrélation soit nulle là où se situent les pics de corrélation principaux. Pour obtenir cette annulation, seuls les répélites avec une séquence de longueur maximale peuvent être utilisés car il faut que les pics secondaires de la fonction d'intercorrélation du code unique soient tous égaux pour que la somme des intercorrélations soit nulle.

On peut alors démontrer, on le verra à la section 5.2.2, que la fonction résultant de la corrélation du signal avec la séquence maximale d'origine, s'annule partout sauf au niveau des pics principaux de corrélation, comme le montre la figure 5.2.

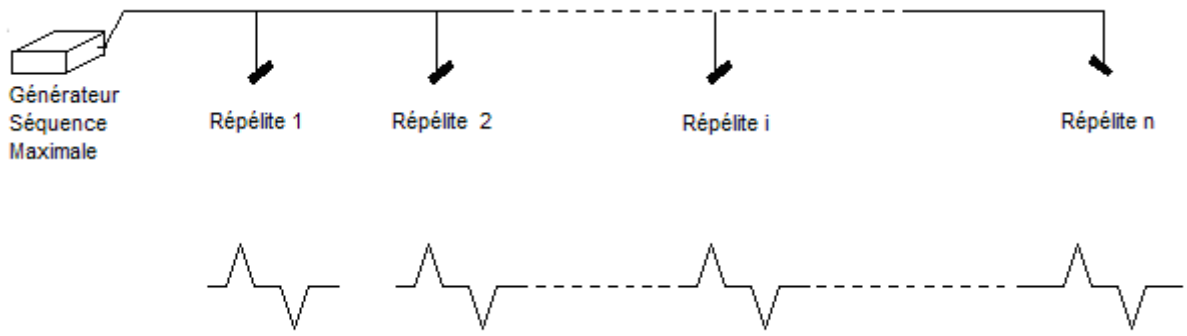


Figure 5.2 : Fonction de corrélation résultant de l'utilisation de la TDE maximale

Les pics de la figure 5.2, représentent les pics principaux de corrélation des divers répélites. Chacun d'entre eux est libre de l'intercorrélation d'avec les autres, bien que les signaux soient tous présents et possèdent tous la même fonction d'autocorrélation.
La seule interférence présente sur le pic est le niveau secondaire de son double émis sur la même antenne et qui vaut -1/1023 pour une séquence maximale générée sur 10 bits.

C'est un système conceptuellement plus simple que celui de la TDE du chapitre 4 car une corrélation unique suffit à la réception comme les équations que nous présentons dans la section suivante vont le confirmer.

5.2.2 Equations générales en poursuite sans Doppler

Pour dresser les équations, on commence par écrire la forme générale des signaux issus des antennes des répélites au niveau d'une antenne de réception. L'expression de ce signal que l'on note S(t) est donnée par (5.1):

$$S(t) = \sum_{k=1}^{n_r} A_k . D_k(t) . \sin(2\pi.(f_{L1} + f_k).t + \theta_k).[c_{SM}(t - \phi_k - d_k) - c_{SM}(t - \phi_k - \varphi - d_k)] + n(t) \quad (5.1)$$

Avec :

n_r : le nombre de répélites de la constellation locale
A_k : amplitude du signal émis par le répélite k
D_k : le message de navigation associé au répélite k
f_k : la fréquence Doppler associée au répélite k au niveau de l'antenne de réception, incluant la dérive du biais d'horloge du récepteur

θ_k : la phase de la porteuse associée au répélite k
c_{SM} : la séquence maximale émise par les répélites
ϕ_k : le déphasage induit sur le code pour distinguer entre elles les émissions des répélites.
φ : le déphasage entre les deux codes émis sur la même antenne,
d_k : la pseudodistance entre l'antenne du récepteur et celle du répélite k
n(t) : le bruit thermique et autres sources d'erreur

Remarquons qu'il faut que : $\phi_{k+1} - \phi_k > 2$ chips + dIndoor, avec dIndoor la distance la plus grande rencontrée dans l'environnement de positionnement, incluant les trajets indirects potentiels. C'est une spécificité du système répélite définie au chapitre 2.
Nous remarquons également que φ ne vaut pas forcément une demi-période (comme c'était le cas pour la TDE) et n'est pas obligatoirement la même pour deux répélites distincts. On a choisi ici de le rendre indépendant du répélite pour des raisons de simplification d'écriture.
φ et les ϕ_k doivent être choisis de sorte qu'aucun des pics de corrélation ne se chevauchent, qu'ils aient pour origine la même antenne ou des antennes différentes. Le plus simple est de choisir φ égal à $\phi_{k+1} - \phi_k$.

L'expression de S(t) de (5.1) est une somme de termes doubles qui correspondent aux différents répélites.

La forme de la réplique locale permettant la démodulation du signal et la mesure de la pseudodistance est la même quel que soit le répélite. L'expression (5.2) définit cette réplique locale $S_{loc}(t,\tau)$:

$$S_{loc}(t,\tau) = \sin(2\pi.(f_{L1} + f_{loc}).t + \theta_{loc}).c_{SM}(t-\tau) \tag{5.2}$$

Avec f_{loc} la fréquence Doppler du signal local, θ_{loc} la phase de la porteuse de ce signal local et τ la commande de déphasage de la réplique locale de la séquence maximale.

C'est l'intervalle sur lequel on déplace τ dans (5.2) qui détermine le répélite que l'on est en train de poursuivre.

Nous allons dans la suite voir le résultat de corrélation général avant de détailler les cas particuliers.

5.2.2.1 Résultat général de corrélation

Dans le cas général, c'est-à-dire quel que soit les Doppler et le répélite que l'on cherche à poursuivre, on corrèle le signal S(t) représenté par (5.1) avec (5.2). On prend le temps d'intégration égal à un nombre entier de périodes de code. Pour simplifier, on dit que l'on intègre sur une période dont la durée est T.

La corrélation peut alors s'écrire comme une somme de n_r termes $R_k(\tau)$ définie en (5.3) :

$$\begin{aligned} R_k(\tau) = {} & \frac{A_k}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_k - f_{loc}).t + \theta_k - \theta_{loc}).c_{SM}(t-\phi_k-d_k).c_{SM}(t-\tau).dt \\ & -\frac{A_k}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_k - f_{loc}).t + \theta_k - \theta_{loc}).c_{SM}(t-\phi_k-\varphi-d_k).c_{SM}(t-\tau).dt \end{aligned} \tag{5.3}$$

A partir de ce terme général (5.3), nous allons écrire les équations définissant les différents cas particuliers et mettre en évidence l'élimination des interférences.

5.2.2.2 Equations en poursuite avec un récepteur statique

Lorsque le récepteur est en mode poursuite, si l'on est calé sur le signal du répélite i, on peut écrire : $f_{loc} \approx f_i$ et $\theta_{loc} \approx \theta_i$. Si en plus le récepteur est statique, alors $f_i = f_k$ pour tout k de la constellation.

Ces dernières conditions entraînent des modifications du terme (5.3), $R_k(\tau)$ devient alors (5.4) :

$$R_k(\tau) = \frac{A_k}{T}\cos(\theta_k - \theta_{loc})\left[\int_{t=0}^{t=T} c_{SM}(t-\phi_k-d_k).c_{SM}(t-\tau).dt - \int_{t=0}^{t=T} c_{SM}(t-\phi_k-\varphi-d_k).c_{SM}(t-\tau).dt\right] \quad (5.4)$$

Soit la fonction triangle $R(\tau)$ définie dans l'Annexe B, telle que :

$$R(\tau) = (1-\frac{|\tau|}{T_c}) \quad \text{Pour } \tau \in [-T_c;+T_c] \quad (5.5)$$

$$R(\tau) = 0 \quad \text{Partout ailleurs}$$

Avec T_c la durée d'un chip de code et si N est égale au nombre de chips dans un code, alors la fonction d'autocorrélation d'une séquence maximale sur l'intervalle] 0 ; T [est alors égale à (5.6) :

$$-\frac{1}{N} + \frac{N+1}{N} R(\tau - T/2) \quad (5.6)$$

Dans ces conditions on peut donc réécrire (5.4) :

$$R_k(\tau) = A_k \frac{N+1}{N}\cos(\theta_k - \theta_{loc})\left[R(\tau-\phi_k-d_k-T/2) - R(\tau-\phi_k-\varphi-d_k-T/2)\right] \quad (5.7)$$

Si nous sommes en poursuite, cela signifie que τ appartient à l'un des deux intervalles suivants :

$$[-T_c+T/2+\phi_i+d_i;T_c+T/2+\phi_i+d_i] \cup [-T_c+T/2+\phi_i+\varphi+d_i;T_c+T/2+\phi_i+\varphi+d_i]$$

Sur ces intervalles, (5.7) s'annule pour tout $k \neq i$. En effet les intervalles sur lesquels (5.7) n'est pas nuls sont pour $k \neq i$:

$$[-T_c+T/2+\phi_k+d_k;T_c+T/2+\phi_k+d_k] \cup [-T_c+T/2+\phi_k+\varphi+d_k;T_c+T/2+\phi_k+\varphi+d_k]$$

Or ces intervalles sont tous disjoints, car comme nous l'avons dit plus haut :

$\varphi = \phi_{j+1} - \phi_j > 2\ Tc + dIndoor > 2\ Tc + d_j \qquad$ pour tous $j \leq n_r$

On peut donc en conclure que (5.7) est nul pour tous $k \neq i$. Si on veut écrire la corrélation complète, il suffit d'écrire (5.7) pour $k = i$.
On peut se trouver indifféremment sur l'un ou l'autre des intervalles. Si la poursuite s'opère sur le signal direct, le second terme de (5.7) puisque l'on se trouve sur le premier intervalle et le cosinus vaut 1. Si on se trouve sur l'autre intervalle, on opère la poursuite sur la réplique déphasée de φ et c'est le premier terme de (5.7) qui est nul et le cosinus vaut toujours 1 (l'intégration est cohérente et l'hypothèse $\theta_{loc} \approx \theta_i$ s'applique). L'expression de la corrélation est alors :

$$R_i(\tau) = \pm A_i \frac{N+1}{N} R(\tau - \phi_i - d_i - T/2) + n(\tau) \tag{5.8}$$

Il ne reste dans (5.8) qu'un seul terme en A_i, tous les autres ont été supprimés. On l'aura compris, la clé du problème réside dans la définition des intervalles où tout s'annule sauf le pic de corrélation principal qui nous intéresse. Ces intervalles, comme nous l'avons vu aux chapitres 2 et 3, découlent de la définition des décalages induits entre les émissions des différents répélites et du décalage φ entre les deux signaux envoyés sur une même antenne.

Notons enfin que la corrélation (5.8) est légèrement supérieure à une corrélation classique, comme en témoigne le facteur en (N+1)/N. Ceci à cause de la différentiation avec un terme constant en -1/N provenant de la corrélation hors pic principal de la réplique déphasée de φ (ou du signal direct si on cale la poursuite sur la réplique).

La poursuite est le thème majeur étudié dans le présent chapitre, les simulations de la section 5.4 concerne principalement les performances en termes d'erreur sur la pseudodistance mesurée avec le code. Les équations de l'acquisition du signal sont présentées succinctement dans la section suivante.

5.2.2.3 Equations en acquisition avec un récepteur statique

Puisque nous sommes dans le cas d'un système de répélites et que les signaux à acquérir sont répartis sur un code unique, l'acquisition de l'ensemble des signaux se fait en un balayage unique de temps/fréquence. Notons au passage que c'est un point positif pour un système de positionnement indoor que de pouvoir réaliser une acquisition rapide des signaux pour une disponibilité ultra rapide. La plupart des systèmes de positionnement indoor basés sur les GNSS, comme le GPS assisté ou le GPS haute sensibilité définissent même leur performance en fonction du TTFF.

L'acquisition consiste donc à faire varier τ et f_{loc} dans la corrélation globale de manière à balayer un maximum de fréquences et l'intégralité du code. Les hypothèses sur f_{loc} et θ_{loc} ne sont plus valables, mais on garde tout de même l'idée du récepteur statique, soit $f = f_k$ pour tout $k \leq n_r$. Le cas du récepteur dynamique ne présente aucun intérêt ici puisqu'il correspond à la situation générale de corrélation (5.3). Il ne sera pas totalement oublié pour autant, les problèmes qu'il pose sont analogues à ceux liés à la présence de Doppler en corrélation que nous traitons dans la section 5.3 du présent chapitre.

Dans ces conditions, la corrélation s'écrit comme la somme de termes (5.9):

$$R_k(\tau) = \frac{A_k}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f-f_{loc}).t+\theta_k-\theta_{loc}).c_{SM}(t-\phi_k-d_k).c_{SM}(t-\tau).dt$$
$$-\frac{A_k}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f-f_{loc}).t+\theta_k-\theta_{loc}).c_{SM}(t-\phi_k-\varphi-d_k).c_{SM}(t-\tau).dt \quad (5.9)$$

On peut réduire (5.9) d'après [Van Dierendonk 1996] :

$$R_k(\tau) = A_k\cos(\theta_k-\theta_{loc})\frac{\sin(\pi(f-f_{loc})T)}{\pi(f-f_{loc})T}\int_{t=0}^{t=T}c_{SM}(t-\phi_k-d_k).c_{SM}(t-\tau).dt$$
$$-A_k\cos(\theta_k-\theta_{loc})\frac{\sin(\pi(f-f_{loc})T)}{\pi(f-f_{loc})T}\int_{t=0}^{t=T}c_{SM}(t-\phi_k-\varphi-d_k).c_{SM}(t-\tau).dt \quad (5.10)$$

D'après (5.10), on peut regrouper les termes et ils s'éliminent alors dans les mêmes conditions que pour la poursuite.

Autrement dit, la figure théorique d'acquisition en trois dimensions devrait ressembler à une succession de sinus cardinaux espacés de $\varphi = \phi_{j+1} - \phi_j$ suivant l'axe du décalage du code (temps).

Nous ne revenons pas sur l'acquisition du signal dans les sections suivantes du présent chapitre, car il n'y a pas de grande différence avec ce qui a été dit de la TDE simple à la section 4.2.4 du chapitre 4.

5.2.3 Discussion

Il est intéressant de constater que les propriétés liées à la TDE simple se maintiennent. Entre autres celles qui concernent les trajets indirects, si le calcul de la limite dIndoor comprend la distance maximale possible de ces trajets. Ainsi, les trajets indirects dont le Doppler est identique à celui du signal direct sont bien éliminés, comme ils l'étaient pour la TDE simple.

Toutefois, si les principes généraux sont voisins de ceux de la TDE, en dépit de ces apparences cette méthode est tout de même assez différente. La raison de cela est qu'elle ne s'appuie pas sur la périodicité de la fonction d'autocorrélation, mais sur une toute autre propriété qui est très spécifique à la séquence maximale. Or nous allons voir dans la section suivante que ceci a un « coût » de mise en pratique non négligeable, notamment parce qu'un paramètre qui n'avait pas d'impact notable pour la TDE, la fréquence d'échantillonnage, prend avec cette méthode une importance considérable.

5.3 Les limitations

A l'image de la TDE simple, la TDE maximale souffre de certains facteurs pouvant limiter ses performances. L'équation (5.3) met en évidence celui que l'on retrouve également avec la TDE simple, à savoir le Doppler. En effet, la présence de Doppler différents sur les signaux des émetteurs peut provoquer des erreurs non négligeables dont nous étudions l'impact dans la seconde partie de cette section.

Nous allons cependant commencer ce chapitre par un problème que les équations dans leur forme actuelle ne permettent pas de mettre en évidence. Il s'agit de l'influence de la fréquence d'échantillonnage et son corolaire : le repliement spectral.
Elle est significative car le bruit lié au repliement spectral a un impact direct sur la valeur que prend la corrélation. Nous expliquons ici pourquoi et nous proposons des solutions pour réduire ses néfastes effets.
Nous étudions ensuite l'influence du Doppler, mais en tenant compte des analyses issues de l'étude de l'influence de la fréquence d'échantillonnage. Nous comparons dans les mêmes conditions et pour deux émetteurs utilisant des séquences maximales, l'influence de la différence Doppler sur la réduction de l'éblouissement pour la TDE simple du chapitre 4 et pour la TDE maximale.

5.3.1 La fréquence d'échantillonnage

Dans tout ce qui a été présenté jusqu'ici, il n'a jamais été fait mention de l'échantillonnage du signal, sinon en tant que paramètre des simulations. Ainsi les équations de (5.1) jusqu'à (5.8) correspondent aux expressions développées en utilisant des signaux analogiques. L'écrasante majorité des récepteurs manufacturés aujourd'hui sont numériques, il y a donc matière à questionnement sur l'influence éventuelle de l'échantillonnage sur la méthode de réduction de l'éblouissement.
Si nous n'avons pas soulevé la question de la fréquence d'échantillonnage pour la TDE simple, c'est parce que son influence sur les performances n'est pas fondamentalement changée par rapport à celle qu'elle exerce sur le signal GNSS classique. En effet, la TDE décrite dans le chapitre 4 s'appuie sur le principe de la périodicité de la fonction d'intercorrélation, or l'échantillonnage conserve cette périodicité. Pour la TDE maximale, le problème est un peu différent. La méthode ne s'appuie pas sur la périodicité de l'intercorrélation mais sur la valeur particulière que prend « l'intercorrélation[9] » entre deux séquences maximales identiques issues d'émetteurs distincts. Le problème est que la valeur que prend l'intercorrélation dépend de l'échantillonnage, nous allons voir pourquoi.

5.3.1.1 Recouvrement spectral

Le théorème d'échantillonnage de Nyquist-Shannon [Fontolliet 1996] énonce que pour qu'un signal soit échantillonné sans perte d'information, il faut que la fréquence d'échantillonnage soit au minimum le double de la plus grande fréquence contenue dans ce signal. C'est bien ce dernier point qui pose problème car le spectre d'un code PRN du type de ceux utilisés par le signal GPS est de largeur illimitée : il n'existe pas de bande finie qui puisse le contenir.
On peut exprimer ce théorème d'une autre façon en disant qu'il faut que la fréquence d'échantillonnage soit égale au double de la plus grande fréquence du spectre du signal pour que ce dernier ne se replie pas sur lui-même après l'opération d'échantillonnage.
Le problème avec le code C/A, c'est que comme son spectre est en bande illimitée, quelle que soit la fréquence d'échantillonnage il y a toujours une partie de ce spectre qui se replie dans la bande spectrale d'échantillonnage direct (donc la bande utile au sens de la bande la plus grande sur laquelle le recouvrement est minimal) qui vaut la moitié de la fréquence d'échantillonnage.
Un récepteur GPS classique peut se contenter d'une fréquence d'échantillonnage de 4 à 5 MHz, avec une fréquence intermédiaire comprise entre 1 et 1.25 MHz, car 90 % de l'énergie se trouve dans les 2.046 MHz de largeur du lobe principal du spectre du code C/A. Avec de

[9] Le terme « intercorrélation » est à comprendre au sens large puisqu'il s'agit ici de deux émetteurs transmettant un signal ayant la même fonction d'autocorrélation volontairement déphasées.

telles fréquences d'échantillonnage, on assure que le lobe principal ne se replie pas sur lui-même, cependant les lobes secondaires eux se replient sur le lobe principal, entraînant les interférences.
La figure 5.3 montre la Densité Spectrale de Puissance d'un signal GPS échantillonné. On voit très nettement sur la figure que sur la bande de 0 à 8 MHz où l'échantillonnage est direct, une partie des lobes secondaires se replie (partie en pointillés). On voit que cet effet de repliement est dû en fait à la création de « répliques » du signal sur les bandes de fréquences extérieures à la bande utile, la largeur de ces bandes valant la moitié de la fréquence d'échantillonnage. La figure ne le montre pas, mais des répliques du signal sont en fait créées sur toutes les bandes de fréquences, positives comme négatives. Seulement si par le terme de repliement on évoque plutôt celles qui sont adjacentes à la bande utile, c'est parce qu'elles sont les plus gênantes en pratique.
Comme ces « répliques » se forment symétriquement au signal utile aussi bien à droite qu'à gauche de la bande utile, pour minimiser l'effet du repliement un récepteur GPS utilise une fréquence intermédiaire qui est le plus possible au centre de la bande utile.
Sur l'exemple de la figure 5.4, l'échantillonnage se fait à 16 MHz, la bande utile est donc de 0 à 8 MHz et la fréquence intermédiaire optimale en terme de réduction d'interférence pour le lobe principal est de 4 MHz. La figure montre que sur la bande utile, le signal utile est plus fort que les parties repliées (ce qui n'est pas le cas en dehors de cette bande). Elle montre également que les lobes repliés provenant de chacune des deux répliques sont effectivement les plus faibles possible au niveau du lobe principal.

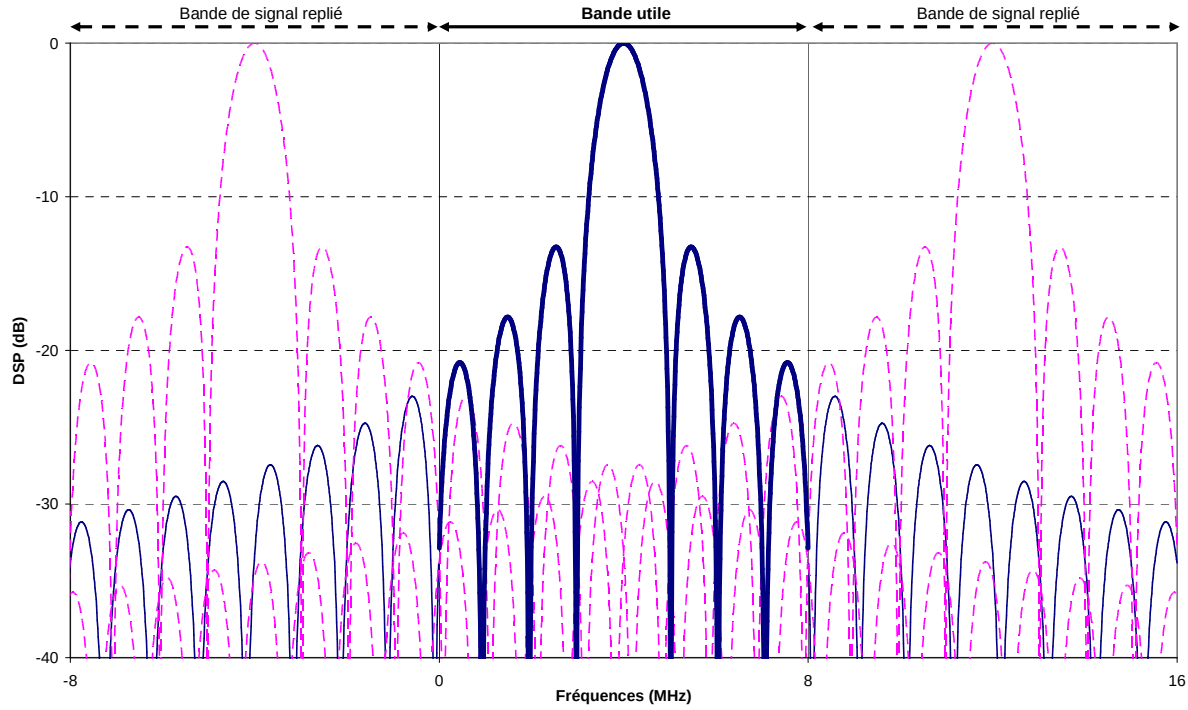


Figure 5.3 : Enveloppe du spectre d'un signal C/A sur L1 échantillonné à 16 MHz avec fréquence intermédiaire de 4 MHz. La partie repliée est en pointillée et la partie utile du signal échantillonné directement est en gras

Le repliement spectral provoqué par l'échantillonnage du signal engendre donc des interférences que l'on peut réduire en mettant en œuvre certaines architectures de réception particulières comme nous le verrons plus loin. Nous allons dans l'immédiat nous intéresser à

l'influence du repliement spectral sur la corrélation du signal qui concerne directement l'efficacité de la TDE maximale.

5.3.1.2 Les effets du recouvrement sur la corrélation

La conséquence du repliement spectral sur la corrélation se traduit par des interférences du signal sur lui-même que l'on peut assimiler à une forme de bruit.

La figure 5.4 met en évidence ce phénomène. On y voit une portion de 20 chips, en dehors du pic principal, de la fonction d'autocorrélation normalisée d'une séquence maximale échantillonnée en bande de base avec quatre fréquences d'échantillonnage Fs différentes. Le pas de mesure est de 0.25 chip et les lignes en pointillés indiquent la valeur théorique de -1/1023 = -0.000977. L'échelle de 0.01 est indiquée sur chaque figure, elle est à comparer à -0.000977.

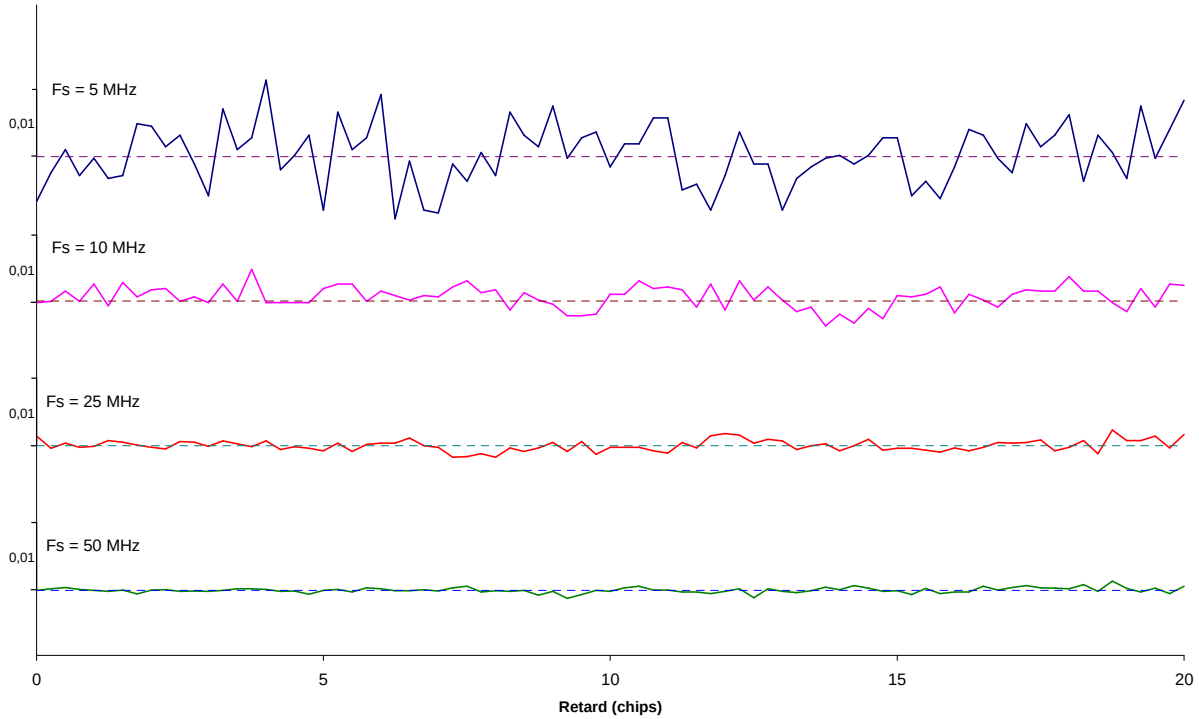


Figure 5.4 : Pics secondaires de la fonction d'autocorrélation d'une séquence maximale pour des fréquences d'échantillonnage différentes

Aucun bruit thermique n'a été ajouté aux signaux de la figure 5.4 et pourtant les pics secondaires d'autocorrélation se présentent sous des formes bruitées centrées autour de la valeur théorique en l'absence de recouvrement qui est de -1/1023.
Cet aspect bruité est le résultat du repliement spectral. La comparaison entre les résultats obtenus avec différents taux d'échantillonnage amène à la conclusion que plus on augmente la fréquence d'échantillonnage, plus les pics secondaires tendent vers la valeur unique de -1/1023. Ceci se comprend bien puisque comme nous l'avons dit plus haut, une fréquence d'échantillonnage élevée diminue de facto la portion de l'énergie du spectre qui se replie, on en voit bien les effets ici.

Dans ces conditions, pour que la TDE maximale fonctionne idéalement, c'est-à-dire sans aucune perte liée au repliement du spectre, il faudrait que la fréquence d'échantillonnage soit

infinie. Comme c'est impossible en pratique, il faut trouver des solutions qui permettent de réduire le plus possible l'effet du repliement spectral. Nous allons voir des solutions envisageables dans la section suivante.

5.3.2 Solutions pour réduire l'influence du recouvrement spectral

Le problème du recouvrement spectral se rencontre dans tous les systèmes faisant appel à la numérisation et des solutions pour réduire son influence existent. Nous en proposons ici trois. La première est la plus couramment utilisée par les récepteurs GPS, il s'agit du filtrage pré-échantillonnage. La deuxième méthode est le suréchantillonnage, plus souvent utilisé par des méthodes de traitement du son et de l'image. Enfin la troisième est dérivée de la deuxième et consiste à réduire la fréquence du code à l'émission pour se mettre dans les conditions du suréchantillonnage sans avoir besoin de monter la fréquence d'échantillonnage.

5.3.2.1 Filtrage anti-repliement

Une solution employée par les concepteurs de récepteurs GPS pour réduire le repliement spectral consiste à filtrer le signal analogique juste avant son échantillonnage et sa numérisation. En procédant ainsi, on limite volontairement la bande du spectre à une valeur qui doit être inférieure à celle de la bande utile (dont nous rappelons que la largeur vaut la moitié de la fréquence d'échantillonnage). Lorsque le signal filtré est échantillonné, la partie repliée du spectre s'en trouve fortement diminuée puisque préalablement filtrée. L'élimination des fréquences les plus hautes permet de se placer dans les conditions d'application du théorème de Nyquist-Shannon. Cette opération de pré-filtrage ne peut bien entendu s'effectuer qu'avec un filtre passe-bas ou passe-bande analogique.

Comme le spectre du signal GPS civil sur L1 a 90 % de son énergie répartie sur seulement 2 MHz, la plupart des récepteurs peuvent donc fonctionner très convenablement avec des filtres ayant une bande passante de 2 MHz et des fréquences d'échantillonnage situées entre 4 et 5 MHz. Grâce à l'utilisation du filtre, on peut ainsi limiter l'effet du repliement tout en travaillant avec des fréquences d'échantillonnage relativement faibles.

Cependant, l'utilisation d'un filtre a des conséquences sur le signal qui peuvent potentiellement s'avérer problématiques.

Comme nous l'avons dit, le spectre du signal GPS civil sur L1 est infini. Ainsi même si la majorité de son énergie se trouve dans le lobe principal et les premiers lobes secondaires, il n'en reste pas moins que tronquer le signal par filtrage fait perdre une partie de l'information qu'il contient. Il en résulte une déformation de la fonction d'autocorrélation, d'autant plus importante que la bande passante du filtre utilisé est étroite. Visuellement, le filtrage avant échantillonnage se traduit par des formes plus arrondies des pics principaux des fonctions d'autocorrélation. La figure 5.5 montre les fonctions d'autocorrélation centrées sur le pic principal entre -0.5 et 0.5 chip. On obtient ces résultats pour un signal GPS non filtré ainsi que pour des filtres de 2 MHz et 12 MHz.

La figure 5.5 illustre clairement l'effet du filtre sur le pic principal. Le lissage de ce dernier est particulièrement visible pour le filtre à 2 MHz (si on le compare au pic sans filtrer), alors que pour une bande plus large (12 MHz) le pic de la fonction tend à se confondre avec celui de la version non filtrée.

Certaines méthodes de traitements font les frais de ces déformations causées par le filtrage, on pense notamment aux méthodes de réduction des trajets indirects. Ces dernières ont en effet besoin d'une résolution la plus fine possible du pic d'autocorrélation pour pouvoir en extraire le signal direct. Des méthodes telles que les corrélateurs à bande étroites [Van Dierendonck & al 1992] ou celles des discriminateurs asymétriques [Jardak & al 2009] que nous mettons en œuvre au chapitre 6 en sont des exemples.
Pour ce qui concerne la TDE maximale, on peut légitimement se poser la question de ce qu'il advient des pics secondaires de la fonction d'autocorrélation résultant du signal filtré. Les pics secondaires sont également lissés par le filtrage.

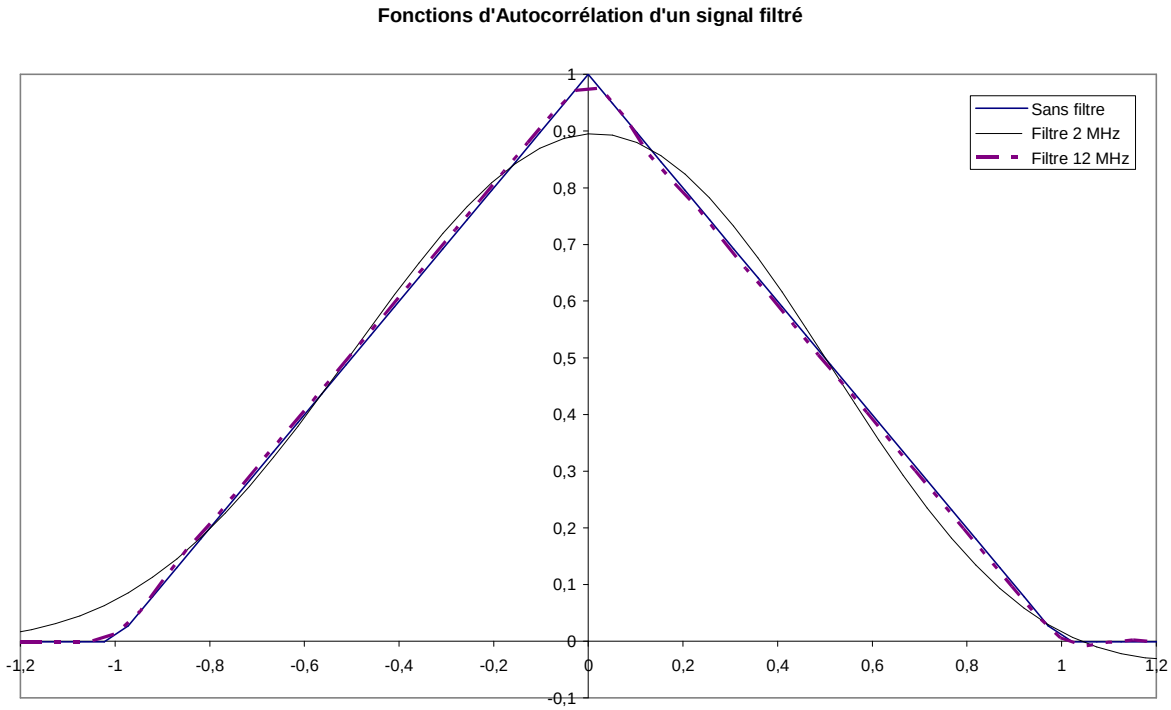


Figure 5.5 : Fonctions d'autocorrélation d'un signal GPS filtré avant échantillonnage pour différentes valeurs de bande passante de filtre

Il faut donc vérifier si l'effet de lissage des pics secondaires dû aux pertes du filtrage a un impact plus important que celui du filtrage anti-repliement. Autrement dit, il nous faut évaluer si le filtrage anti-repliement améliore plus significativement la TDE maximale qu'il ne la dégrade.

Comme pour les chapitres précédents, nous évaluons par simulation les performances de la méthode en mesurant l'intercorrélation entre deux signaux, dont l'un figure le signal incident et l'autre la réplique locale du récepteur. Le signal incident correspond à la somme de deux séquences maximales dont l'une est décalée de 4 chips de code par rapport à l'autre et déphasée de π. L'écart de puissance maximale que l'on peut tolérer entre l'interférant et le signal subissant l'interférence est alors obtenu pour une fréquence d'échantillonnage donnée en calculant par simulation la valeur moyenne que prend la fonction d'intercorrélation entre les deux signaux là où elle doit être théoriquement nulle. La moyenne est effectuée pour 10000 éléments de cette fonction (soit 10000 corrélations correspondant à des retards différents).

Si on note ICNm le produit d'intercorrélation moyen obtenu par simulation, le rapport de puissance maximum RP_{max} est obtenu en fonction de la fréquence d'échantillonnage Fs avec l'équation (5.11) suivante :

$$RP_{max}(Fs) = 20.\log 10(ICNm(Fs)) + 6dB \qquad (5.11)$$

Les 6 dBs correspondent à la limite acceptable du rapport signal sur interférence au delà de laquelle un signal en poursuite est perdu (ou pour laquelle seule la moitié du pic de corrélation est visible, si l'on voit les choses du point de vue de l'acquisition). Il n'est pas possible de disposer de modélisation de signaux analogiques satisfaisante pour la simulation, nous avons donc recourus à une autre méthode.
Afin de simuler l'effet d'un filtre anti-repliement analogique sur le signal incident, nous sur-échantillonnons un signal en bande de base (non modulé) à une fréquence d'échantillonnage de 200 MHz. Nous mesurons le rapport de puissance RP_{max} obtenu. Ce rapport de puissance correspond à l'optimum que l'on peut espérer obtenir en utilisant un filtre dans ces conditions (compte tenu du fait que nos signaux sont discrets).
On reprend la même expérience mais cette fois ci en sous-échantillonnant à une fréquence plus basse le signal sur-échantillonné. On obtient un deuxième rapport de puissance, plus faible que le précédent et qui correspond à un signal dont le spectre est replié. La différence entre ce rapport de puissance et le précédent correspond à l'amélioration maximale que l'on peut espérer de l'utilisation d'un filtre. Nous reprenons ensuite la même expérience que précédemment en ajoutant un filtre passe-bas de type Butterworth d'ordre 10 sur le signal incident juste avant l'opération de sous-échantillonnage. On récupère alors le rapport de puissance RP_{max} qui figure l'effet du filtrage anti-repliement sur le signal. Les effets du filtrage anti-repliement sur RP_{max} sont consignés sur le tableau 5.1.

Tableau 5.1 : Effet du filtrage anti-repliement sur RP_{max}

	Largeurs de bande du Filtre					Amélioration Maximale possible
	2 MHz	4 MHz	6 MHz	8 MHz	10 MHz	
Fe = 20 MHz	17,0 dB	17,5 dB	17,4 dB	16,9 dB	16,7 dB	17,7 dB
Fe = 16 MHz	17,5 dB	18,7 dB	18,2 dB	17,5 dB	n/a	19,2 dB
Fe = 12 MHz	19,2 dB	19,2 dB	18,2 dB	n/a	n/a	21,6 dB
Fe = 8 MHz	22,3 dB	21,0 dB	n/a	n/a	n/a	25,4 dB
Fe = 4 MHz	14,1 dB	n/a	n/a	n/a	n/a	31,0 dB

Les valeurs présentées dans le tableau 5.1 correspondent aux améliorations apportées à RP_{max} par l'utilisation d'un filtre anti-repliement pour une fréquence d'échantillonnage donnée. La première colonne du tableau indique la fréquence d'échantillonnage et la dernière colonne l'amélioration maximale que l'on pouvait attendre étant donnée la fréquence de suréchantillonnage utilisée. Une case « n/a » indique qu'une telle largeur de filtre n'est pas adaptée car elle dépasse la moitié de la fréquence d'échantillonnage concernée. Les résultats du tableau 5.1 montrent qu'on arrive à améliorer l'écart de la puissance limite de 17 à 20 dB en mettant un filtre. La largeur du filtre ne semble pas avoir une très grande influence, les améliorations étant à peu près homogènes à quelques dBs près. La seule note discordante survient pour la fréquence d'échantillonnage la plus basse (4 MHz), où l'amélioration n'est que de 14 dB pour un filtre de 2 MHz. Une explication possible à ce comportement pourrait être qu'avec une fréquence d'échantillonnage de 4 MHz, une partie du lobe principal se replie, ce qui n'est pas le cas pour les autres fréquences d'échantillonnage. Cela signifierait

que la déformation du pic secondaire due au filtre dans ce cas précis est plus importante que pour les autres fréquences. Pas au point cependant d'empêcher l'amélioration.
Dans tous les cas, quelle que soit la largeur du filtre utilisée, il y a une amélioration significative. Le filtrage anti-repliement semble donc dominer l'effet de lissage qu'implique l'utilisation du filtre, au moins pour le filtre utilisé. Il est peu probable qu'un filtre plus sélectif inverse cette tendance, mais de toute manière les filtres analogiques utilisés dans les récepteur GPS n'ont pas en général une sélectivité excessive, pour des raisons de simplicité de conception (et aussi parce que ce serait superflu). La démonstration de la compatibilité de la TDE maximale avec le filtrage est un résultat important car les récepteurs utilisent tous des filtres analogiques dans leur chaîne de réception. Il est heureux de découvrir que la TDE maximale tire les bénéfices du filtrage anti-repliement.

Toutefois, si le filtrage anti-repliement présente un intérêt certain pour la TDE maximale, elle peut ne pas suffire pour obtenir des performances optimales. On peut mettre en œuvre, en plus du filtrage, une autre méthode comme le suréchantillonnage.

5.3.2.2 Le suréchantillonnage

D'un point de vue très général, le suréchantillonnage est une méthode que l'on utilise lorsque la conception de filtre analogique idoine est difficile. On la rencontre notamment en informatique dans la modélisation 3D des objets en mouvement pour supprimer les petites stries qui apparaissent au niveau des contours, c'est pourquoi on l'appelle également anticrènelage.
Comme son nom l'indique, elle consiste à utiliser une fréquence d'échantillonnage largement supérieure à celle du spectre de base du signal. On exploite le fait que plus une fréquence d'échantillonnage est élevée, moins la partie repliée du spectre (visible sur la figure 5.4) est énergétique. Le bruit de recouvrement est alors de plus en plus faible, comme l'illustre la figure 5.4. Une telle technique est applicable à un signal de type GNSS, mais dans une certaine limite, principalement d'ordre technique. La largeur relativement importante du spectre du signal GPS civil sur L1 (2 MHz minimum) en limite la portée car pour obtenir des rapports de suréchantillonnage très importants, il faut des fréquences d'échantillonnage également importantes.
Cependant, à un niveau plus modeste, des améliorations sont possibles, grâce notamment à la modernisation des signaux GPS et à l'avènement de GALILEO. Les futurs signaux GALILEO ainsi que les signaux GPS militaires ont des bandes spectrales plus larges. Le code P du GPS a une largeur de 20 MHz, il n'est donc pas rare de voir des récepteurs militaires avec des fréquences d'échantillonnage supérieures à 50 MHz [Kaplan & al 2006c] de la même façon une partie des futurs signaux GALILEO auront des largeurs de bande de cet ordre. Technologiquement, la tendance générale est donc à l'augmentation de la bande passante des récepteurs, souvent d'ailleurs pour mettre en œuvre des méthodes de réduction des trajets indirects. On peut se dire qu'à échéance raisonnable, il ne sera pas rare de voir des récepteurs avec des fréquences d'échantillonnage de 50 MHz, voire 100 MHz. Ces mêmes fréquences qui sont standards pour des signaux à large bande, sont des fréquences de suréchantillonnage pour un signal tel que le code C/A. Cela peut donc être exploité pour améliorer la réduction de l'éblouissement avec la TDE maximale.

Nous voudrions avoir une idée des performances de la TDE maximale avec des fréquences d'échantillonnage assez importantes sur un signal non filtré.

La figure 5.6 présente les performances de la TDE maximale en termes de rapport de puissance maximal en fonction de la fréquence d'échantillonnage. Les simulations sont réalisées de la même manière que pour le tableau 5.1. Il faut donc se figurer que ces résultats correspondent à une fréquence intermédiaire (ou de modulation) égale au quart de la fréquence d'échantillonnage. Nous nous sommes limités à des fréquences d'échantillonnage allant de 5 MHz à 100 MHz pour rester dans des valeurs techniquement « raisonnables ».

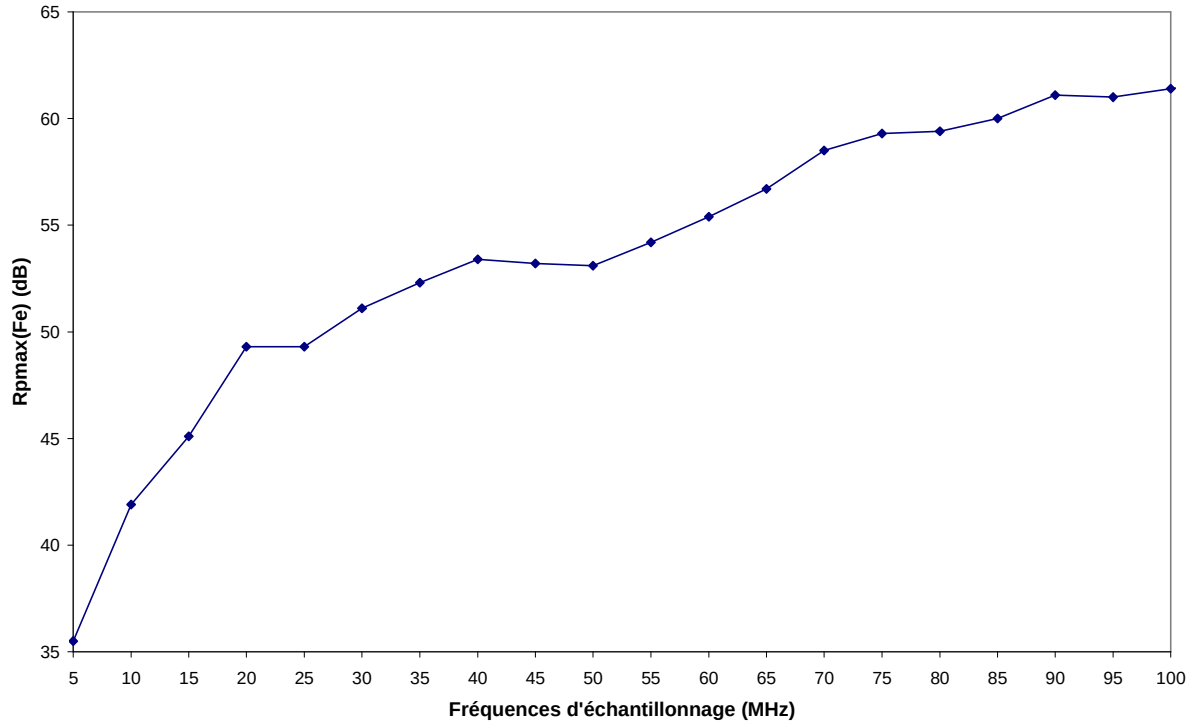


Figure 5.6 : Evolution du rapport de puissance limite acceptable entre signal interférant et signal interféré en fonction de la fréquence d'échantillonnage utilisée

Deux observations sur la figure 5.6 : tout d'abord on peut dire quelques mots sur l'aspect général de la courbe. Si globalement elle monte, elle présente tout de même certaines irrégularités. Ces aspérités ont peut-être pour origine la nature même de l'échantillonnage qui est asynchrone, c'est-à-dire que la fréquence d'échantillonnage n'est pas un multiple de la fréquence du code.
Ensuite, on observe que le suréchantillonnage repousse l'écart maximum de puissance entre signal interférant et signal interféré, ce jusqu'à des valeurs qui commencent à être intéressantes. A partir de 60 dB d'écart, on peut en effet commencer à estimer que la méthode fonctionne plus que convenablement. Cette valeur est atteinte à partir de 80 MHz. Pour ce qui concerne les améliorations, on gagne environ 20 dB sur cette puissance pour un facteur 10 de suréchantillonnage. En effet, entre Fe = 10 MHz et Fe = 100 MHz, on a gagné 19.5 dB, et entre Fe = 5 MHz et Fe = 50 MHz, le gain est de 18 dB.

Il est ainsi montré que l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage peut apporter, en plus d'un filtrage anti-repliement, un gain substantiel de performance.

On peut cependant se retrouver dans une situation où on aimerait pouvoir profiter du suréchantillonnage sans pour autant avoir à mettre en œuvre une fréquence d'échantillonnage élevée (100 MHz reste une fréquence assez élevée et consommatrice d'énergie). Si l'on ne craint pas de toucher au signal lui-même, tout en respectant sa structure intrinsèque, une

possibilité consisterait à réduire la fréquence du code. Nous allons le voir dans la partie qui suit.

5.3.2.3 Réduction de la fréquence du code

On peut discuter sur la nécessité d'améliorer encore la TDE maximale. Après tout nous avons constaté que les deux méthodes précédentes, le filtrage et le suréchantillonnage, permettaient déjà d'améliorer significativement la limite de puissance de la TDE.
Cependant, il faut bien avoir à l'esprit que l'écart de puissance limite présentée précédemment correspond à une situation où seulement deux émetteurs sont présents. L'ajout d'émetteurs supplémentaires dégrade forcément cet écart de puissance limite. Pour définir le système optimal, on doit partir de la pire des situations. Dans le cas où nous avons n émetteurs, on doit donc considérer le système avec n – 1 émetteurs ayant en réception une puissance largement supérieure au nième émetteur. Ce type de situation sera rare, mais, comme nous l'avons vu au chapitre 1, peut se produire pour le cas d'un positionnement à l'intérieur (à cause d'un obstacle ou des trajets indirects en opposition de phase, etc.).
On a donc tout intérêt à repousser la limite au maximum de ce qu'elle peut être, quitte ensuite à adapter les méthodes employées à l'application et l'environnement concernés.

Pour cela, nous proposons une méthode qui s'inspire du suréchantillonnage présenté à la section 5.3.2.2.

Afin de provoquer « artificiellement » les avantages du suréchantillonnage, on peut imaginer réduire la fréquence du code C/A transmis par les répélites, tout en gardant la même fréquence porteuse L1. Procéder ainsi permet de ne toucher en aucune façon à la partie analogique du récepteur, seule la partie numérique doit tenir compte de ce changement lors du traitement du signal. Autrement dit le même support peut officier avec le GPS à l'extérieur et avec les répélites à l'intérieur.

Cette technique que nous proposons prend quelques libertés avec le signal GPS, ce qui peut avoir certaines conséquences que nous allons souligner.

Même avec une fréquence de code réduite, le spectre du signal reste en bande illimitée, mais l'énergie est concentrée sur une bande plus étroite. On a un signal spectralement plus dense qui sera donc moins sujet aux interférences du repliement spectral pour la même fréquence d'échantillonnage. Cependant dans le domaine temporel, le code voit sa durée augmenter, ce qui oblige à l'intégrer plus longtemps. Si on garde un message de navigation avec la même fréquence de 50 Hz que celui du GPS (cf. Annexe A), alors on ne peut pas diminuer la fréquence de plus d'un facteur 20. On aura alors 1 code par bit d'information au lieu des 20 codes par bit du signal GPS classique. Si on désire aller au-delà, il faut soit diminuer la fréquence du message de navigation, soit supprimer le message de navigation comme nous le suggérons au chapitre 4. On ne peut toutefois augmenter la durée du code (donc la durée d'intégration) que jusqu'à une certaine limite qui doit être compatible avec la dynamique de la porteuse du signal. En effet entre deux intégrations, la phase et le Doppler du signal peuvent avoir trop varié à l'intérieur de l'intégration et entrainer une perte de gain de corrélation. Lorsque l'on parle de dynamique du signal, il faut le comprendre au sens large, c'est-à-dire que le déplacement du récepteur n'est pas seul en jeu. Il faut tenir compte également d'une accélération « fictive » qui est celle de la variation de la fréquence de l'oscillateur, en fait le bruit de phase de l'oscillateur. La section 4.4.2 du chapitre 4 donne quelques éléments sur l'influence de cette dynamique. On voit que la fréquence de l'oscillateur a un bruit naturel qui

introduit artificiellement de la dynamique dans le signal. Cette dynamique limite la possibilité d'une intégration longue et il semble qu'elle soit la principale cause de limitation de l'intégration longue.
Les systèmes GPS haute sensibilité (ou de GPS assisté) se heurtent au même problème lorsqu'ils sont intégrés à des téléphones mobiles utilisant des oscillateurs fortement bruités. Les oscillateurs de téléphones mobiles ne requièrent en effet pas les mêmes spécifications exigeantes que pour un récepteur GPS. L'intégration non cohérente maximale va rarement au-delà de 600 ms pour un point statique d'après [Kaplan & al 2006b]

Cela dit, les 600 ms de temps d'intégration possibles signifient que l'on peut tout de même diminuer la fréquence du code d'un facteur 600, ce qui est déjà considérable.

On ne s'intéresse pas qu'aux récepteurs statiques, il faut donc évaluer si la dynamique introduit elle aussi des accélérations qui peuvent limiter l'intégration longue. Dans ce domaine, nous disposons tout de même de deux avantages par rapport au GPS extérieur :

- La fixité des émetteurs qui réduit les variations du Doppler de la fréquence porteuse comparée à celle d'un satellite.
- La dynamique limitée du récepteur dans les conditions de positionnement intérieur. La vitesse étant limitée par la présence des obstacles, l'accélération également.

Pour évaluer l'impact de la dynamique, en plus de celui du bruit de phase de l'oscillateur, nous utilisons la formule (5.12) qui donne le gain de corrélation pour une intégration non cohérente en présence d'une erreur de fréquence, d'après [Van dierendonk 1996]:

$$C_{nc}(\tau) = \left|\frac{\sin(\pi.\Delta f.T)}{\pi.\Delta f.T}\right|.R(\tau) \qquad (5.12)$$

Avec $R(\tau)$ la corrélation du code, T le temps d'intégration et Δf la variation du Doppler pendant la durée T. La corrélation se trouve donc enveloppée d'un sinus cardinal qui peut s'annuler si la dynamique est importante. La première annulation se rencontre lorsque le produit $\Delta f.T$ vaut 1. On voit immédiatement que plus grand sera T, plus le Δf autorisé sera restreint. Pour T = 1 ms, cas classique du GPS, la fréquence porteuse incidente peut théoriquement varier jusqu'à 1 kHz avant d'annuler la corrélation, et à T = 20 ms, elle peut varier de 50 Hz. Bien entendu, les problèmes commencent avant l'annulation totale car la pondération du sinus cardinal fait chuter le gain de corrélation pour des valeurs de T plus courtes.

Le tableau 5.2 donne quelques valeurs limites de temps d'intégration possible calculées avec (5.12), selon le mouvement du récepteur considéré.

Tableau 5.2 : Temps d'intégration maximal

	Statique 0m/s²	Piéton 1m/s²	Voiture 5m/s²
Lassen SK2	630 ms	300 ms	163 ms
DSM 132	2230 ms	342 ms	169 ms

Nous avons utilisé les variantes du bruit de phase des oscillateurs évaluées au chapitre 4 pour déterminer les limites des récepteurs en mode statique.

On retrouve les 600 ms de [Kaplan & al 2006c] pour la carte GPS Lassen SK2 qui est un peu ancienne. La carte GPS du DSM 132 a un oscillateur compensé en température, c'est pour cela que ses performances en mode statique sont meilleures, c'est souvent ce type d'oscillateur qui est utilisé pour le GPS haute sensibilité [Lachapelle & al 2003].
Les valeurs d'accélération prises pour le piéton et la voiture sont des accélérations maximales qui peuvent survenir au cours d'un mouvement. Un piéton qui marche et qui brusquement s'arrête puis repars (mouvement typique d'un être humain déambulant à l'intérieur d'un bâtiment) suppose qu'il passe de 0 à 1m/s en 1 seconde, d'où cette accélération de 1m/s². Bien sûr ce n'est pas un phénomène continu, (un piéton qui accélérerait ainsi de façon continu ferait le tour du monde en 1h15!), mais la survenue ponctuelle de cette accélération doit être gérée par le récepteur.
Pour la voiture, c'est la même idée puisque l'accélération de 5 m/s² correspond en fait à l'accélération continue nécessaire pour passer de 0 à 100 km/h en 7 secondes.

Le tableau 5.2 montre que ces accélérations brusques peuvent être gérées à condition de ne pas dépasser un temps d'intégration de 163 ms. On remarque également que pour des accélérations fortes les temps d'intégration sont sensiblement les mêmes. Cela est du à l'effet du bruit de phase de l'oscillateur qui se trouve dominé par celui de l'accélération.

Pour nos types de besoin, un facteur 100 à 150 est largement suffisant. Si on prend par exemple un récepteur ayant une fréquence d'échantillonnage de 20 MHz, on peut atteindre des performances équivalentes (en termes de performances de TDE maximale) à celles que l'on obtiendrait pour des fréquences d'échantillonnage de 2 à 3 GHz avec le code à 1.023 MHz.

Des simulations réalisées dans les mêmes conditions que pour les résultats reportés sur la figure 5.6 montrent que pour une fréquence d'échantillonnage de 20 MHz et une réduction de la fréquence du code d'un facteur 100, on obtient un écart de puissance limite de 81 dB, ce qui est tout-à-fait satisfaisant. L'écart passe à 95 dB pour une fréquence d'échantillonnage de 100 MHz dans les mêmes conditions.

Autres conséquences de la réduction de la fréquence du code :

En procédant à la réduction de la fréquence du code, nous réduisons le taux d'étalement spectral. La première conséquence de ceci est que le désétalement (l'autocorrélation) du signal en réception induit un gain plus faible de rapport signal sur bruit. Cet effet est toutefois compensé par une intégration plus longue que pour le signal classique, ce qui réduit le bruit.
La deuxième conséquence est que pour une même puissance d'émission qu'un signal classique, le signal à la fréquence de code réduite n'est plus systématiquement dans le bruit, comme le signal GPS classique. Cependant, dans ce cadre l'étalement spectral n'a plus la même importance. L'aspect protection contre le brouillage n'a pas de sens ici puisque qu'on se place sous l'hypothèse que les signaux extérieurs sont très faibles par rapport aux signaux intérieurs. Le niveau de réception minimal de ces derniers équivalant à celui des signaux GPS à l'extérieur. De plus, il ne s'agit pas tant de transmettre des données que l'on étalerait que d'obtenir une pseudodistance la plus précise possible.

Enfin, la réduction de la fréquence du code a pour conséquence l'augmentation de la durée d'un chip. La boucle de réduction des trajets indirects courts que nous voyons au chapitre 6 (SMICL), fonctionne convenablement pour des trajets « physiquement inférieurs » à 0.5 chip de code. En augmentant la durée « physique » d'un chip, nous augmentons la plage

« physique » de performance de la boucle. Pour une fréquence de code de 1.023 MHz, la SMICL réduit les trajets jusqu'à 0.5 chip = 150 mètres. Si par exemple on utilise une fréquence de code réduite d'un facteur 20, la SMICL réduira l'effet des trajets indirects jusqu'à 150 x 20 = 3000 mètres. Autrement dit, les trajets indirects qui mettent en échec la SMICL doivent être plus grands que 3 km, ce qui est un avantage considérable car peu de trajet dépassent une telle distance en intérieur [Fluerasu & al 2008].

5.3.2.4 Conclusion sur les solutions

Les solutions au problème du repliement spectral ne manquent pas. Le filtrage pré-échantillonnage est toujours mis en œuvre dans un récepteur GPS, son effet est notable même s'il a le défaut de priver le traitement d'une partie de l'énergie du spectre. Le suréchantillonnage du signal classique est également possible, même si l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage peut devenir une contrainte forte car très gourmande en énergie.
La solution de réduire la fréquence du code à l'émission présente l'avantage de pouvoir réduire les effets de repliement tout en respectant les faibles contraintes dynamiques du milieu intérieur. Ceci à la condition de rester dans des facteurs de réduction raisonnables (entre 20 et 100 est un facteur raisonnable).
On constate également que la réduction de la fréquence du code améliore les performances de la méthode de réduction de l'influence des trajets indirects que nous proposons de mettre en œuvre. Ainsi, élimination de l'éblouissement et gestion des trajets indirects se rejoignent, ce qui est heureux.
Cependant, les méthodes de réduction de trajets indirects réclamant également des bandes assez larges (qui elles sont incompressibles car physiquement liées à la durée des trajets indirects), on peut se résumer en disant que pour réduire les effets du repliement, il faut provoquer un suréchantillonnage maximum du code, sur une bande la plus large possible.

5.3.3 Limitation due au Doppler relatif, comparaison avec la TDE simple

Pour établir la théorie soutenant la TDE maximale, nous avons supposé que le récepteur était statique. Il était difficile de décomposer l'équation (5.3) pour le cas d'un récepteur en mouvement. Cette difficulté vient de la différence Doppler engendrée par le mouvement du récepteur. Lorsqu'il bouge, le récepteur se déplace à des vitesses radiales différentes suivant le répélite. La conséquence est qu'au niveau de l'antenne le signal du répélite i n'a pas le même Doppler que celui du répélite j. Le canal du récepteur poursuivant le signal du répélite i cale le Doppler de sa réplique locale sur le signal issu de i. Cette réplique locale a donc un Doppler différent de ceux des signaux issus de répélites différents de celui que le canal poursuit. Il s'agit du même Doppler relatif qu'au chapitre 4 mais qui s'applique cette fois à la TDE maximale.
Nous étudions ici son influence sur les performances de la TDE maximale, en les comparant à celles de la TDE simple dans les mêmes conditions.

5.3.3.1 Rapports de Puissances maximaux comparées entre TDE simple et TDE maximale

Pour évaluer l'impact du Doppler relatif sur la TDE maximale, nous établissons par simulation la figure du rapport de puissance maximal de puissance entre les signaux reçus de deux émetteurs. Ce rapport de puissance, qui change en fonction du Doppler relatif, correspond à la limite que l'on peut tolérer en termes d'éblouissement. Nous suivons le même mode opératoire que celui ayant permis l'établissement de la figure 4.9 du chapitre 4, mais il

faut cette fois-ci tenir compte de l'influence du repliement spectral. Nous savons que le bruit lié au repliement spectral influe fortement sur les performances de la TDE maximale. Il peut donc fausser l'interprétation des résultats en « noyant » l'influence du Doppler sous la sienne. Dans le but de le réduire au maximum, nous avons décidé de suréchantillonner le signal.
Afin de déterminer la meilleure fréquence d'échantillonnage à utiliser, nous avons calculé la figure complète de l'écart limite de puissance pour plusieurs valeurs relativement élevées de la fréquence d'échantillonnage. Nous avons alors observé qu'au delà d'une certaine valeur de cette fréquence d'échantillonnage, la figure de l'écart limite de puissance ne change pratiquement plus. Nous sommes alors assurés que dans ces conditions l'effet du Doppler relatif se trouve bien supérieur à celui du repliement spectral. Nous pouvons donc l'étudier. La fréquence d'échantillonnage en question est de 500 MHz et est utilisée avec une fréquence intermédiaire de 125 MHz pour des raisons d'optimisation (voir la section 5.3.1).

Les résultats sont reportés sur la figure 5.7 en compagnie de ceux de la TDE simple dans les mêmes conditions, c'est-à-dire pour deux répélites émettant la même séquence maximale décalée.

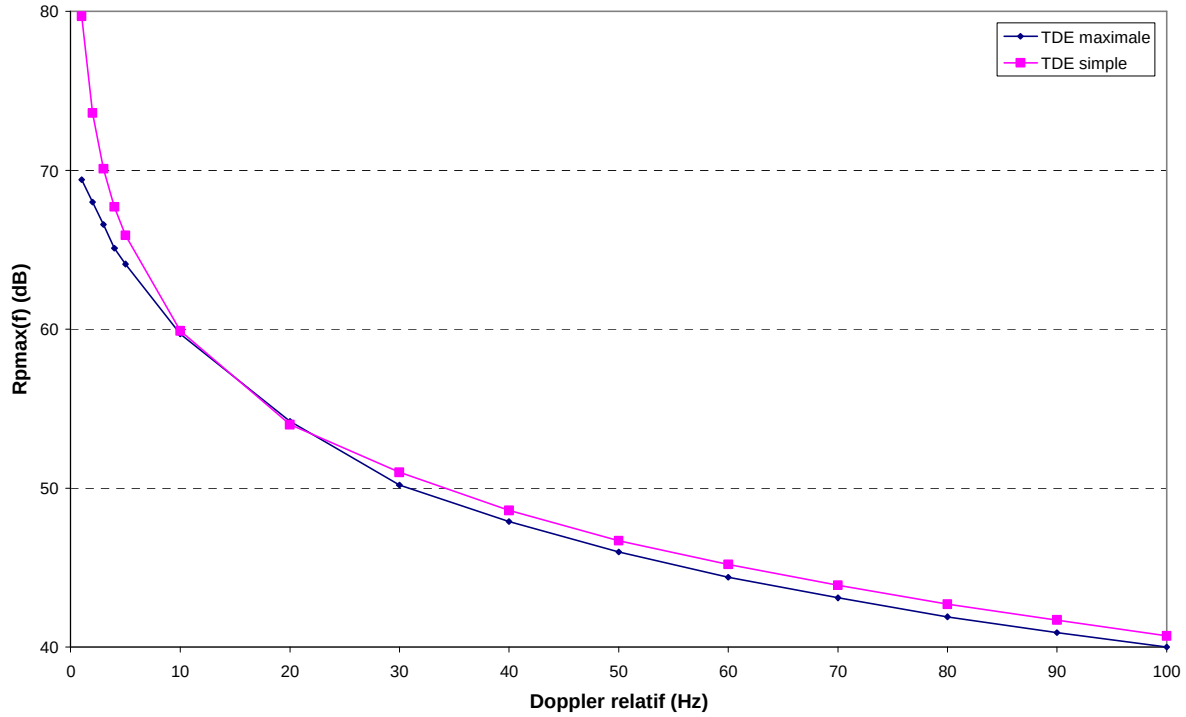


Figure 5.7 : Evolution, pour la TDE simple et la TDE maximale, du rapport de puissance maximal tolérable entre les signaux reçus de deux émetteurs en fonction du Doppler relatif

La figure 5.7 montre que la TDE maximale a des performances comparables à celle de la TDE simple. On remarque tout de même que pour des Doppler relatifs plus faibles (de 1 Hz jusqu'à 10 Hz), la TDE simple peut être nettement plus performante, bien que l'écart se resserre près de 10 Hz. Au-delà de 20 Hz, TDE maximale et TDE simple sont quasi identiques, la TDE simple ne gardant la prééminence que pour moins d'1 dB de différence.
En termes de valeurs de l'écart de puissance limite, on voit que l'on peut gérer des écarts supérieurs à 60 dB pour des Doppler relatifs inférieurs à 10 Hz (qui correspondent aux vitesses du piéton). L'idée de la TDE maximale étant de gérer des vitesses typiques des applications intérieures, il n'y a pas de ce point de vue de gros soucis.

On peut donc se rassurer quant à la TDE maximale : elle réagit de la même façon que la TDE simple en présence d'un Doppler relatif.

5.3.3.2 Le cas à n répélites

Il reste toutefois une question en suspend qui concerne le nombre d'émetteurs. En effet les résultats de la figure 5.7 sont calculés pour deux émetteurs. Or, le but de la TDE maximale est d'éliminer les interférences systémiques provoquées par plusieurs émetteurs. On voudrait donc avoir une idée de l'écart de puissance tolérable pour le cas où plusieurs émetteurs sont susceptibles de provoquer l'éblouissement. Il est difficile de répondre directement à cette question car dans une situation réelle les signaux des émetteurs « éblouissants » n'ont pas tous la même puissance et pas tous le même Doppler relatif (par rapport à celui de l'émetteur dont le signal est brouillé). En revanche on peut se donner une idée en évaluant une puissance moyenne pour un Doppler moyen par extrapolation du résultat pour deux émetteurs. Cela passe par un calcul simple qu'il faut retrancher des résultats de la figure 5.7.
Si k est le nombre de répélites susceptibles de provoquer l'éblouissement et que $S/I_a(f)$ représente le rapport Signal sur Interférence en amplitude pour un seul émetteur interférant. Alors, pour k signaux, ce rapport en amplitude sera divisé par k si on considère que les répélites apportent chacun la même contribution aux interférences systémiques. On peut alors écrire $RP_{max}(f)$ en adaptant l'équation (4.31) du chapitre 4:

$$RP_{max}(f) = 20.\log 10\left(\frac{1}{k} S/I_a(f)\right) - 6 \qquad (5.12)$$

D'après (5.12), il suffit donc de retirer 20.log10(k) aux résultats précédents. Le tableau 5.3 récapitule les résultats obtenus par cette extrapolation.

Tableau 5.3 : Performances de la TDE maximale en fonction du nombre de répélites

Nombre de répélites	2	3	4	5	6	7	8
Dégradation par rapport au cas avec 2 répélites	0 dB	6 dB	9.5 dB	12 dB	14 dB	16.9 dB	18 dB

Cela veut donc dire que par exemple les performances moyennes seront réduites d'une dizaine de dBs si trois répélites se trouvent en situation d'éblouir un quatrième. Mais cela n'est vrai que si les trois répélites en question ont des Doppler du même ordre de grandeur, ce qui n'est pas toujours vrai. Bien que cela donne quelques ordres de grandeur, il faut émettre toutes les réserves possibles sur ces valeurs extrapolées, assez peu représentatives d'une situation réelle.
La section 5.4 du présent chapitre va permettre de confirmer la validité de cette valeur d'une dizaine de dB de dégradation, à travers des simulations de mesures de l'erreur de la pseudodistance dans des situations d'éblouissement correspondant à des Doppler liés au mouvement.

5.3.3.3 Conclusion sur les effets du Doppler

Le Doppler relatif influe sur la TDE maximale, provoquant une limitation de l'efficacité de la méthode. Le premier enseignement de cette section 5.3.3 est que la TDE maximale et la TDE simple réagissent pratiquement de la même façon en présence de Doppler relatif. Cela est vrai malgré le fait que la TDE maximale utilise un principe très différent de celui de la TDE simple. Il y a donc malgré tout une sorte de cohérence entre les méthodes utilisant des

émissions décalées, bien que l'un s'appuie sur l'unicité des niveaux secondaires (TDE maximale) et l'autre sur la périodicité de la corrélation (TDE simple).
Bien entendu, cela entraîne que beaucoup des conclusions concernant le comportement de ces deux méthodes par rapport au Doppler relatifs sont analogues.

Ainsi, en considérant que ces limitations sont causées uniquement par le mouvement du récepteur, nous avons établis que les performances de la TDE maximale sont tout-à-fait acceptables pour la plupart des applications de positionnement indoor. En effet, à l'intérieur des bâtiments, la vitesse est limitée par l'environnement.
L'information supplémentaire réside dans l'extension du problème à n répélites. Nous avons établi que dans la pire des situations, on pouvait perdre 10 dB en performances avec quatre répélites et 18 dB avec huit répélites. Cette dernière situation implique que 7 émetteurs provoquent de l'éblouissement sur un huitième émetteur, un cas assez rarement rencontré.

Afin de mieux appréhender les phénomènes dont il a été question, il apparait important de mettre en œuvre quelques simulations correspondant à des Doppler rencontrés en situation de positionnement indoor. C'est ce que présente la section suivante.

5.4 Comparaison des méthodes TDE en poursuite

Les TDE, maximale et simple, ont pour qualité principale d'éliminer intégralement les corrélations croisées lorsque les Doppler des signaux incidents sont identiques. C'est typiquement le cas d'un récepteur statique. Le récepteur animé d'un mouvement réagit différemment à cause des Doppler engendrés sur les signaux. Ces Doppler provoquent des dégradations des performances des méthodes de réduction de l'éblouissement. Plus précisément, la présence de Doppler différents entre les signaux provoque l'apparition d'erreurs dans l'élimination de la corrélation croisée qu'opèrent les techniques de double émission. Ces erreurs sont fonction de la différence Doppler en question.
Nous avons établis dans le chapitre 4 et dans la section 5.3.3 du présent chapitre, les limites de rapport de puissance au-delà desquelles la corrélation se trouve dominée par les interférences, cela en fonction de la valeur du Doppler relatif. Nous savons cependant que les valeurs de ces limites sont restreintes au cas de deux émetteurs, dont l'un interfère sur l'autre, mais également que ces limites indiquent une valeur de décrochage de la boucle ou d'incapacité à acquérir le signal. Elles n'indiquent en aucune façon ce qui se produit dans la phase intermédiaire entre le moment où la boucle commence à commettre des erreurs et le moment où elle décroche tout-à-fait.
Ainsi, après avoir étudié la TDE maximale et la TDE simple d'un point vue limite de corrélation, il est intéressant de montrer leur performance en termes d'erreur sur la poursuite. Autrement dit, d'étudier leur impact sur la mesure de la pseudodistance en situation d'éblouissement avec un Doppler.

Dans cette section nous allons donc présenter un certain nombre de simulations relatives à une telle étude. La première partie est consacrée à la description des conditions de simulation. La deuxième partie contient l'ensemble des résultats obtenus. Nous verrons également dans une troisième partie qu'il est possible de modifier certains paramètres de la boucle poursuite, notamment les filtres de boucles, pour améliorer les performances.

Cette section n'a pas pour but d'explorer toutes les situations possibles, mais de se placer dans des conditions très particulières d'une situation très défavorable et d'étudier le comportement des boucles utilisant les méthodes de réduction de l'éblouissement.

5.4.1 Conditions de simulation

On réalise l'ensemble des simulations dans la configuration suivante :

- On a 4 répélites : R1, R2, R3 et R4.
- Le répélite R1 a un signal dont la puissance ne varie pas.
- Les répélites R2, R3 et R4 ont des puissances égales.
- Le temps réel simulé vaut 1 seconde.
- La fréquence d'échantillonnage est de 50 MHz.
- Le C/N0 associé au signal reçu provenant du répélite R1 vaut 50 dB-Hz.
- Pour les simulations en mode dynamique, les Doppler associés à chaque émetteur valent respectivement : 0 Hz pour R1, -2.77 Hz pour R2, -4.61 Hz pour R3, -4.45 Hz pour R4.
- Sauf précision les boucles de poursuite sont paramétrées avec un temps d'intégration de 1 ms et les filtres de boucle sont d'ordre 1 et ont pour caractéristique Bn = 1 Hz pour la DLL et Bn = 10 Hz pour la PLL (voir Annexe A).

Remarques et justifications

On fait varier la puissance des signaux de R2, R3 et R4 et on observe l'effet sur la mesure de la pseudodistance entre le récepteur et R1. L'idée est de comparer les performances des méthodes de réduction de l'éblouissement présentées dans ce travail. Trois simulations sont donc menées pour chaque niveau de puissance de R2, R3, R4 identique dans les mêmes conditions. La première en utilisant simplement une séquence maximale décalée, à l'image de ce qui a été vue au chapitre 3. La deuxième simulation est réalisée en utilisant la TDE maximale. La troisième simulation est mise en œuvre avec la TDE simple, étudiée au chapitre 4, dans la situation où le répélite R1 est en mesure d'éliminer l'influence des autres signaux. On a ainsi trois exemples de performances différentes par niveau de puissance:

1 – Sans la TDE
2 – Avec la TDE simple
3 – Avec la TDE maximale

Cela permet d'avoir une idée de ce qu'apporte chaque méthode aux performances en poursuite et de les comparer.

Faire varier plusieurs niveaux de puissance en en laissant un inchangé peut correspondre au cas réel d'un masquage du signal d'un émetteur par un obstacle. On étudiera donc l'évolution de la mesure de la pseudodistance de R1 lorsque l'on augmente la puissance des autres répélites.

A propos des Doppler

Pour le récepteur en mode dynamique, les Doppler induits sur chaque émetteur correspondent à ceux d'un récepteur évoluant à 1 m/s selon une petite portion de trajectoire circulaire de 10 mètres de diamètre centrée sur un carré de 20 mètres de côté. Les répélites seraient situés aux quatre coins. La séquence choisie est celle où les différences de Doppler sont les plus variées les unes par rapport aux autres.

On a choisi une portion de cercle car c'est un mouvement commode à simuler et assez représentatif.

A propos du temps de simulation

Le temps réel simulé est d'une seconde, ce qui correspond à 1000 mesures. Ces mesures sont toujours prises à partir du moment où les boucles sont accrochées (sauf pour le cas de figure où elles n'accrochent jamais).
On choisit de ne simuler qu'une seconde effective de temps pour deux raisons. D'abord pour limiter le temps de simulation mais aussi parce que les Doppler ne varient pas énormément durant une seconde. Les résultats moyens que nous présentons sont ainsi plus représentatifs du comportement des boucles de poursuite en réponse à la présence de Doppler différents que si l'on effectuait un tour complet, dans le cas d'un récepteur mobile.

A propos des paramètres des boucles

Les paramètres de boucles tels qu'ils ont été choisis par défaut sont typiques de ceux de boucles de poursuite répondant à la dynamique d'un signal GPS. Nous verrons toutefois que ceux-ci ont une influence importante sur le comportement des boucles en présence de phénomène d'éblouissement et qu'il est possible de les optimiser pour améliorer notablement les performances des techniques de double émission.

A propos du bruit thermique

L'influence du bruit thermique n'étant pas l'objet de nos travaux, nous avons choisi comme au chapitre 3 d'utiliser un signal de base assez puissant. Un C/N0 de 50 dB-Hz reste toutefois dans les limites de la réalité pour un système de positionnement indoor.

A propos de la fréquence d'échantillonnage

La section 5.3 du présent chapitre a permis de mettre en évidence l'influence de la fréquence d'échantillonnage sur la TDE maximale. Pour que les simulations aient ici un sens, il faut choisir une fréquence d'échantillonnage qui permette d'espérer des performances « acceptables » pour la TDE maximale, tout en n'allongeant pas le temps de simulation de manière exponentielle. La fréquence d'échantillonnage de 50 MHz est un compromis entre la vitesse d'exécution du simulateur et la réduction de l'effet du repliement spectral. Nous verrons cependant que le repliement spectral, présent malgré tout, nuit quelque peu à la pertinence des simulations.

5.4.2 Résultats de simulation

Les résultats de simulation ont été obtenus pour des rapports de puissance entre le répélite R1 et les trois autres qui vont de 0 dB à 50 dB. Nous présentons d'abord les résultats pour un récepteur statique qui doivent confirmer les résultats théoriques de l'élimination totale des interférences d'éblouissement.

5.4.2.1 Performances en statique

Lorsque le récepteur est statique, cela signifie que tous les Doppler relatifs entre les signaux provenant des répélites sont nuls. La figure 5.8 présente la valeur de l'erreur sur la

pseudodistance en fonction du rapport des puissances entre le signal issu de R1 et les signaux issus de Ri pour i ≠ 1, la figure 5.9 donne les écarts-type obtenus pour ces mêmes erreurs.

Les résultats des figures 5.8 et 5.9 illustrent l'efficacité des méthodes de double émission pour un récepteur immobile. En effet, on remarque qu'à partir d'un rapport de puissance entre 20 et 30 dB, la méthode utilisant la séquence maximale commence à sentir significativement les effets de l'éblouissement, on retrouve ici le résultat du chapitre 3. L'erreur augmente de manière significative jusqu'à atteindre une valeur (1.3 mètres ici) qui correspond aux puissances auxquelles la domination des pics secondaires d'intercorrélation issus des autres émetteurs que le répélite R1 est totale.
En revanche, pour les méthodes TDE, simple et maximale, ces pics d'intercorrélation ne parviennent pratiquement jamais à dominer la corrélation principale car ils sont supprimés. Ces tendances sont confirmées par les écart-type de la figure 5.9 dans laquelle on voit que les méthodes TDE permettent une grande stabilité dans l'erreur même en présence d'un éblouissement important. On observe aussi que la TDE simple, jusqu'à un rapport de puissance de 25 dB, est moins bruitée que les autres, ce qui est également un résultat attendu. L'écart-type de l'erreur pour la TDE maximale se confond avec celle de la séquence maximale seule jusqu'à un rapport de puissance de 10 dB. Si la séquence maximale a ensuite un comportement que l'on explique aisément, la TDE maximale voit son écart-type chuter pour une raison inexpliquée. Même si cette chute est d'amplitude assez faible, il est possible qu'il faille y voir l'influence du repliement spectral pour la fréquence d'échantillonnage de 50 MHz.

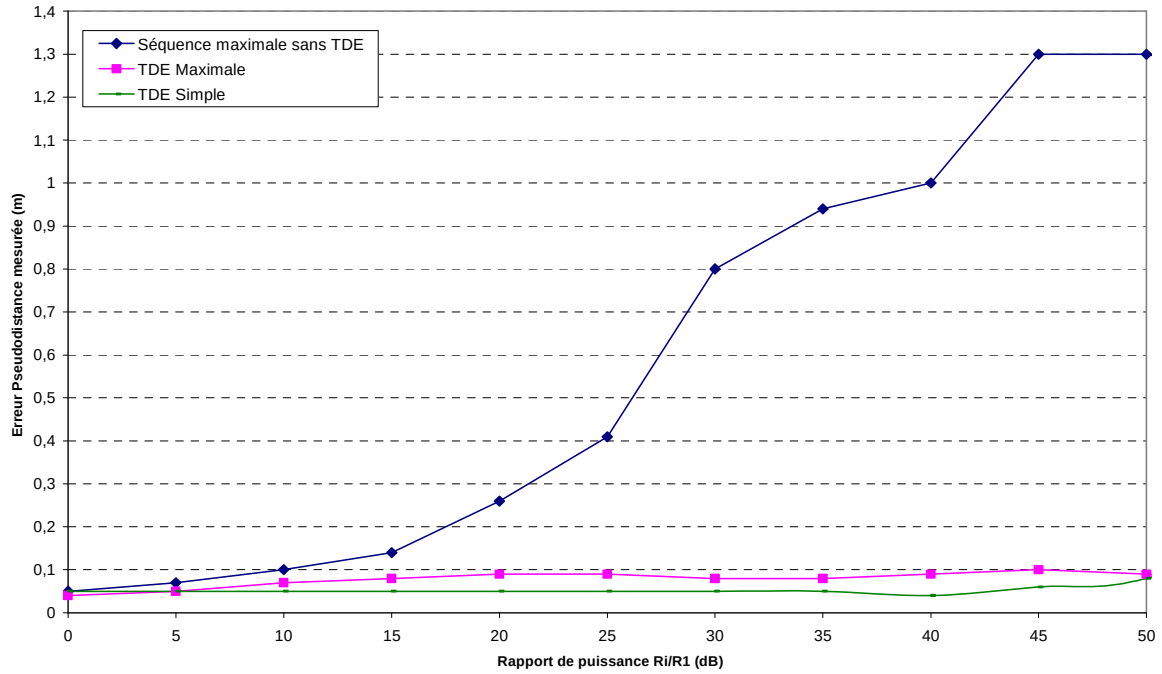


Figure 5.8 : Evolutions comparées de l'erreur sur la mesure de pseudodistance code en fonction du rapport de puissance des signaux des émetteurs pour un récepteur fixe

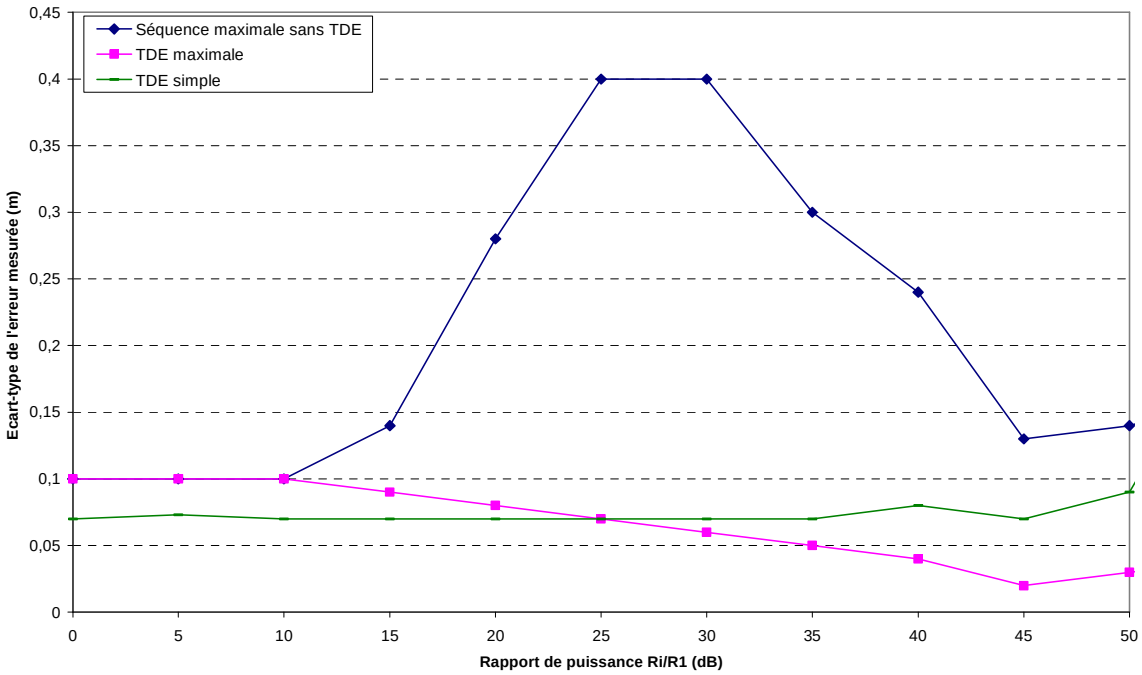


Figure 5.9 : Evolutions comparées de l'écart-type de l'erreur sur la mesure de pseudodistance code en fonction du rapport de puissance des signaux des émetteurs pour un récepteur fixe

Des simulations avec une fréquence d'échantillonnage plus élevée et dont les résultats ne sont pas présentés ici donne un écart-type plus stable pour la TDE maximale, ce qui tend à corroborer l'idée que le repliement spectral est bien responsable de ce comportement singulier.

Nous trouvons donc des résultats qui coïncident avec ce que l'on pouvait attendre, à quelques réserves près sur la TDE maximale. Pour un récepteur statique, l'élimination des interférences est totale, même pour des rapports de puissance élevés. Nous allons voir à présent ce qui se produit dans les mêmes conditions avec un récepteur en mouvement.

5.4.2.2 Performances en dynamique

Les figures 5.10 et 5.11 montrent les mêmes résultats que les figures précédentes mais en appliquant les Doppler relatifs indiqués au 5.4.1.

Les méthodes TDE y montrent leur efficacité par rapport à la séquence maximale seule. Toutefois elles montrent cette fois-ci leurs limites pour un rapport de puissance de 50 dB. Cette dégradation est particulièrement nette sur la figure 5.11 où l'écart-type ne cesse d'augmenter pour la TDE maximale et la TDE simple. Il faut y voir là un effet des Doppler qui finissent par dégrader les performances.

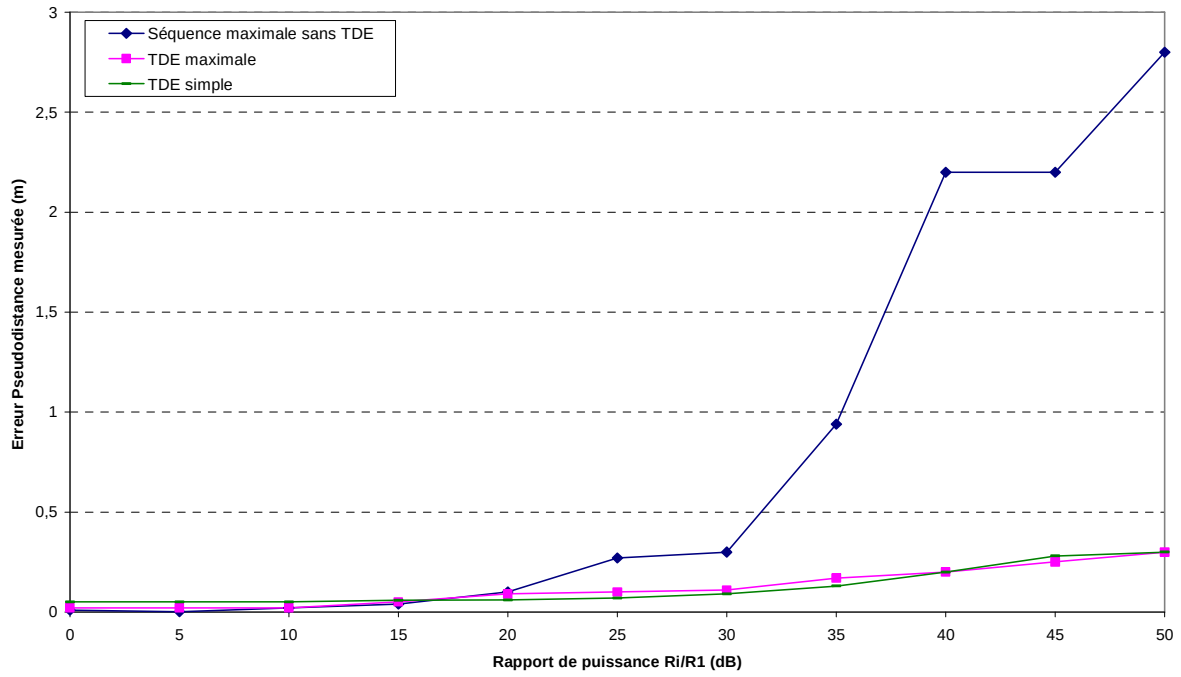


Figure 5.10 : Evolutions comparées de l'erreur sur la mesure de pseudodistance code en fonction du rapport de puissance des signaux des émetteurs pour un récepteur mobile se déplaçant à 1 m/s

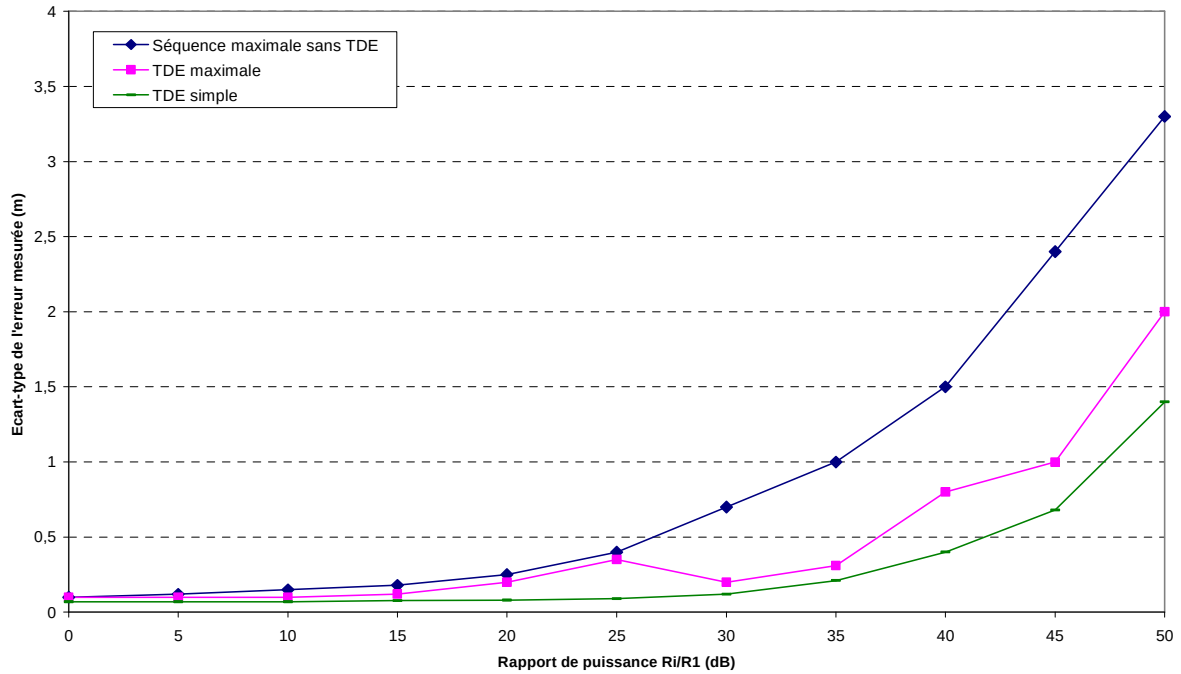


Figure 5.11 : Evolutions comparées de l'écart-type de l'erreur sur la mesure de pseudodistance code en fonction du rapport de puissance des signaux des émetteurs pour un récepteur mobile se déplaçant à 1 m/s

La limite de 50 dB pour laquelle on observe une forte dégradation correspond à celle que l'on pouvait attendre, compte tenu des Doppler relatifs rencontrés. Nous avions en effet estimé que la limite pour des Doppler de 3 à 5 Hz se situe autour de 65 dB pour un seul émetteur

éblouissant. Avec trois émetteurs, cette limite tombe à environ 55 dB d'après les estimations. Il ne s'agit toutefois pas d'une limite de bon fonctionnement, mais d'une limite de décrochage de la boucle. Les courbes ne le montrent pas, mais on observe en effet un décrochage lorsque l'on porte l'écart de puissance à 60 dB, on peut donc dire que la limite « réelle » se trouve bien comprise entre 50 et 60 dB.

La dégradation progressive de la mesure de pseudodistance à partir de 30 dB jusqu'à 50 dB est certes moins importante pour les méthodes TDE qu'en l'absence de méthode TDE, mais elle n'en existe pas moins. Cette dégradation n'existait pas pour un récepteur immobile, comme le montre les figures 5.9 et 5.10, c'est donc bien un effet dû aux Doppler. On peut toutefois observer que si l'écart-type se dégrade assez significativement (jusqu'à 2 m et 1.5 m), l'erreur moyenne reste en revanche relativement stable. Ce résultat intéressant amène à penser que de puissantes oscillations centrées sur une moyenne nulle sont principalement responsable de l'écart-type. Des solutions sont envisageables, car la propriété de moyenne nulle est bien le propre des méthodes TDE (on l'observe de manière criante sur la figure 5.10).
Il est donc peut-être possible de diminuer la dégradation que causent les signaux des autres émetteurs présentant un Doppler en jouant sur les filtres des boucles de poursuite. C'est ce que nous allons voir dans la section suivante.

5.4.2.3 L'importance des filtres de boucle

Dans les boucles de poursuite d'un récepteur GPS, les perturbations liées aux intercorrélations existent également. Parce que les Doppler entre signaux peuvent être importants, ces intercorrélations présentent des composantes sinusoïdales liées aux différences de fréquences porteuses entre les signaux. Les boucles de poursuite sont dotées de filtres passe-bas actifs à bande étroite dont le rôle est de réduire le bruit dans la boucle, mais aussi l'influence de ces « parasites » fréquentiels.
Dans notre situation très particulière du positionnement en intérieur, comme les émetteurs sont fixes, les perturbations ont des fréquences plutôt faibles car exclusivement liées au mouvement du récepteur. Elles sont ainsi de l'ordre de quelques Hz jusqu'à quelques dizaines de Hz s'il s'agit d'un véhicule motorisé. Comme la dynamique attendue est faible, il est tout-à-fait envisageable d'utiliser des filtres dont les bandes sont encore plus étroites que celles d'un récepteur GNSS classique. Bien entendu, la réduction de la bande du filtre augmente l'inertie de la boucle qui aura un temps de réaction plus long en cas d'accélération brusque. Nous devons toutefois rester conscients des échelles : l'accélération, même brusque, d'un piéton sera rapidement compensée même avec un filtre à bande assez étroite. Le tout est de rester raisonnable. Un piéton qui marche provoque sur le code un Doppler de 5 Hz sur la porteuse et de 0.0032 Hz sur le code, la dynamique de la boucle de code est donc beaucoup plus lente que celle de la boucle de phase. C'est pour cela que la boucle de code, naturellement plus bruitée, a un filtre à bande plus étroite que la boucle de phase. Rester « raisonnable » consiste donc à utiliser une bande passante de filtre qui autorise les excursions dues à la dynamique du récepteur.
De plus, comme cette partie du traitement est faite numériquement par la quasi-totalité des récepteurs, on dispose d'une grande latitude de réglages en ce qui concerne les filtres.

Nous nous contentons ici de réduire la bande des filtres classiquement utilisés par le récepteur GPS [Kaplan & al 2006b], mais il apparait évident que selon l'application on aura intérêt à utiliser des filtres dont on choisira les réglages les mieux adaptés.

Les figures 5.12 et 5.13 montrent l'effet que produit la réduction de la bande du filtre de la boucle de code sur les performances des méthodes TDE, maximale et simple. Nous ne présentons ici que les résultats sur la TDE simple, mais la TDE maximale obtient sensiblement les mêmes améliorations (avec la limitation du repliement spectral avec la fréquence d'échantillonnage à 50 MHz).

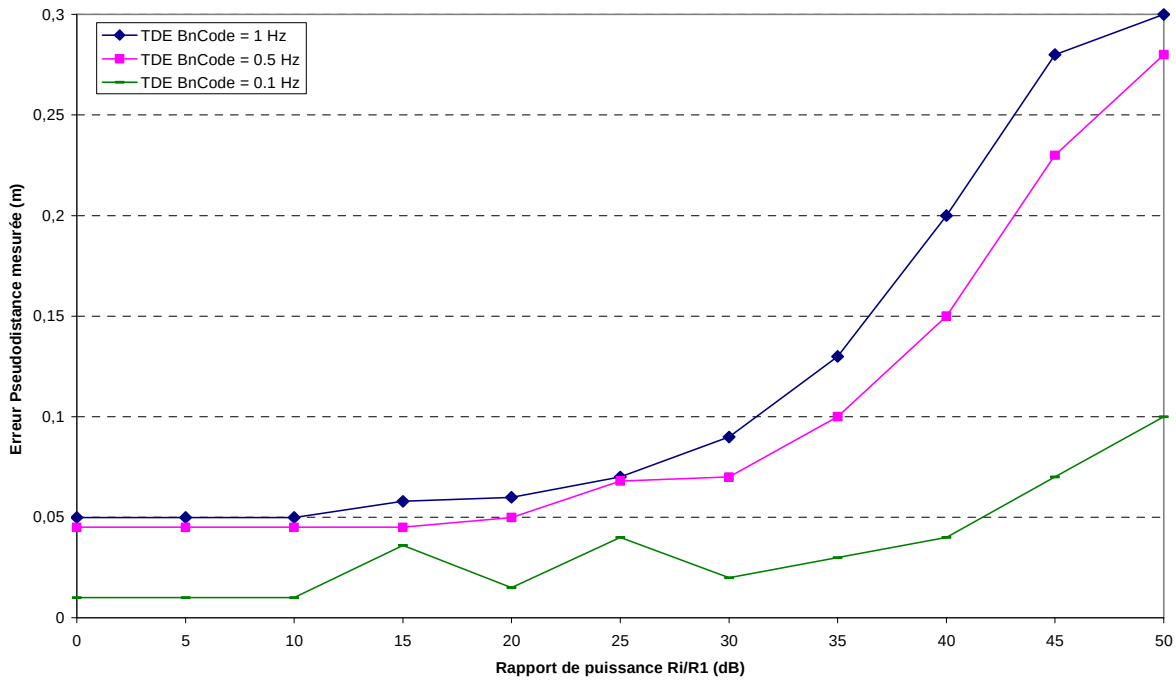


Figure 5.12 : Performances des méthodes TDE en termes d'erreur moyenne sur la pseudodistance pour différentes bandes de filtre de boucle de code

Malgré la forme quelque peu trompeuse des courbes de la figure 5.12, l'erreur varie assez peu en fonction de la bande du filtre de code. On rencontre en effet de 10 à 20 cm de variation pour les rapports de puissance les plus élevés. Il existe bien un effet de lissage, mais le plus important concerne surtout l'écart-type.
La réduction de la bande du filtre de la boucle de code a bien entendu pour effet de réduire le bruit dans la boucle, comme on le voit sur la figure 5.13, mais pas seulement.
Effectivement, le redressement des courbes d'écart-type à partir de 30 dB n'est pas dû à une augmentation du bruit thermique, mais bel et bien à la présence d'intercorrélations présentant de puissantes oscillations.
On constate que pour une bande de 0.1 Hz, l'influence des intercorrélations sur l'écart-type devient très faible, après avoir été déjà réduit pour une bande de 0.5 Hz par rapport à la boucle utilisant un filtre avec une bande 1 Hz.
Une bande de 0.1 Hz est une largeur de bande que l'on rencontre pour un récepteur GPS, on peut même descendre jusqu'à 0.05 Hz si la boucle est aidée [Van Dierendonck 1996], mais rien n'interdirait de la réduire encore puisque nous n'avons pas les mêmes contraintes dynamique.

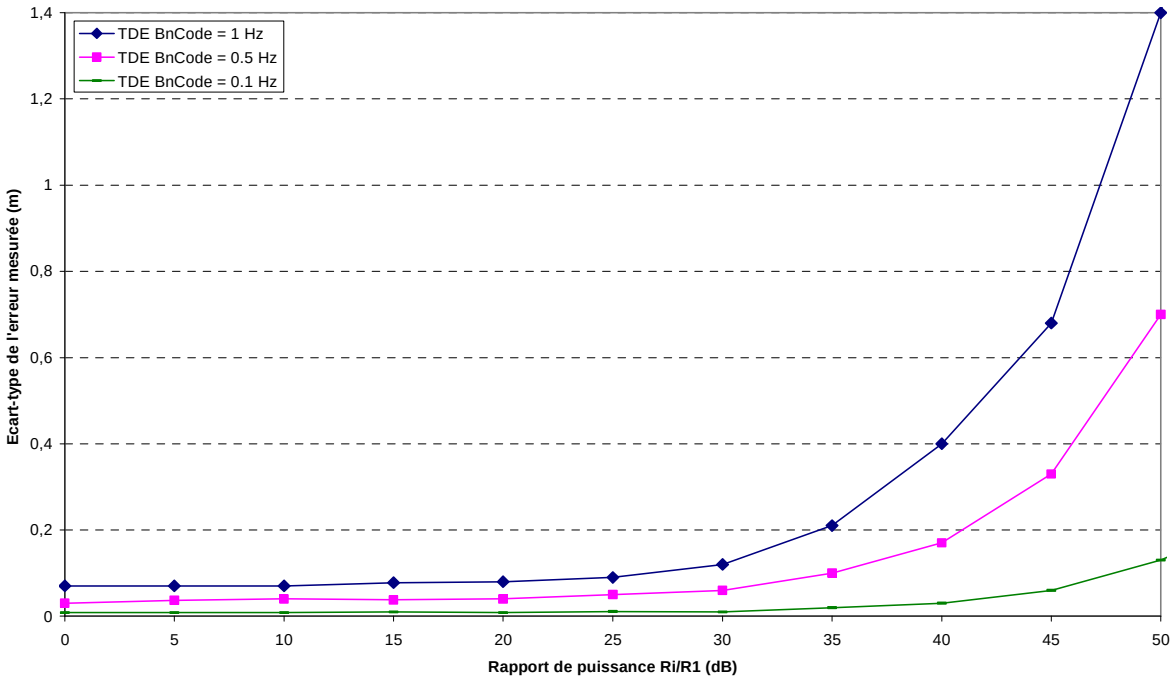


Figure 5.13 : Performances des méthodes TDE en termes d'écart-type de l'erreur sur la pseudodistance pour différentes bandes de filtre de boucle de code

Cela signifie que l'utilisation de filtre à bande plus étroite, peut effectivement permettre d'améliorer la résistance des boucles utilisant la TDE face à l'éblouissement en mode poursuite.

5.4.2.4 Conclusion sur les simulations

Nous avons vu confirmé par simulation l'intérêt de l'utilisation des méthodes TDE contre l'éblouissement. La TDE maximale, présente des similitudes avec la TDE simple bien que le problème du repliement spectral limite quelque peu la pertinence des simulations. En mode statique, la suppression des interférences est totale, en mode dynamique en revanche le Doppler en limite l'effet.
Il est cependant possible d'améliorer la résistance de la boucle en poursuite, grâce aux filtres de boucle. Comme la dynamique attendue est celle de l'intérieur d'un bâtiment, le récepteur peut se permettre d'utiliser des boucles de poursuite aux filtres ayant des bandes plus étroites et donc de réduire les oscillations parasites. Les simulations ont permis de mettre en évidence qu'un filtre à bande plus étroite permettait effectivement cette amélioration.
Cela conduit à une conclusion importante qui permet de relativiser quelque peu le problème, néanmoins réel, que pose la présence de Doppler relatif :
Si les filtres sont bien paramétrés, ils permettent de supprimer une grande partie de l'erreur, le problème principal étant donc posé par les signaux ayant des Doppler relatifs proches. Seulement, pour ce dernier problème, la TDE officie efficacement.
En résumé, on peut dire que les méthodes TDE présentent un double avantage en poursuite:

- Pour les Doppler relatifs de nuls à très faibles, elles fonctionnent plus efficacement.
- Pour les Doppler relatifs plus élevés, les oscillations de fortes puissances ont des moyennes nulles car elles sont centrées sur le résultat d'intercorrélation de la TDE. Un filtrage plus sélectif présente donc un intérêt certain.

C'est à cause de ce second point, qu'il ne suffit pas de filtrer fort sans utiliser une méthode TDE, car la moyenne des oscillations n'est alors pas nulle, mais égale à l'intercorrélation des codes.

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons prolongé la réflexion sur l'élimination de l'éblouissement dans les systèmes de positionnement indoor. Notre but était d'étendre les capacités à supprimer les interférences de la méthode vue au chapitre précédent, non pas seulement d'une classe d'émetteur donnée, mais de tous les émetteurs présents. Nous avons vu que cela était possible en utilisant le principe des répélites vus au chapitre 1, et en utilisant une propriété particulière des séquences de longueur maximales vues au chapitre 3. C'est ainsi qu'est née la Technique de la Double Emission maximale. La double émission, dont une est déphasée de 180 degrés par rapport à l'autre, sur une même antenne permet d'éliminer intégralement l'ensemble des interférences systémiques provenant des autres émetteurs lors de la corrélation. La mise en œuvre de cette méthode est simple au niveau du récepteur puisqu'elle fonctionne sans même avoir à modifier la structure de la boucle de poursuite. L'utilisation d'une séquence de longueur maximale est une contrainte de la TDE maximale. On pourrait cependant imaginer la faire fonctionner avec un PRN unique qui ne soit pas une séquence maximale mais dont les décalages seraient optimisés comme au chapitre 3.
Nous avons toutefois mis au jour quelques limitations nouvelles que ne présentent pas la TDE simple vue au chapitre 4.
Si la présence de Doppler relatifs sur les émetteurs provoque sensiblement les mêmes restrictions que pour la TDE simple, le repliement spectral est une source de limitation nouvelle qui s'avère importante. Il est difficile de juger si les récepteurs actuellement manufacturés mettent en œuvre des méthodes de réduction du repliement spectral permettant un fonctionnement optimal de la TDE maximale. En revanche nous avons démontré que l'utilisation d'une méthode de réduction du repliement spectral, quelle qu'elle soit, permet d'améliorer les performances de la TDE maximale. Parmi ces méthodes, la plus originale consiste à réduire la fréquence du code pour provoquer une forme de suréchantillonnage artificiel.
Une fois établies toutes ces restrictions, nous avons comparé les performances de la TDE maximale et des méthodes présentées aux chapitres 3 et 4, à travers une série de simulations d'un récepteur en mode poursuite. Ces simulations ont confirmé les approches théoriques, pour ce qui concerne les trois méthodes pour un récepteur statique. Pour un récepteur mobile, les limitations prévues ont également été observées. Pour ce qui concerne la TDE maximale la fréquence d'échantillonnage utilisée et l'absence de possibilité de mise en œuvre de système anti-repliement spectral limite la pertinence des simulations, surtout pour des rapports de puissances élevés. Les simulations ont également permis de mettre en lumière le rôle capital des filtres de boucles. L'idéal étant de filtrer sur une bande la plus étroite possible pour éliminer les oscillations provoquées par la présence de Doppler relatifs. On ne peut pas filtrer sur une bande infiniment étroite, mais heureusement la TDE permet d'éliminer de manière confortable les erreurs pour des fréquences de Doppler relatifs faibles. Pour des Doppler plus élevés, le filtre de la boucle peut contribuer à les éliminer ce qui permet de ne pas disqualifier les méthodes TDE simple et maximale même pour des applications dont le récepteur présente une dynamique moyenne.

A présent que la corrélation est débarrassée des interférences systémiques, nous pouvons reprendre la problématique du positionnement et nous intéresser à une nouvelle méthode de résolution de l'ambiguïté entière de la mesure de phase, dans le chapitre suivant.

Chapitre 6 : Positionnement par mesures de phase de porteuse

6.1 Introduction

L'éblouissement est un problème majeur des dispositifs tels que les pseudolites ou les répélites. Les trois chapitres qui précèdent avaient pour objectif principal de proposer de nouvelles approches pour réduire les effets de l'éblouissement dans un tel système.
La mise en œuvre d'une constellation de répélites ne peut se justifier que si l'on se montre capable d'effectuer un positionnement dont la précision sera supérieure à toutes les méthodes n'utilisant pas de constellation locale. Pour réaliser un tel positionnement dans le milieu intérieur, où les trajets indirects sont la principale cause d'erreur, l'utilisation de mesures de phase de la porteuse est indispensable. Comme nous l'avons vu au chapitre 1, l'erreur maximum que peuvent induire les trajets indirects sur la mesure de phase de porteuse est de 19 cm sur L1. On peut ainsi espérer un positionnement à précision sub-métrique, ce qui remplirait largement nos objectifs.
L'utilisation de la mesure de phase présente toutefois une ultime difficulté : l'ambiguïté entière que l'on doit résoudre pour obtenir la pseudodistance. Idéalement, le système que nous désirons mettre en œuvre ne devrait être pas faire appel à une aide différentielle. Pour cela, nous avons décidé d'utiliser une méthode de réduction de l'influence des trajets indirects sur le code développée au sein du groupe navigation de Télécom Sud-Paris dans le cadre des répéteurs. Il s'agit de la Short Multipath Insensitive Code Loop qui est insensible aux trajets indirects courts.
Puisque cette boucle ne subit pas l'influence des trajets indirects courts, très présents dans les milieux intérieurs, il est peut-être possible de l'utiliser pour résoudre l'ambiguïté entière. Il est également possible de tirer parti de l'aspect local de la constellation et d'utiliser un filtre de Kalman pour réduire le bruit inhérent aux mesures de code. En exploitant la propriété anti-trajets indirects de la SMICL et des mesures de phase de la porteuse, ainsi que le faible bruit présent dans ces dernières, nous sommes capables de mettre au point des méthodes de calcul de la pseudodistance permettant d'espérer un positionnement sub-métrique.

La première partie de ce chapitre présente de manière synthétique la boucle SMICL et son fonctionnement. La deuxième partie détaille une approche permettant de résoudre l'ambiguïté entière en faisant appel à un filtre de Kalman et aux mesures de phase de code la boucle SMICL. La troisième et dernière partie montre des résultats pratiques, expérimentaux et simulés, de mise en œuvre illustrant la faisabilité et l'intérêt des méthodes proposées.

6.2 Présentation de la boucle SMICL

Le principe des GNSS repose sur la mesure du chemin direct, donc le plus court, entre l'antenne de l'émetteur (spatiale ou terrestre) et l'antenne du récepteur. Cette mesure est effectuée grâce à deux boucles à verrouillage de phase, dont l'une est chargée de démoduler la porteuse (la PLL) et l'autre de démoduler le code (la DLL). Le fonctionnement de ces boucles est détaillé dans l'annexe A.
On utilise classiquement la boucle de code pour évaluer la mesure du trajet direct. L'existence de trajets indirects induit sur cette mesure des erreurs qui sont particulièrement importantes si les trajets sont courts et puissants. Ces derniers se rencontrent particulièrement dans des milieux confinés où les réflexions du signal incident sont nombreuses et de faibles longueurs.

Les problèmes liés à la présence de trajets indirects font l'objet de travaux de recherche intense dans le domaine des GNSS car leur nature imprévisible rend les méthodes de filtrage en temps réel plutôt inefficaces.
Des méthodes existent cependant, la plupart travaille au niveau du traitement du signal dans la partie de la boucle que l'on appelle le discriminateur. L'une d'elle a été développée au sein du Groupe Navigation. On l'appelle la Boucle Insensible aux Trajets Indirects Courts (BITIC en Français, mais référencée en Anglais sous le nom de SMICL pour Short Multipath Insensitive Code Loop). Nous allons décrire son fonctionnement dans la présente section.

6.2.1 Présentation et principes de la SMICL

La SMICL est une méthode qui fut conçue au départ pour éliminer l'influence des trajets indirects sur les mesures des transitions pour le système de positionnement par répéteur [Jardak & al 2008].
Les mesures étant effectuées sur le code et avec une antenne GPS quelconque, il fallut mettre au point une méthode de réduction de l'influence des trajets indirects sur la mesure de code dans les conditions du positionnement indoor. La présence de trajets indirects déforme la fonction d'autocorrélation de manière plus ou moins importante selon leurs amplitudes, leurs longueurs et leurs phases. Les trajets indirects majoritaires à l'intérieur des bâtiments sont les trajets courts dont la longueur est inférieure à 0.5 chip, soit 146.5 m pour le code C/A du GPS. La majorité des méthodes de réduction de l'influence des trajets indirects existantes, comme le corrélateur étroit [Van Dierendonck & al 1992] ou le corrélateur stroboscopique [Garin & al 1996], sont très efficaces pour réduire l'enveloppe d'erreur, surtout pour les trajets relativement longs (typiquement supérieur à 0.5 chip). Pour les trajets plus courts en revanche, l'efficacité de ces méthodes dépend des paramètres choisis. Ainsi, même avec les meilleurs paramètres possibles, il reste toujours une longueur limite de trajets en dessous de laquelle l'influence de ceux-ci reste équivalente à celle d'un corrélateur classique. Par exemple un corrélateur étroit avec un espacement de 0.05 chip sera meilleur qu'une SDLL pour des trajets de longueurs supérieures à 0.1 chip, mais n'apportera aucune amélioration pour des trajets de longueurs inférieures [Van Dierendonck 1996]. C'est malheureusement insuffisant pour l'indoor qui est un milieu dans lequel les trajets très courts (moins de 30 mètres) sont très importants.
Il était donc nécessaire de mettre au point une méthode, s'appuyant également sur le traitement du signal et permettant de supprimer totalement les trajets indirects courts. Le groupe Navigation a donc développé son propre discriminateur et la boucle dans laquelle il prend place. Ainsi naquit la SMICL. Cette boucle a été présentée en détails dans [Jardak & al 2009], nous en rappelons ici les principes généraux.

6.2.2 La formule du discriminateur

Le discriminateur de la SDLL est donné dans l'annexe A. La formule du nouveau discriminateur est donnée par (6.1) et (6.2):

$$D = \left(IE^2 + QE^2\right) - \left((IP')^2 + (QP')^2\right) \qquad (6.1)$$

Avec
$$\begin{cases} IP' = IP - \frac{\Delta}{2}\frac{IE + IL}{2 - \Delta} \\ QP' = QP - \frac{\Delta}{2}\frac{QE + QL}{2 - \Delta} \end{cases} \qquad (6.2)$$

IE, IP et IL désignent respectivement les corrélations en phase avec la porteuse pour les corrélateurs en avance, en phase et en retard.

QE, QP, QL désignent respectivement les corrélations en quadrature avec la porteuse pour les corrélateurs en avance, en phase et en retard.
Δ correspond au retard entre le corrélateur en avance et le corrélateur en retard.

Pour une SDLL, la condition d'équilibre est :

Corrélateur en avance E = Corrélateur en retard L.

Cette condition peut s'écrire également, en bande illimitée :

Corrélateur en avance E = Corrélateur en phase P – Δ/2

Pour la SMICL, il s'agit d'utiliser cette deuxième condition d'équilibre. Pour que cela fonctionne en présence de trajets indirects, il est nécessaire de corriger la corrélation en phase d'une certaine quantité. Il s'avère que la quantité en question est celle indiquée en (6.2).

6.2.3 La forme du discriminateur

Le discriminateur de la SMICL ayant la formule (6.1) ne présente pas la même forme que celui de la SDLL classique. La figure 6.1 montre le discriminateur de la SMICL comparé à celui de la SDLL en l'absence de trajet indirect :

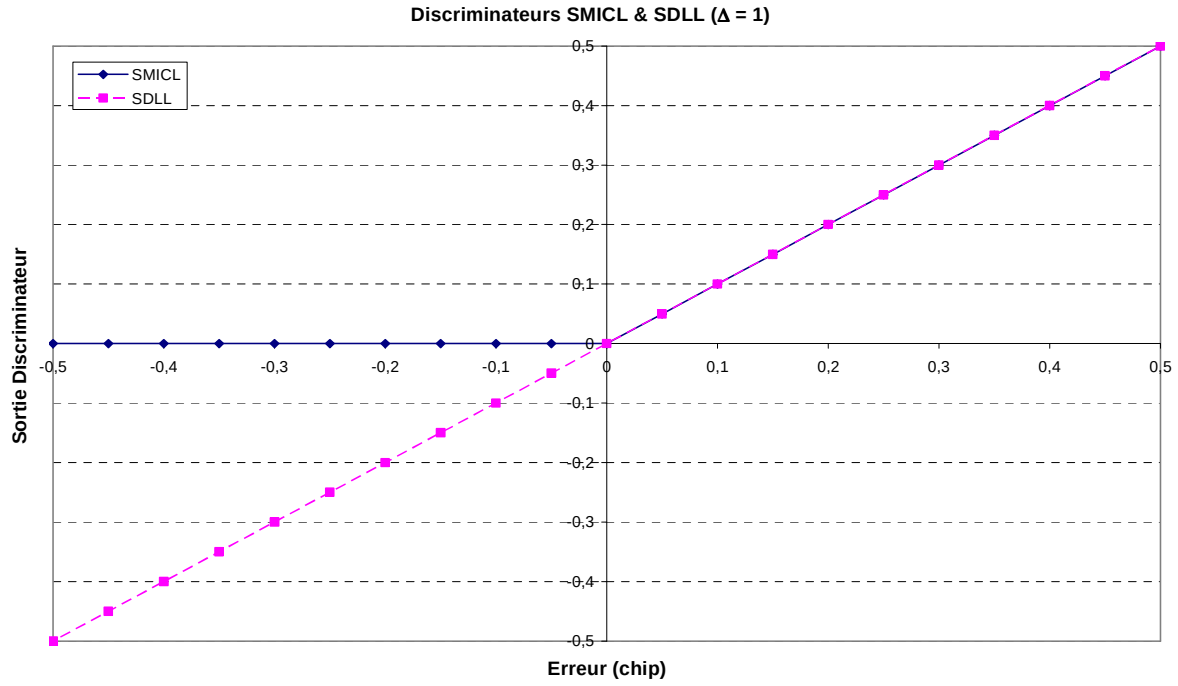


Figure 6. 1 : Discriminateurs SMICL et SDLL en l'absence de trajet indirect

Comme le montre la figure 6.1, le discriminateur de la SMICL a une forme asymétrique. Il vaut zéro si le décalage entre le code du signal incident et celui de la réplique locale du récepteur est inférieur à 0. Pour la partie droite, le discriminateur de la SMICL se confond avec celui de la SDLL en l'absence de trajet indirect.
Si des trajets indirects sont présents, alors la partie droite se déforme quelque peu, comme le montre la figure 6.2 :

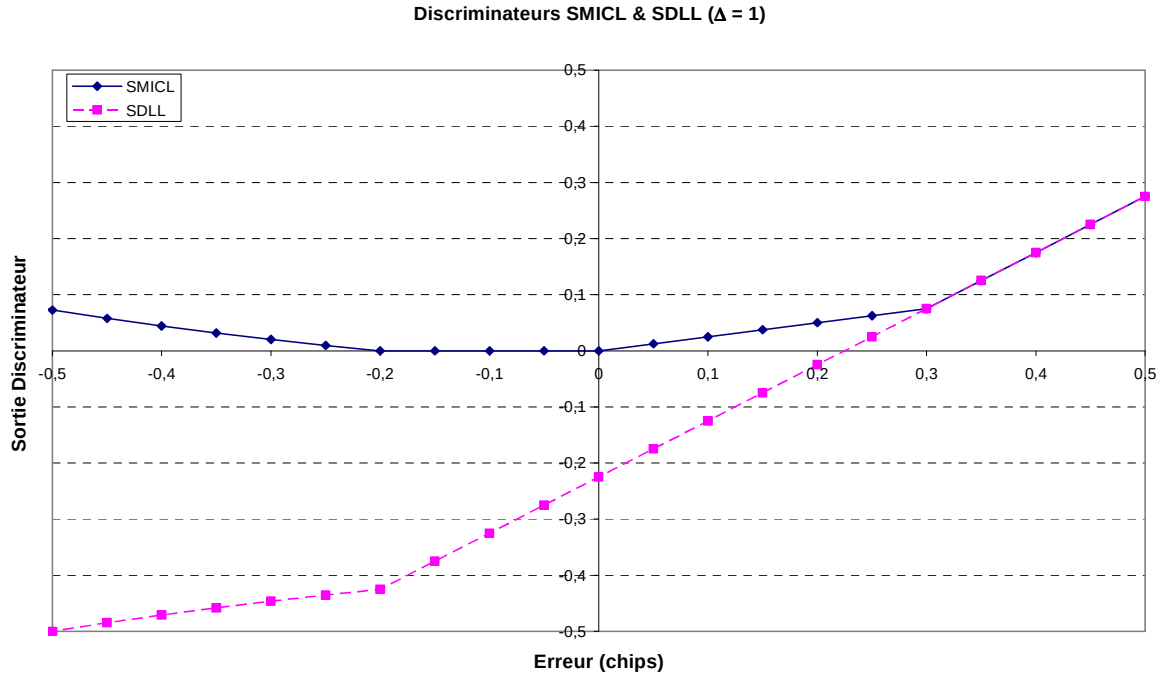


Figure 6. 2 : Discriminateurs SMICL et SDLL en présence d'un trajet indirect court

Le « vrai zéro », c'est-à-dire le point d'équilibre ayant une erreur nulle, est au centre de la figure 6.2. Nous pouvons voir que le discriminateur de la SMICL atteint le vrai zéro tandis que le discriminateur de la SDLL a un zéro décalé d'environ 0.22 chip. En pratique cela signifie que la SDLL fera une erreur de 0.22 chip sur la pseudodistance, alors que la SMICL, bien que son discriminateur subisse une déformation dans sa partie droite, ne fait aucune erreur liée au trajet indirect.

Remarque

La boucle est à l'équilibre lorsque la sortie du discriminateur vaut 0, mais la SMICL fonctionne avec un filtre de boucle d'ordre 1 (voir l'annexe A). Cela signifie qu'on ne pourra toucher au filtre de boucle, pour améliorer la résistance à l'éblouissement en poursuite comme nous le suggérons à la fin du chapitre 5, sans avoir étudié son comportement avec la SMICL.
A cette restriction près, elle est totalement compatible avec les méthodes anti-éblouissement que nous avons présentées dans les chapitres précédents.

La SMICL a fait l'objet d'une validation expérimentale complète, tous les résultats sont détaillés dans [Vervisch-Picois & al 2009].

6.2.4 SMICL, asymétrie et bruit thermique

La forme asymétrique de la courbe de son discriminateur a des conséquences sur les performances en termes de bruit thermique de la SMICL. En effet, il a été montré qu'elle ne pouvait fonctionner que si le signal incident a un C/N0 supérieur à 40 dB-Hz. La SMICL fonctionne de manière optimale pour des C/N0 supérieurs à 50 dB-Hz. Cela peut constituer une limitation forte de son utilisation, d'autant que les 40 dB-Hz correspondent à une limite de décrochage de la boucle, mais avant de décrocher complètement les performances peuvent être très affectées.
Cependant, comme il s'agit de positionnement utilisant une constellation d'émetteurs locaux, nous pouvons mieux contrôler la puissance d'émission. Il n'est donc pas totalement aberrant de parvenir à des C/N0 en réception de l'ordre de 50 dB-Hz.

L'originalité de cette forme de discriminateur a une autre conséquence, peut-être un peu plus embarrassante encore que le seul bruit thermique. La boucle SMICL se trouve en effet incapable de gérer des situations où la réplique locale du signal se trouve en avance sur le signal incident. Dans la pratique ce handicap est compensé par l'aide intégrale que la PLL de la SMICL fournit à la DLL. Ainsi, la SMICL parvient à gérer la plupart des situations normales. Mais si un saut un peu grand de phase négative (suffisamment grand pour que la PLL ne le voit pas entièrement) survient, le discriminateur est incapable de répondre puisqu'à un déphasage négatif, il fait correspondre une correction nulle. Un niveau de bruit important aggrave encore ce phénomène.
Pour protéger la SMICL de ce travers, on est amené en pratique à déphaser par intermittence la réplique locale du code d'une valeur positive connue. Cela a pour effet de déstabiliser la boucle et d'obliger le discriminateur à travailler pour recaler la boucle sur la vraie phase. On s'assure ainsi que si un déphasage négatif était survenu, il se trouverait compensé. Le réglage de la valeur de la phase induite ainsi que sa fréquence dépend de l'application.

6.2.5 Conclusion

La boucle SMICL permet, avec une modification relativement dérisoire du discriminateur de la boucle de code, de supprimer les erreurs liées aux trajets indirects courts. Nous avons vu que cette boucle était plus sensible au niveau de bruit qu'une boucle classique et qu'un mode opératoire particulier était nécessaire pour la faire bien fonctionner.
Le plus important réside surtout dans ses remarquables performances en termes de résistance aux trajets indirects courts. La source principale de l'erreur pour le positionnement intérieur étant la présence de ces derniers, il est envisageable de l'utiliser pour évaluer la pseudodistance code. Cette mesure de code peut toutefois difficilement être utilisée directement, car à cause du mode opératoire particulier de la SMICL, lié à son asymétrie, elle n'est pas disponible à tout instant. Il faut en effet le temps que la boucle artificiellement déstabilisée retrouve l'état d'équilibre pour récupérer une mesure de pseudodistance utilisable. Il est donc plus judicieux de s'en servir lorsqu'elle est disponible pour résoudre l'ambiguïté entière de la mesure de pseudodistance avec la porteuse. Le reste du temps, la pseudodistance que l'on utilisera étant donnée par la mesure du déphasage sur la porteuse. Nous allons voir comment opérer ceci dans ce qui suit.

6.3 Résolution de l'ambiguïté entière de la mesure de porteuse par le code

La SMICL permet d'effectuer des mesures de code connaissant une forte réduction de l'influence des trajets indirects. Nous pourrions donc imaginer utiliser directement ces

mesures de code pour déterminer l'ambiguïté entière des mesures de la porteuse. Cependant, les mesures de code sont toujours beaucoup trop bruitées, bien plus que les mesures de phase de la porteuse, même pour des C/N0 élevés. Ainsi, si les mesures de code brutes sont utilisées sans traitement préalable, on risque de se retrouver avec d'importantes erreurs liées au bruit lors de l'estimation de l'ambiguïté entière. Il apparait donc plus sage, si cela est possible, de lisser les mesures de code avant de s'en servir pour déterminer cette ambiguïté.
Nous proposons ici une méthode de résolution en deux étapes : la première consiste à lisser les mesures de code en utilisant les mesures de phase de la porteuse, la seconde permettant de déterminer l'ambiguïté entière sur la mesure de phase en utilisant la mesure de code préalablement lissée.

6.3.1 Etape 1 : lissage de mesure de code par filtrage de Kalman

La technique de lissage du code par la porteuse (carrier code smoothing en Anglais) est une opération qui consiste à utiliser les mesures de porteuses, naturellement peu bruitées, pour lisser les mesures de pseudodistance obtenue avec la boucle de code. Cette méthode fonctionne très bien pour réduire l'influence du bruit thermique, mais son efficacité est limitée contre les trajets indirects. En effet, avec une boucle classique les erreurs sur le code liées aux trajets indirects peuvent atteindre plusieurs dizaines de mètres, de plus elles sont de nature imprévisible. Le filtrage de Kalman que nous proposons d'opérer est un estimateur récursif qui peut gérer le bruit d'origine thermique, mais plus difficilement les trajets indirects.
Cependant, si l'on utilise la SMICL pour évaluer la pseudodistance code, l'influence des trajets indirects disparait. Le bruit est alors la source d'erreur principale et le filtre de Kalman fonctionne alors de manière optimale. N'oublions pas en effet que dans la problématique du positionnement intérieur, beaucoup de sources d'incertitude disparaissent par rapport au GNSS. On pense notamment à l'absence de traversée de l'ionosphère et de la troposphère, ainsi qu'aux incertitudes sur les positions des émetteurs.
Le filtre de Kalman a besoin pour son fonctionnement d'établir une prédiction du futur état. L'idée de la méthode est d'utiliser les mesures de phases de la porteuse pour réaliser cette prédiction. Ces dernières sont la meilleure référence que l'on puisse imaginer, puisqu'elles sont très peu bruitées. On combine ainsi deux jeux de mesures différents pour réduire le bruit dans les mesures de code. On définit :

$PR_{s_n}^{-}$: Etat prédit de la pseudodistance code lissée à l'instant n
$PR_{s_{n-1}}^{+}$: Estimation de la pseudodistance code lissée à l'instant n – 1
PR_{cp_n} : Mesures de la pseudodistance porteuse à l'instant n
p_n^{-} : Covariance de l'erreur de prédiction à un pas
p_n^{+} : Covariance de l'état
r : Variance de l'erreur des mesures de phase de la porteuse
q : Variance de l'erreur des mesures de phase du code
k_n : Gain de Kalman
PR_{c_n} : Mesures de la pseudodistance code à l'instant n

Les équations du filtre sont alors les suivantes :

Prédiction du prochain état de la pseudodistance code :

$$PR_{s_n}^{-} = PR_{s_{n-1}}^{+} + (PR_{cp_n} - PR_{cp_{n-1}}) \qquad (6.3)$$

Estimation prédite de la covariance de l'erreur:

$$p_n^{-} = p_{n-1}^{+} + q \qquad (6.4)$$

Calcul du gain du filtre de Kalman :

$$k_n = p_n^{-}(p_n^{-} + r)^{-1} \qquad (6.5)$$

Mise à jour de l'estimation de l'état de la pseudodistance code à l'instant n :

$$PR_{s_n}^{+} = PR_{s_n}^{-} + k_n(PR_{c_n} - PR_{s_n}^{-}) \qquad (6.6)$$

Mise à jour de la covariance de l'erreur :

$$p_n^{+} = (1 - k_n)p_n^{-} \qquad (6.7)$$

Dans les équations (6.3) à (6.7), une variable marquée d'un signe moins en exposant signifie qu'elle relève de la prédiction et un signe plus signifie qu'elle est filtrée. n correspond à l'instant que l'on est en train de mesurer.

La première étape (6.3) est l'étape majeure car c'est au cours de celle-ci que les mesures de code et de porteuse sont combinées. Elle consiste à utiliser la pseudodistance obtenue avec les mesures sur la porteuse PR_{cp_n} (en fait sont évolution entre l'instant n et l'instant précédent n – 1) pour prédire le prochain état de la pseudodistance code $PR_{s_n}^{-}$ à partir de l'estimation de cette dernière à l'instant précédent soit $PR_{s_{n-1}}^{+}$.

Les autres étapes suivent le déroulement classique d'un filtre de Kalman.

Dans l'équation (6.4), la covariance de l'erreur p_n^{-} est prédite à partir de son état filtré p_{n-1}^{+} de l'instant précédent n – 1 et de la variance de l'erreur des mesures de phase de porteuse q.
Le gain du filtre est alors calculé avec l'équation (6.5) avec la covariance de l'erreur prédite p^{-} et la variance de l'erreur sur les mesures de code r.
Les variances q et r sont des paramètres définis par l'utilisateur et qui influencent le filtre. Choisir des variances q et r trop élevées risquent de détériorer la qualité du filtrage jusqu'à ne plus être du tout opérant. En revanche choisir des variances trop faibles engendre un filtrage si serré que l'on peut ne pas distinguer un simple changement de la trajectoire. Un bon choix de ces paramètres tient en général compte du rapport signal sur bruit calculé par le récepteur, mais il n'en reste pas moins que le paramétrage d'un filtre de Kalman est toujours délicat.

Enfin les équations (6.6) et (6.7) correspondent aux étapes de mise à jour ou de filtrage. Dans l'équation (6.6), l'estimation $PR_{s_n}^{+}$ est calculée en corrigeant la valeur prédite de la

pseudodistance code $PR_{s_n}^{-}$ calculée à la première étape avec la différence entre cette dernière et la pseudodistance code PR_{c_n} mesurée à l'instant n. Cette différence étant pondérée par le gain de Kalman qui représente la confiance que l'on accorde aux mesures de code. L'équation (6.7) correspond elle à la mise à jour dans les mêmes conditions de la covariance de l'erreur.

La figure 6.3 montre ce que peut donner ce filtrage sur des mesures brut de pseudodistance. On y voir des mesures de pseudodistance effectuées avec la boucle de code avant lissage (pseudodistance code « brute ») et après lissage par la méthode dont le déroulement vient d'être décrit. On y distingue très nettement l'effet du lissage. Il s'agit là de données simulées correspondant à l'évolution d'une distance entre un émetteur fixe et un récepteur effectuant un mouvement circulaire (d'où l'aspect sinusoïdal). Le C/N0 du signal reçu est de 45 dB-Hz.

Cette méthode est très largement inspirée de la méthode de Pseudorange Code Smoothing décrite intégralement dans [Kaplan & al 2006d] qui s'applique dans ce cas aux doubles différences du GPS différentiels.
Si cette méthode peut être utilisée dans le cas des répélites, ou même des pseudolites, c'est parce qu'il n'y a pas d'ambiguïté entière sur le code pour les applications de positionnement à l'intérieur. En effet, pour une constellation d'émetteurs indoor la taille de l'environnement (quelques dizaines, voire une centaine de mètres) est largement inférieure à la durée d'un code (environ 300 km). Il n'y a donc aucune ambiguïté.

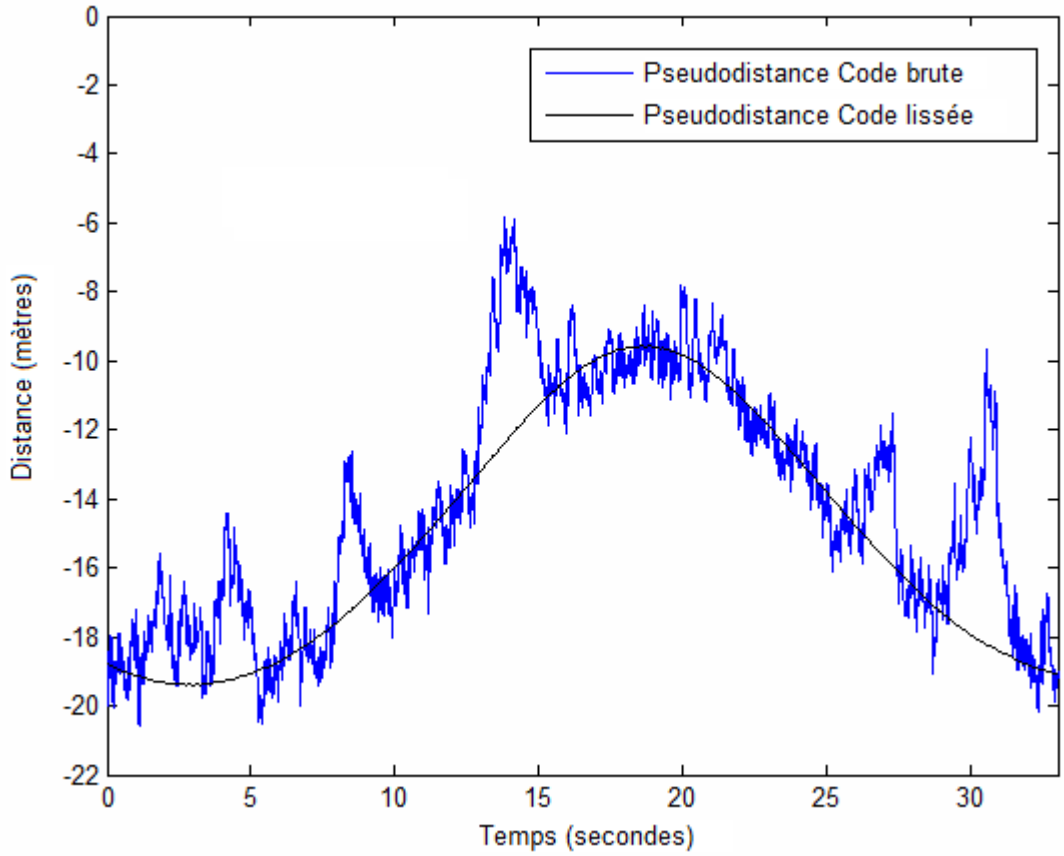


Figure 6.3 : Exemple de pseudodistance code lissée par la porteuse

En appliquant le filtrage décrit ci-dessus, on obtient donc une mesure de pseudodistance code lissée que l'on peut utiliser de plusieurs manière pour atteindre notre but.

6.3.2 Etape 2 : Détermination de l'ambiguïté entière

Une fois que les mesures de code ont été filtrées, nous obtenons des mesures de codes lissées débarrassées d'une bonne partie de l'influence du bruit thermique.
Nous savons que nous ne disposons pas en permanence des mesures de code lissées à cause du mode opératoire particulier de la SMICL. Il peut donc être intéressant d'utiliser la pseudodistance code lissée non pas pour calculer la position mais plutôt pour la détermination de l'ambiguïté entière des mesures sur la porteuse, qui sont ambigües, mais disponibles tant que la PLL est accrochée. On préfère privilégier les mesures de phase car elles sont très précises. L'erreur est théoriquement inférieure à la longueur d'onde de la porteuse (19 cm pour le GPS sur L1), quels que soient les trajets indirects. Grâce à la version lissée de la pseudodistance code, lorsqu'elle est disponible, on pourra espérer calculer l'ambiguïté entière sur la porteuse à mieux que 1 ou 2 cycles, ce qui correspond à une précision de mesure inférieure à 57 cm.

Un mode opératoire qui se veut efficace pourrait par exemple baser le calcul de la pseudodistance sur les mesures de la porteuse en vérifiant l'ambiguïté entière régulièrement à l'aide de la pseudodistance code lissée.

Procéder de cette manière présente un avantage qui est loin d'être négligeable car les mesures code et porteuse sont redondantes. Exploiter ainsi cette redondance permet d'augmenter la protection du calcul de position contre des erreurs liées à des phénomènes parasites de toutes natures qui peuvent surgir au cours de fonctionnement du récepteur.
Il arrive en effet que la mesure de phase de la porteuse soit affectée par un phénomène de glissement de cycle (carrier cycle slip en Anglais), qui surgit le plus souvent en présence de trajets indirects puissants. Très concrètement, la PLL, bien qu'elle reste à l'équilibre, perd des cycles et commet une erreur dans le calcul de la phase de son NCO. Cette erreur ne se rattrape jamais à cause de la faible longueur du cycle (0.19 cm). Il est très difficile d'identifier ce phénomène lorsqu'il survient. Seule une brusque erreur sur la pseudodistance trahit son existence. Il a été notamment observé dans des applications de robotiques lorsque le robot se rapproche des murs [Niwa & al 2008].
Il est donc nécessaire que de temps à autre, l'ambiguïté soit d'une certaine façon « revérifiée » pour s'assurer que l'incertitude sur le nombre de cycles reste bornée à 1 ou 2 cycles.

Dans le même ordre d'idée, pour reprendre ce qui a été déjà dit au sujet de la SMICL dans ce contexte, nous savons que la SMICL est sensible au bruit. Si pour une raison ou une autre la puissance du signal tombait à des niveaux trop faibles, nous saurons qu'il vaut mieux fonctionner sur la pseudodistance porteuse seule le temps qu'elle remonte car la SMICL produirait des erreurs trop importantes pour évaluer correctement l'ambiguïté.

C'est ainsi que l'on peut, en tenant compte de ces limitations, mettre en place une procédure idoine qui permet d'assurer une précision de positionnement inférieure au mètre pour la plupart des situations.

Nous allons voir dans la section suivante des résultats qui illustrent la faisabilité de la méthode et son effet sur le positionnement.

6.4 Résultats pratiques

Nous allons présenter dans cette section des résultats de mise en pratique de résolution de l'ambiguïté entière en mettant en œuvre la méthode présentée précédemment. Par résultats pratiques nous entendons des résultats expérimentaux et issus de simulation. Pour la partie expérimentale, nous ne disposons pas de la possibilité de mettre en œuvre un système répélite. Nous nous bornons donc à l'étude de l'efficacité de la méthode sur la résolution de l'ambiguïté seule à partir de données issues des expériences de validation pratique de la SMICL. Pour ce qui concerne la partie simulation, nous pouvons en revanche mettre en place l'ensemble du processus et aller jusqu'au calcul de position.

6.4.1 Validation expérimentale

Pour valider la méthode expérimentalement, nous n'avons pas nécessairement besoin d'un système répélite. En effet un générateur de signaux mono-satellite avec la possibilité d'induire des trajets indirects est suffisant pour la valider.

6.4.1.1 Conditions expérimentales

Nous avons implémenté la SMICL sur un récepteur logiciel NordNav R30. Le Centre National d'Etudes Spatiales de Toulouse a mis à notre disposition une tête RF disposant d'une bande passante suffisante et d'une fréquence d'échantillonnage de 31.25 MHz, ainsi qu'un générateur Spirent pour jouer différents scénarii.

Chaque scénario dure 60 secondes et se déroule de la manière suivante :

Le signal généré est constitué du signal d'un seul satellite (le PRN 4). Durant les 30 premières secondes, aucun trajet indirect n'est induit sur le signal. Au bout de 30 secondes, un trajet indirect est ajouté au signal. La puissance de ce trajet est de 3 dB inférieure à celle du signal direct. Le retard du trajet en question varie en fonction du scénario. Nous avons choisi ici de présenter les résultats pour des retards de 0.1 chip, 0.25 chip et 0.425 chip. De plus, un Doppler de 0.1 Hz sur la porteuse a été ajouté au trajet retardé afin de faire varier sa phase. Grâce à ce Doppler, durant 30 secondes l'ensemble des déphasages possibles entre le trajet et le chemin direct est balayé trois fois.

La première partie du scénario est donc utilisée pour calibrer la mesure de pseudodistance. En effet, durant cette étape aucun trajet indirect n'est présent sur le signal : rien n'affecte donc la mesure de pseudodistance, si ce n'est le bruit thermique.

A l'origine, tout ceci a servi à valider expérimentalement la SMICL dont les résultats sont synthétisés dans [Vervisch-Picois & al 2009], nous réutilisons ces enregistrements pour valider la méthode de résolution de l'ambiguïté entière de la porteuse.

6.4.1.2 Résultats expérimentaux

Les trois scénarii à 0.1 chip, 0.25 chip et 0.425 chip sont joués deux fois intégralement. La première fois en mettant en œuvre la méthode de lissage du code avec la boucle standard SDLL et la seconde fois en mettant en œuvre la SMICL. Nous précisons que le C/N0 moyen lorsqu'il n'y a aucun trajet indirect est de 48 dB-Hz. La bande du filtre de boucle sur le code est de 0.5 Hz.

Les résultats obtenus sont présentés dans les figures 6.4 à 6.6.

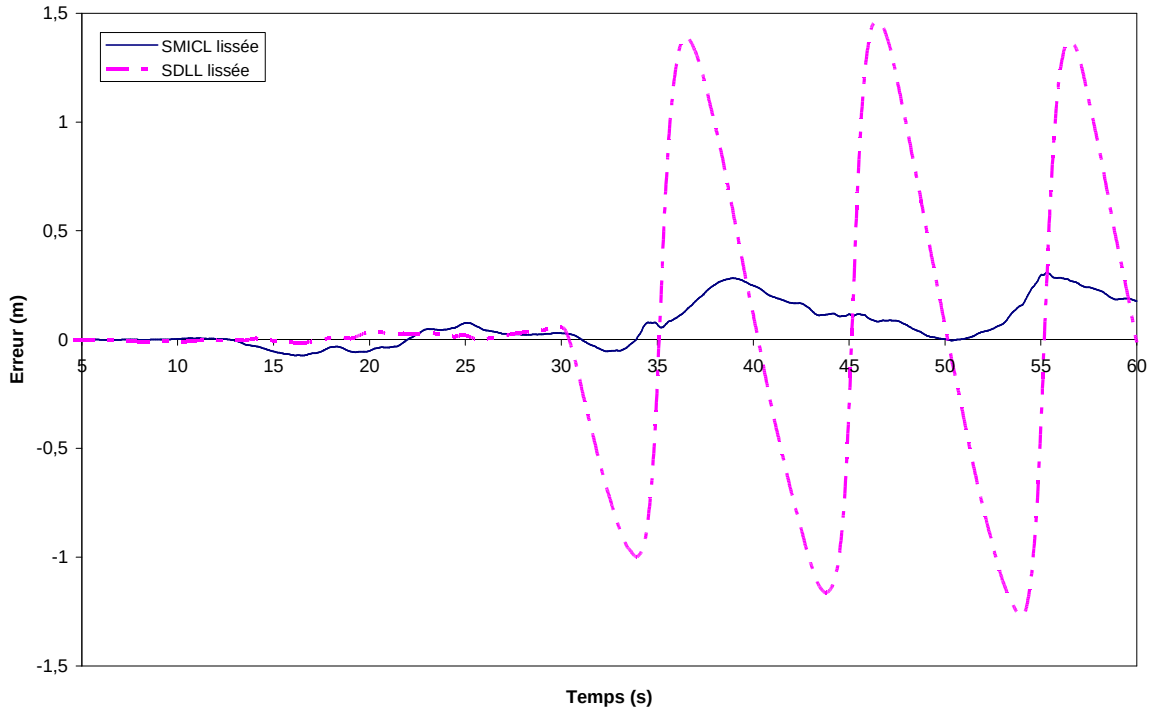


Figure 6.4 : Erreur sur la pseudodistance code lissée par la porteuse en présence d'un trajet indirect de longueur 0.1 chip

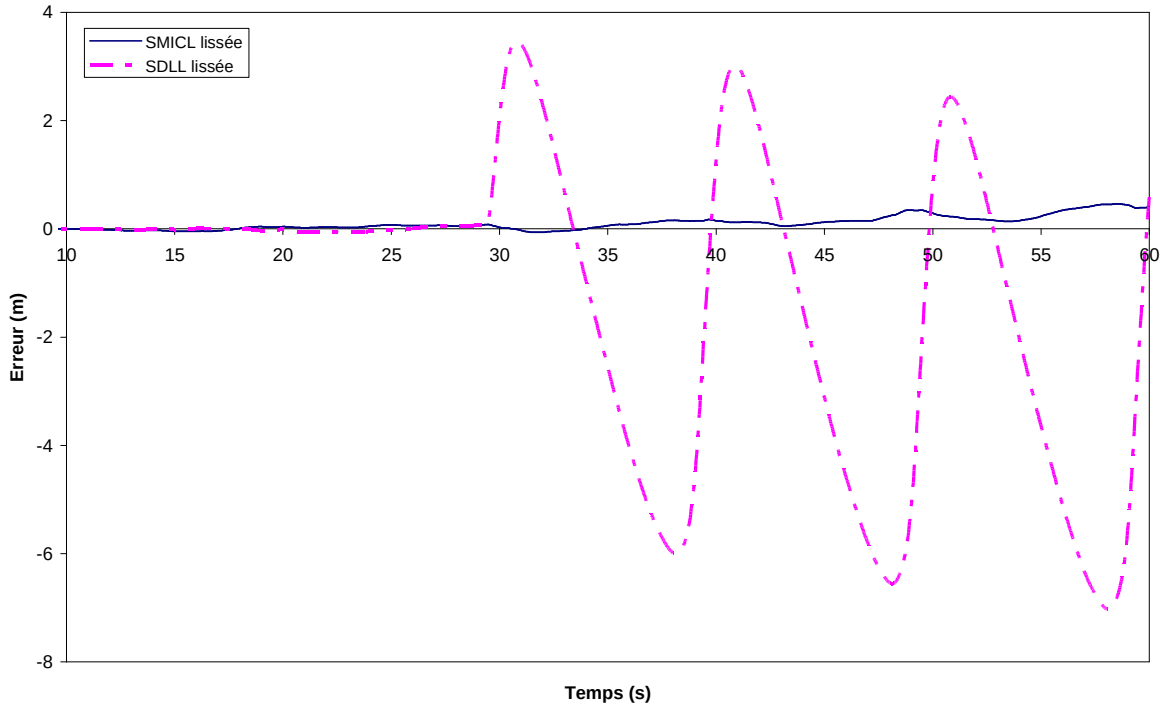


Figure 6.5 : Erreur sur la pseudodistance code lissée par la porteuse en présence d'un trajet indirect de longueur 0.25 chip

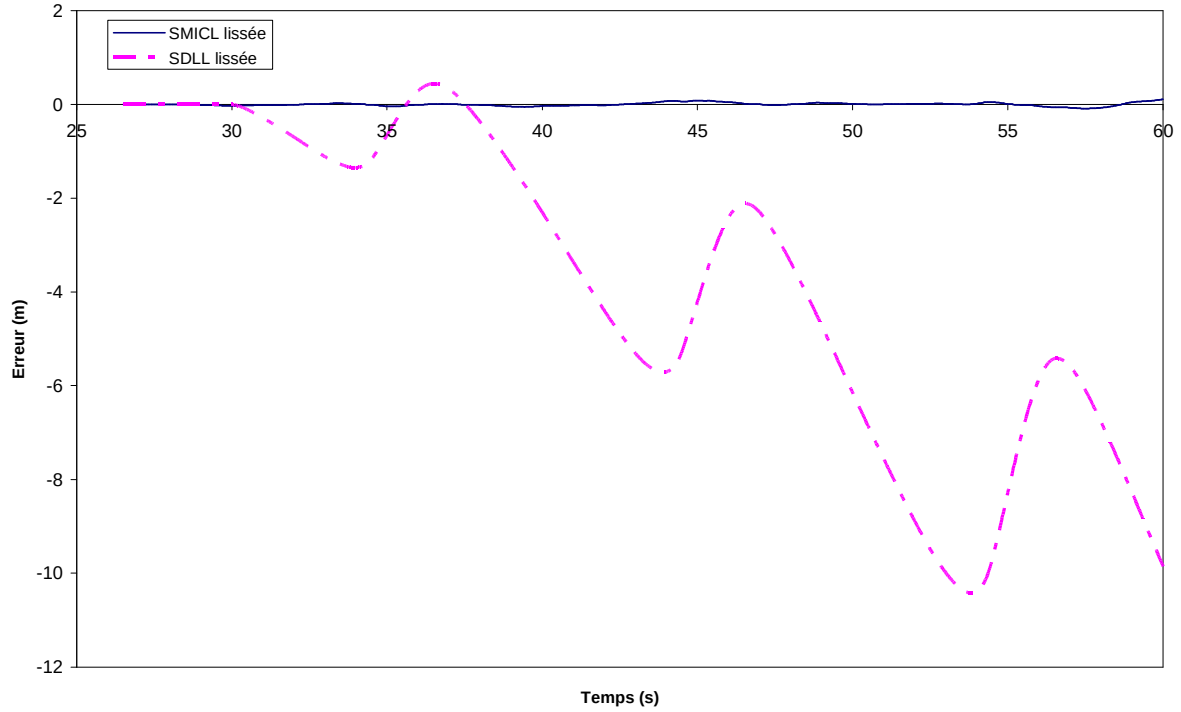


Figure 6.6 : Erreur sur la pseudodistance code lissée par la porteuse en présence d'un trajet indirect de longueur 0.425 chip

Si nous comparons ces trois figures, nous constatons que la précision de la méthode augmente avec la longueur du trajet indirect. Ce phénomène est lié à la sensibilité de la SMICL au bruit thermique. En effet, dans ces expériences le trajet indirect est court et puissant. Ainsi lorsque ce dernier se trouve en opposition de phase avec le chemin direct, son effet destructif est si fort que le C/N0 chute de 15 dB. C'est ce qui explique les quasis décrochages que l'on observe dans la figure 6.4 pour laquelle le trajet indirect est le plus court.
La SDLL montre un comportement attendu : le bruit est bien lissé mais son erreur suit les trajets indirects. La comparaison entre les deux boucles ne laisse aucune « ambiguïté ».

Nous pouvons utiliser les pseudodistances lissées pour évaluer l'ambiguïté sur la mesure de phase de la porteuse, comme nous l'avons proposé. Les performances obtenues sont présentées dans les tableaux 6.1 et 6.2. Chaque ligne des tableaux indique pour chaque trajet indirect le pourcentage de mesures de code lissées qui induisent des erreurs dans la détermination de l'ambiguïté. La deuxième colonne représente le pourcentage de pseudodistances lissées n'induisant aucune erreur, la troisième colonne la proportion de ces pseudodistances induisant une erreur d'un cycle (19 cm), la quatrième colonne une erreur de deux cycles (38 cm) et la dernière colonne le pourcentage de pseudodistance lissées donnant une erreur de l'ambiguïté supérieure à 2 cycles.

Tableau 6.1 : Erreur sur la détermination de l'ambiguïté pour la SDLL

Trajet Indirect	Erreur = 0	Erreur = 1	Erreur = 2	Erreur > 2
0.1 chip	12.3	10.8	10.7	66.2
0.25 chip	2.9	3.3	3.1	90.7
0.425 chip	5.6	5.5	5	83.9

Tableau 6.2 : Erreur sur la détermination de l'ambiguïté pour la SMICL

Trajet Indirect	Erreur = 0	Erreur = 1	Erreur = 2	Erreur > 2
0.1 chip	71.5	28.5	0	0
0.25 chip	69.3	19.6	11.1	0
0.425 chip	100	0	0	0

Les résultats pour la SDLL sont, comme prévu, très imprécis. Les 2 cycles d'erreur sont majoritairement dépassés quelle que soit la longueur du trajet indirect. Notons tout de même que la situation est pire pour les trajets les plus longs. Ceci est simplement la manifestation de l'effet du filtre de Kalman sur les trajets indirects qui existe, même s'il est insuffisant à réduire complètement l'erreur.
La SMICL en revanche montre toute son efficacité. La plus mauvaise erreur rencontrée est de 2 cycles et représente 11 % des cas pour un trajet de longueur intermédiaire. Les différences d'un trajet à l'autre s'expliquent encore une fois par l'influence du bruit thermique. Ce n'est pas un hasard si le plus grand des trajets ne fait pas d'erreur : lorsque le trajet est en opposition de phase, son effet destructeur sur le signal est moins important que pour un trajet plus court car il se superpose moins sur signal direct.

Ces bons résultats démontrent que la SMICL peut tout à fait être employée à la résolution de l'ambiguïté entière.

6.4.2 Résultats de simulation de positionnement

Afin d'avoir une idée des performances que l'on peut espérer en matière de précision sur la position, nous présentons ici des résultats de simulation de positionnement en utilisant la méthode de lissage du code avec une boucle SMICL.

6.4.2.1 Conditions de simulations

Nous considérons un mouvement circulaire centré dans une zone carrée de 20 m sur 20m. Le rayon du cercle est de 5 mètres et les répélites sont placés au quatre coins du carré. Le récepteur évolue à une altitude 0 m. Les altitudes des répélites numéros 1, 2, 3 et 4 sont respectivement : 3 m, -3 m, 3 m et -3 m, ceci afin d'assurer une bonne dilution de précision verticale. Ces considérations géométriques sont résumées sur la figure 6.7.

La durée totale du mouvement est de 32 secondes, ce qui correspond à une vitesse de 1 m/s.
Nous réalisons ces simulations avec Matlab-Simulink grâce à une modélisation qui permet d'induire sur les boucles de code et de porteuse les Doppler et les phases équivalents à ceux qu'induirait un tel mouvement sur les signaux. Nous pouvons ainsi calculer la pseudodistance code et la pseudodistance de la porteuse sur la phase des NCO des deux boucles modélisées. Afin de mettre à l'épreuve la méthode de détermination de l'ambiguïté entière sur la porteuse, nous ajoutons sur le signal de chaque émetteur un trajet indirect, dont l'amplitude est de 0.5 (par rapport au direct qui vaut 1) et dont la longueur oscille entre 20 et 50 mètres (soit entre 0.07 chip et 0.17 chip).

La fréquence d'échantillonnage choisie est de 50 MHz et la fréquence intermédiaire de 12.5 MHz afin de minimiser le bruit lié au repliement spectral (voir la section 5.3 du chapitre 5), ce bruit affectant tout autant la SMICL que le bruit thermique.

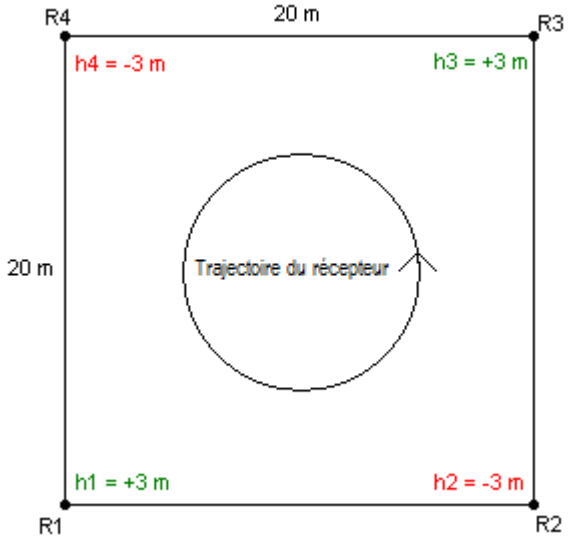


Figure 6.7 : Mouvement simulé du récepteur

Nous n'appliquons par ailleurs aucun filtre sur les échantillons, nous travaillons donc en bande illimitée ce qui est important pour que la SMICL fonctionne de manière optimale [Jardak & al 2009]. Le temps d'intégration des boucles est par ailleurs choisi égal à 5 ms.

Le C/N0 est le même pour chaque signal. Comme nous savons que le bruit thermique est un facteur qui influence grandement les performances de la SMICL, nous allons faire les simulations pour des C/N0 égaux à 42 dB-Hz, 45 dBHz et 50 dB-Hz. Nous savons que ces valeurs sont dans la plage de fonctionnement de la SMICL et qu'elles sont susceptibles de mettre en lumière des niveaux de performances différents.

La mesure de l'ambiguïté entière est toujours réalisée comme suit : la boucle de code de la SMICL est déstabilisée toutes les secondes. Elle se relaxe en une demi-seconde environ. Nous utilisons les valeurs lissées pour déterminer l'ambiguïté de la phase, sachant que le lissage est mené sur l'ensemble des valeurs disponibles. Autrement dit, les statistiques présentées sont réalisées pour 200*32*0.5 = 3200 valeurs[10].

6.4.2.2 Résultats des simulations sur la résolution de l'ambiguïté

Nous établissons les mêmes statistiques que précédemment pour l'ensemble du mouvement et pour les trois niveaux de puissance de bruit.
Les tableaux 6.3 et 6.4 représentent ces statistiques pour C/N0 = 50 dB-Hz. Les tableaux 6.5 et 6.6 les donnent pour C/N0 = 45 dB-Hz et les tableaux 6.7 et 6.8 pour C/N0 = 42 dB-Hz.

On peut faire plusieurs remarques sur les tableaux 6.3 à 6.8. Tout d'abord quel que soit le niveau du bruit, la SMICL donne toujours de meilleurs résultats que la SDLL. On a en général 80 % des mesures lissées de la SDLL qui ne sont pas utilisables.

[10] (Nombre de pseudodistances dans une seconde)*(Nombre de secondes)*(durée d'une demi-seconde)

Tableau 6.3 : Erreur sur l'ambiguïté pour la SDLL pour C/N0 = 50 dB-Hz

Répélite	Erreur = 0	Erreur = 1	Erreur = 2	Erreur > 2
R1	5.1	7.7	8.8	78.4
R2	4.6	4.6	4.8	86
R3	3.9	4.0	4.3	87.8
R4	9.2	9.3	10.1	71.4

Tableau 6.4 : Erreur sur l'ambiguïté pour la SMICL pour C/N0 = 50 dB-Hz

Répélite	Erreur = 0	Erreur = 1	Erreur = 2	Erreur > 2
R1	38.3	59.3	2.4	0
R2	14.1	82.3	3.6	0
R3	100	0	0	0
R4	98.5	1.5	0	0

Tableau 6.5 : Erreur sur l'ambiguïté pour la SDLL pour C/N0 = 45 dB-Hz

Répélite	Erreur = 0	Erreur = 1	Erreur = 2	Erreur > 2
R1	3.0	3.4	4.0	89.6
R2	8.1	3.5	3.2	85.2
R3	10.1	1.3	1.3	87.3
R4	9.6	4.1	3.6	82.7

Tableau 6.6 : Erreur sur l'ambiguïté pour la SMICL pour C/N0 = 45 dB-Hz

Répélite	Erreur = 0	Erreur = 1	Erreur = 2	Erreur > 2
R1	73.5	24.5	2.0	0
R2	79.2	7.1	13.6	0
R3	57.4	9.5	26.1	7.0
R4	81.0	9.9	9.1	0

Tableau 6.7 : Erreur sur l'ambiguïté pour la SDLL pour C/N0 = 42 dB-Hz

Répélite	Erreur = 0	Erreur = 1	Erreur = 2	Erreur > 2
R1	10.6	5.9	5.1	78.4
R2	9.9	4.5	4.5	81.1
R3	11.8	2.9	2.8	82.5
R4	9.6	4.2	3.6	82.6

Tableau 6.8 : Erreur sur l'ambiguïté pour la SMICL pour C/N0 = 42 dB-Hz

Répélite	Erreur = 0	Erreur = 1	Erreur = 2	Erreur > 2
R1	70.8	21.2	7.6	0.4
R2	61.0	19.5	19.4	0.1
R3	19.9	43.8	7.5	28.8
R4	52.1	36.2	3.1	8.6

Pour ce qui concerne la SMICL, avec un C/N0 égal à 50 dB-Hz, on retrouve des performances comparables à celles que l'on a obtenues expérimentalement pour un C/N0 de 48 dB-Hz. C'est plutôt rassurant quant à la pertinence des résultats des simulations. On observe que la SMICL voit ses performances se dégrader avec la baisse du C/N0. Les proportions d'erreur ont tendance à se répartir de plus en plus vers la droite des tableaux à mesure que le C/N0 diminue. L'erreur atteint même 30 % dans le cas le plus bruité. Cela confirme qu'il est très important que la SMICL ne soit opérée que lorsque le C/N0 est le plus élevé possible, afin de limiter les erreurs sur l'ambiguïté entière.

Afin de conclure l'illustration de la méthode, nous allons présenter les résultats de positionnement obtenus avec une de ces simulations.

6.4.2.3 Résultats sur le positionnement

Pour ce qui concerne le positionnement, nous avons utilisé la simulation avec C/N0 = 50 dB-Hz. Nous avons également fait le choix de mettre à jour la valeur de l'ambiguïté entière des mesures de la porteuse toutes les secondes. L'algorithme de positionnement utilisé est le plus simple, c'est-à-dire celui de la linéarisation de Newton.

Les courbes d'erreur sur la position en deux dimensions et en trois dimensions que l'on obtient durant le mouvement sont données sur la figure 6.8.

La première observation que l'on peut faire est que nous avons bien un positionnement dont la précision est inférieure au mètre, en deux dimensions comme en trois dimensions. La position en deux dimensions est de meilleure qualité que la position en trois dimensions, c'est un résultat habituel de ce type de positionnement où la dilution de précision horizontale est meilleure que la dilution verticale.
On remarque aussi sur la figure 6.8 des sauts de l'erreur qui surviennent parfois durant le mouvement. Ces sauts sont le résultat de la mise à jour de l'ambiguïté entière toutes les secondes entraînant, parfois, des modifications brusques. Ces modifications dépendent de la qualité de la mesure de code utilisée. Lorsque l'on utilise une mesure ayant une erreur plus importante (ou plus faible) que précédemment, alors l'ambiguïté entière peut sauter d'une ou plusieurs unités. Entre deux de ces sauts, c'est la mesure de la phase de la porteuse qui agit seule. On pourrait regretter la présence de ces sauts, et se dire que l'on pourrait déterminer l'ambiguïté entière une bonne fois et laisser le reste aux mesures de porteuse. Seulement si cette initialisation est mauvaise, on n'a plus aucune chance de la rattraper. Tandis qu'en procédant à la mise à jour régulière, nous sommes certains de faire régulièrement des erreurs, mais nous gagnons en contrepartie la certitude que l'erreur restera bornée. On retrouve donc ici l'importance de l'exploitation de la redondance des mesures de code et de phase.

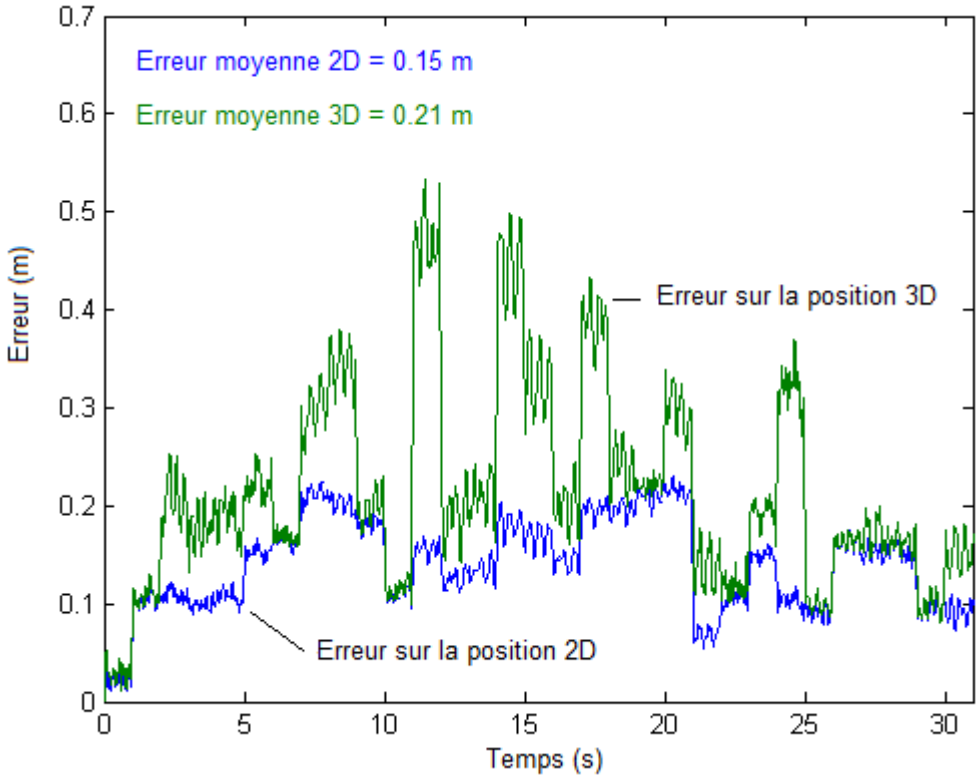


Figure 6.8 : Evolution de l'erreur sur le calcul de position 2D/3D

La figure 6.9 présente le résultat géométrique en trois dimensions.

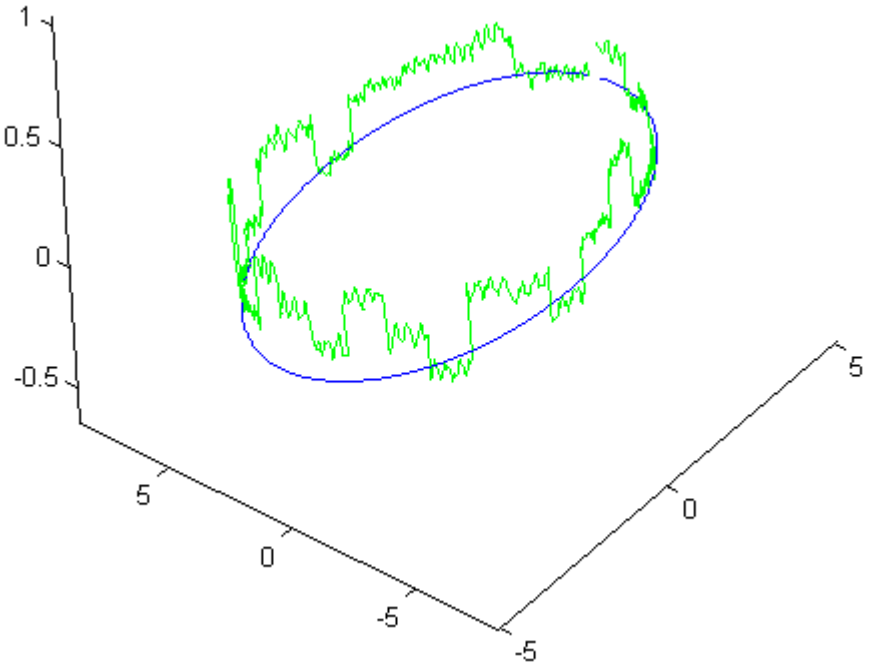


Figure 6.9 : Trajectoire calculée du récepteur mobile en 3 dimensions

Remarque : le cercle est légèrement coupé sur la figure 6.9 car on a retiré du tracé et des mesures la phase d'initialisation des boucles qui est de 0.5 seconde.

On retrouve sur la figure 6.9, de manière encore plus nette les fameux sauts qui correspondent aux mises à jour régulière de l'ambiguïté entière. La trajectoire calculée se maintient bien à quelques décimètres de la trajectoire réelle en dépit de la présence des trajets indirects, du bruit thermique et de l'ambiguïté sur la mesure de phase de la porteuse.

6.5 Conclusion

La méthode qui a été établie ici n'est pas spécifique au répélites : un réseau de pseudolite peut parfaitement l'utiliser.
Pour pouvoir mener à bien un positionnement inférieur au mètre avec une constellation locale d'émetteurs tels que des répélites, il est nécessaire d'utiliser les mesures de phase de la porteuse. Ces mesures sont malheureusement ambigües, il faut donc trouver un moyen de résoudre cette ambiguïté. L'obstacle principal auquel se confronte la résolution de l'ambiguïté vient de ce qu'il est impossible d'utiliser les mesures de code car elles sont trop bruitées et trop sensibles aux trajets indirects, très présents à l'intérieur des bâtiments.
L'ambition de ce chapitre était de montrer qu'il est possible de lever cette ambiguïté autrement que par des méthodes différentielles habituellement utilisées. Notre but était en fait de demeurer fidèle à la philosophie de la navigation autonome du GPS. Pour y parvenir, nous avons vu qu'il était possible d'utiliser une boucle de traitement du signal particulière, très résistante aux trajets indirects : la SMICL.
Son emploi, qui nécessite quelques modifications légères de la boucle classique, permet d'obtenir des mesures de pseudodistance pratiquement libérées de l'influence des trajets indirects.
Nous avons ensuite montré, à l'aide d'enregistrements de signaux échantillonnés et par simulation, que ces mesures pouvaient être lissées à l'aide d'un filtre de Kalman à une dimension pour réduire le bruit thermique. Ayant levée les deux sources principales d'erreur sur les mesures de code, il devenait possible de les utiliser pour déterminer l'ambiguïté entière.
Les données obtenues permettent en effet de déterminer l'ambiguïté entière sur les mesures de porteuse, pourvu que la SMICL soit placée dans les conditions optimales de son fonctionnement.
Ces conditions incluent notamment un signal le moins bruité possible. On sait que la réduction de l'éblouissement des autres émetteurs améliore la qualité de réception du signal. Si on couple cette méthode avec une constellation de répélites utilisant la Technique de la Double Emission maximale, on peut espérer atteindre l'objectif d'un positionnement sub-métrique à l'intérieur.

Chapitre 7 : Conclusion

L'avènement du GPS et son application aux transports ont donné à nos sociétés une grande faim de positionnement. Si les applications transports peuvent se contenter de la navigation par satellites, très efficace à l'extérieur, il n'en est pas de même pour les services géolocalisés, les fameux « LBS », s'adressant également aux piétons, pour lesquels une garantie de la continuité et de la précision du positionnement est indispensable. L'INED l'a dit en 2007, pour la première fois dans l'histoire de l'humanité, le nombre de citadins dans le monde a dépassé le nombre de ruraux. On peut ainsi entrevoir l'enjeu du positionnement en intérieur dès aujourd'hui et dans les années qui viennent. Le monde du positionnement l'a bien compris. Hélas, nous l'avons vu en introduction, les techniques sur lesquelles travaillent chercheurs et industriels du secteur depuis une dizaine d'années, la haute sensibilité et le GPS assisté, donnent des résultats intéressants, mais néanmoins insuffisants en terme de couverture et de précision. Ceci car, nous l'avons montré, l'affaiblissement des signaux en provenance des satellites et leur déformation par les obstacles tels que les toits et les murs des bâtiments font qu'en l'état actuel des connaissances, il est très difficile de définir un système global adapté à l'ensemble des situations rencontrées. On est obligé d'admettre, un jour ou un autre, que le positionnement intérieur obéit d'abord à des logiques endémiques. C'est pourquoi nous nous sommes intéressés dans ce travail à l'exploration des techniques qui concernent les méthodes de type GNSS mais utilisant des infrastructures locales.
Parmi les méthodes qui existent, nous en avons identifiés de deux types qui semblent les mieux répondre aux attentes : les pseudolites et les répéteurs.

Les pseudolites consistent à recréer une constellation d'émetteurs locaux synchronisés ayant la même fonction que les satellites à l'extérieur, à savoir : émettre un signal dont la structure permet de mesurer son temps de propagation. Les répéteurs consistent également à reconstituer une constellation d'émetteur locaux mais qui sont cette fois reliés entre eux par câble et qui retransmettent séquentiellement les signaux issus de l'extérieur (ou d'un générateur local) selon un mode de transmission TDMA.
L'étude des avantages et inconvénients de ces deux méthodes a rapidement mis en lumière l'intérêt que l'on pourrait trouver à les hybrider. En effet les répéteurs ont l'avantage de ne nécessiter aucune synchronisation, et ne souffrent pas du phénomène de l'éblouissement de la transmission CDMA. Il est toutefois impossible de faire des mesures de phase de porteuse, moyen le plus efficace pour réduire l'influence des trajets indirects. Les pseudolites permettent ces mesures car contrairement aux répéteurs, ils émettent simultanément. Ils ont le défaut de nécessiter une synchronisation précise et surtout ils souffrent de l'éblouissement.
En mélangeant les deux méthodes, nous avons obtenu les répélites, une méthode qui permet de transmettre en continu un signal source unique sur chaque antenne en déphasant suffisamment le signal pour éviter les collisions à la réception. A ce stade, deux problèmes s'opposent à la réalisation d'un positionnement précis :

- L'ambiguïté entière sur les mesures de phase de la porteuse du signal. Un problème qui n'est pas spécifiques aux répélites.

- Le problème de l'éblouissement des signaux. Ayant pour origine les faibles rapports entre les distances du récepteur aux émetteurs ce qui engendre de grandes différences de puissance entre les signaux reçus. La présence de trajets indirects puissants,

fortement représentés dans le milieu intérieur, et qui peuvent provoquer des variations dans la puissance reçue, sont également responsables de l'éblouissement.

La mise en place d'une constellation locale ne se justifie que si les performances, notamment en termes de précision, sont là. Pour cela, il faut que les problèmes de l'ambiguïté entière et de l'éblouissement soient abordés et résolus dans la mesure du possible. L'essentiel de la thèse est consacré à la réduction de ce dernier problème qui est critique. Il nous est apparu très rapidement que les principes de l'émission décalée des répélites pouvaient être exploités pour mettre en œuvre des méthodes de réduction de l'éblouissement. De leur côté, les mesures de phase de porteuse sont très intéressantes car leur résistance à l'influence des trajets indirects et au bruit est remarquable. Pour pouvoir les exploiter, il faut préalablement avoir résolu l'ambiguïté entière existant sur la mesure. Nous proposons une méthode s'inspirant des travaux du groupe navigation pour y parvenir.

Avant d'expliciter nos réponses à ces deux problèmes, nous avons présenté les méthodes existantes. Pour l'éblouissement, il apparait que la plus retenue aujourd'hui est celle de la pulsation des émissions. Une méthode efficace mais qui montrent quelques limites, notamment en ce qui concerne l'acquisition et potentiellement la mesure de phase de la porteuse. D'autres méthodes existent mais sont quelque peu délaissées par la recherche ces dernières années, bien que leur adaptation à la spécificité du positionnement pseudolite soit parfaitement envisageable. Pour ce qui concerne les méthodes de levée des ambiguïtés entières, on découvre que l'écrasante majorité d'entre elles sont des méthodes différentielles nécessitant donc l'aide d'une station de référence. Ces méthodes fonctionnement mais ont toutes le défaut de nécessiter du temps pour la résolution. De plus l'influence de la géométrie (la position relative du récepteur par rapport aux émetteurs) peut poser des problèmes de fiabilité de la solution, voire de convergence des algorithmes.

Une fois présentées les méthodes existantes, nous avons commencé notre étude du cas du « near-far » (aussi appelé interférences systémiques) pour les répélites. Nous avons isolé dans la corrélation les termes responsables de ces interférences et proposé d'utiliser une séquence de longueur maximale générée localement à la place du signal composite reçu depuis l'extérieur. Nous avons ensuite pu démontrer, théoriquement et par simulation, que l'on augmentait ainsi la résistance du système à l'éblouissement jusqu'à une trentaine de décibels en puissance par rapport au cas d'un code de Gold classique qui n'autorise qu'une dizaine de décibels dans les mêmes conditions. Nous avons aussi montré qu'il était possible d'obtenir des résultats équivalents avec un code de Gold, à condition de choisir judicieusement les décalages entre les émissions des différents émetteurs. Une amélioration certes encourageante, mais pas suffisante, ce qui nous a conduit à la mise au point d'une nouvelle méthode, plus efficace : la Technique de la Double Emission (TDE).

La TDE consiste à émettre sur la même antenne deux émissions déphasées de la moitié de la durée d'un code PRN. Avec deux émetteurs de ce type, si pour l'un d'eux la seconde émission est, en plus, déphasée de π, alors on est capable d'éliminer intégralement les termes de corrélations croisées entre les deux émetteurs et donc de supprimer l'éblouissement. Une méthode efficace mais sensible à la différence Doppler entre les signaux. Nous avons montré cependant que pour des applications dont la dynamique est faible, typiquement celles du piéton, la dégradation était pratiquement négligeable et qu'elle ne devenait tout-à-fait ingérable que pour des dynamiques supérieures à ce que l'on peut rencontrer classiquement dans le milieu intérieur.

Nous avons pourtant pensé qu'il fallait mettre au point une version évoluée de la TDE qui permette de gérer le Doppler. Nous en sommes arrivé à la TDE dite étendue à la porteuse car en plus de gérer la double émission du code à la réception, on s'occupe également de la gestion de la porteuse. On arrive ainsi à éliminer intégralement les interférences en dépit de la présence d'un Doppler. La seule réserve sur cette version étendue concerne l'acquisition des signaux qui peut s'avérer moins évidente pour des Doppler très élevés.
Il a été également montré que la méthode étendue était compatible avec la présence d'une constellation de n satellites (avec leurs Doppler associés) et ce sans rencontrer les problèmes de l'acquisition de la méthode indoor. La question des trajets indirects, très prégnante dans le milieu intérieur, a également été traitée. Il ressort que les trajets indirects peuvent faire baisser les performances de la TDE mais seulement s'ils ont eux même des Doppler différents de celui du signal direct. L'influence du bruit, de l'instabilité de l'oscillateur et du message de navigation, ont été étudiées également et ne semblent pas remettre en cause la faisabilité de la TDE.

Le défaut de la TDE est qu'elle ne fonctionne qu'avec des paires d'émetteurs. On aimerait pouvoir étendre ses capacités à plusieurs émetteurs simultanément. C'est chose faite avec la TDE maximale. Cette technique fonctionnant avec les répélites et une séquence maximale permet d'éliminer intégralement l'éblouissement pour plusieurs émetteurs. Nous avons mis en lumière, au sujet de cette méthode, l'importance que revêt l'échantillonnage du signal et la grande sensibilité de la méthode au repliement spectral. Nous avons proposé une solution pour garantir son efficacité : la réduction de la fréquence du code. La réduction de la largeur du spectre qui en découle permet de réduire le bruit de repliement sans avoir besoin d'augmenter la fréquence d'échantillonnage. Nous avons également montré qu'en présence de Doppler, la TDE et la TDE maximale avaient des comportements très proches.
Des simulations ont été menées avec Matlab-Simulink à partir d'un modèle de boucle modifiée en utilisant la TDE. Une étude comparative des méthodes TDE a été réalisée en prenant comme critère l'erreur sur la mesure de distance. Il ressort des résultats qu'effectivement les méthodes TDE fonctionnent comme on s'y attendait, mais nous avons pu également montrer que l'on pouvait encore améliorer leurs performances en jouant sur les filtres de leurs boucles.

Le problème de l'éblouissement en bonne part résolu, il restait à traiter le problème des ambiguïtés entières sur les mesures de phases. Nous avons proposé une nouvelle méthode, qui n'utilise pas de station de référence, et qui se sert des mesures de codes filtrées. Ces mesures de codes sont sensibles aux trajets indirects. Pour pallier ce problème, nous utilisons une boucle spéciale, compatible avec les méthodes TDE, et développée par le groupe Navigation dans le cadre des répéteurs. On montre par simulation que le positionnement décimétrique est possible en utilisant une telle méthode.

Ainsi nous avons rempli l'objectif initial qui était d'aboutir à un système de positionnement de type GNSS à partir de l'étude des concepts des pseudolites et des répéteurs. Les répélites résultant de leur fusion, ont bien sûr grandement orienté cette étude, particulièrement sur le problème de l'éblouissement. On pourrait d'ailleurs regretter, ou à tout le moins s'étonner, d'un tel déséquilibre dans le traitement de l'éblouissement par rapport à celui des ambiguïtés entières. C'est un choix tout-à-fait volontaire, que nous estimons proportionnés à l'ordre de priorité de chacun de ces deux problèmes. En effet, sans avoir résolu ou réduit significativement l'éblouissement, il n'est aucune mesure de phase qui tienne. Il faut aussi remarquer que l'apport scientifique majeur de cette thèse concerne la question de l'éblouissement des signaux. La TDE, sa version étendue à la porteuse et la TDE maximale en

sont les représentantes. Nous avons été tentés de ne traiter que de l'éblouissement, ce qui aurait renforcé l'impression de cohésion de l'ensemble du travail. Mais il nous a semblé important d'inclure nos travaux sur les ambiguïtés entières car ils marquent une forme de rupture avec la tradition des méthodes de ce domaine. Une rupture qui a été rendue possible par les travaux précédents du Groupe Navigation sur les répéteurs (Boucle SMICL).

Bien entendu, la question des ambiguïtés entières, tout comme celle de l'éblouissement, n'est pas close. Nous avons utilisé une méthode assez directe pour résoudre l'ambiguïté entière, mais il pourrait être intéressant d'évaluer les performances obtenues en s'approchant plus des méthodes classiques. On pourrait par exemple utiliser un algorithme du résidu des moindres carrés, mais sans aspect différentiel et en utilisant les distances SMICL code pour centrer grossièrement les ambiguïtés. Cela peut permettre de faire converger plus rapidement vers la solution, tout en continuant à immuniser le positionnement contre les sauts de cycle.

Pour ce qui concerne les méthodes de réduction de l'éblouissement, nous entrevoyons plusieurs perspectives : d'abord la TDE simple qui peut être étendue à plus de deux émetteurs. Les matrices de Hadamard pourraient être exploitées pour bâtir des signaux totalement orthogonaux. Le problème de l'augmentation des niveaux secondaires d'autocorrélation qui en découle (comme pour les codes à évènements multiples évoqués au chapitre 2) pourrait même être en partie réduit par l'utilisation d'une séquence maximale à la place d'un code de Gold quelconque. Il semble à priori plus difficile d'appliquer cette généralisation à la TDE étendue mais il ne faut pas l'exclure.

Ensuite sur la TDE maximale, nous savons que la séquence maximale a des particularités dans la répartition de ses « 0 » et de ses « 1 ». Une étude précise de cette séquence pourrait peut-être permettre d'optimiser son comportement vis-à-vis du Doppler en plaçant judicieusement les émissions décalées. Il s'agit là encore d'une piste potentielle.

De plus, nous savons que l'on s'inquiète beaucoup de l'influence sur l'extérieur de l'émission de signaux locaux émettant sur la bande L_1 du GPS. En fusionnant les deux approches, TDE étendue à la porteuse et TDE maximale, on peut se rendre capable d'avoir un système de positionnement « universel[11] ». En effet, si les émetteurs locaux envoient une séquence maximale et sa réplique déphasée, mais que cette réplique soit exactement décalée d'un demi-code (au lieu d'une valeur quelconque), un récepteur GPS sera alors capable d'utiliser à la fois la constellation locale de répélites, mais également les satellites de la constellation GNSS. Bien entendu, les problèmes de Doppler demeurent, et non plus seulement avec un émetteur, mais avec plusieurs dont les Doppler sont différents. Toutefois, la TDE étendue à la porteuse pourrait par exemple être utilisée avec un Doppler moyen, ce qui permettrait peut-être dans certaines situations d'éliminer le plus gros des interférences. C'est un cas à étudier.
On peut aussi voir la situation depuis l'extérieur. Imaginons un récepteur passant à une certaine distance d'un bâtiment, une distance au-delà de laquelle il ne peut utiliser que la constellation GNSS (pour des raisons de dilution de précision géométrique), mais qu'il reçoive tout de même les signaux des répélites. Si ce bâtiment est équipé d'un système de type répélites avec la TDE maximale, alors, les Doppler résultants sur les signaux provenant de la constellation seront tous sensiblement égaux (pour une certaine distance bien entendu). Il pourra donc utiliser la TDE étendue à la porteuse pour supprimer les interférences causées par la constellation locale sur les signaux satellites. En revanche on ne pourra pas supprimer les interférences de la constellation globale sur la constellation locale. Une question qui pourrait

[11] Un système universel doit se comprendre comme compatible avec les systèmes endémiques

être approfondie lors de futurs travaux, incluant la validation expérimentale de l'ensemble de la thèse (cette validation réclamant des moyens techniques non disponibles actuellement au sein du Groupe Navigation, malheureusement).

Annexe A : Boucle de poursuite et Acquisition du signal GPS

Afin que les concepts utilisés tout au long de cette thèse soit très clairs, nous exposons ici la structure d'une boucle de poursuite GPS de manière synthétique. Nous y adjoignons les principes de l'acquisition des signaux. Les informations portées dans cette annexe sont tirées de [Kaplan & al 2006b] et [Van Dierendonck 1996].

A.1 Structure du signal civil

Le signal de réception en provenance des satellites GPS peut être modélisé de la façon suivante :

$$S(t) = \sum A_i . \sin(2\pi . f_{L1} . t + \phi_p^i(t)) . D_i(t) . c_i(t + \phi_c^i(t)) \qquad (A.1)$$

Le signal reçu depuis chaque satellite i se caractérise par :

A_i : l'amplitude du signal reçu
c_i : la séquence d'étalement (code de Gold)
$\phi_p^i(t)$: la phase de la porteuse (dépend du temps à cause du mouvement relatif satellite-récepteur)
$D_i(t)$: message de navigation à 50 Hz
$\phi_c^i(t)$: la phase du code (dépend du temps à cause du mouvement relatif satellite-récepteur)

A.1.1 Les codes de Gold

Un code de Gold est une séquence binaire pseudoaléatoire. Elle est le résultat de la combinaison de deux séquences de longueur maximale décalée dans le temps. Les séquences de longueur maximale sont elles-mêmes des séquences binaires périodiques générées par des registres à décalage (de 10 bits pour le GPS et 9 bits pour GLONASS).

Les propriétés des séquences de longueur maximale sont les suivantes :

- Elles sont équilibrées : le nombre de 1 est égal au nombre de 0 plus 1.
- Si N est la taille de la séquence, l'autocorrélation vaut -1/N en dehors du pic principal.

Robert Gold a montré en 1967 que la combinaison de deux séquences de longueur maximale permet, en contrôlant le retard entre elles, d'obtenir une famille de codes dont les propriétés d'intercorrélation sont intéressantes pour réaliser l'étalement spectral [Gold 1967].

Pour le GPS en particulier, on aboutit à la création de 1023 codes de Gold dont la moitié est équilibrée. 36 de ces codes ont été réservés pour le GPS lui-même et chaque satellite de la constellation se voit attribuer un code (également appelé PRN) qui devient par la même occasion son identifiant. C'est donc le code de Gold qui assure l'orthogonalité des émissions dans le CDMA qui est donc du DS-CDMA. On appelle souvent le code de Gold « code C/A » (Coarse Acquisition) ou « civil », sa longueur est de 1023 moments et il est cadencé à 1.023 MHz. La plus petite période des codes de Gold est donc exactement de 1 ms, c'est le code que l'on retrouve dans tous les récepteurs commerciaux.

A.1.2 La porteuse

La porteuse du signal sur L1 vaut f_{L1} = 1.57542 GHz. C'est un multiple de la fréquence du code (1.023 x 1540 = 1575.42). La porteuse est modulée en phase par le code et le message de navigation selon un mode à deux états (BPSK).
La porteuse, le code et le message de navigation sont parfaitement synchronisés à l'émission, de telle sorte que dans un chip de code il se trouve toujours 1540 battements de porteuse.

A.1.3 Le message de navigation

Le message de navigation est une succession de bits contenant des informations utiles au positionnement comme les almanachs, les éphémérides et les paramètres de correction d'horloge des satellites. Il module également la porteuse suivant une modulation BPSK. Le débit d'information est de 50 Hz, ce qui signifie qu'un 1 bit de ce message dure 20 ms, soit la durée de 20 codes C/A. Cela limite les capacités d'intégration du récepteur à 20 ms, sinon il existe un risque de dégradation au cas où un changement de phase dû une transition d'un bit au suivant se produirait pendant l'intégration. Les techniques du GPS Assisté ont pour objectif d'utiliser une connaissance à priori du message de navigation pour pouvoir intégrer au-delà de 20 ms dans des conditions où le signal est très faible.

A.2 Les boucles de poursuite

Le signal (A.1) est reçu par l'antenne du récepteur. Il est amplifié puis convertit en fréquence intermédiaire (FI) plus basse que la fréquence f_{L1}. Il est échantillonné, puis numérisé avant d'être traité par les canaux de réception du récepteur. Un canal de réception consiste en deux boucles à verrouillage de phase, la PLL et la DLL, servant à démoduler respectivement la porteuse et le code du signal d'un satellite. Pour cela, on utilise une réplique locale du signal décomposé en deux éléments distincts, porteuse et code, que les boucles synchronisent en permanence avec le signal incident. On peut suivre en parallèle autant de satellites que l'on dispose de canaux dans le récepteur. La figure A.1 montre les boucles de poursuite classiques, imbriquées l'une dans l'autre et utilisant les mêmes corrélateurs (ou intégrateurs).

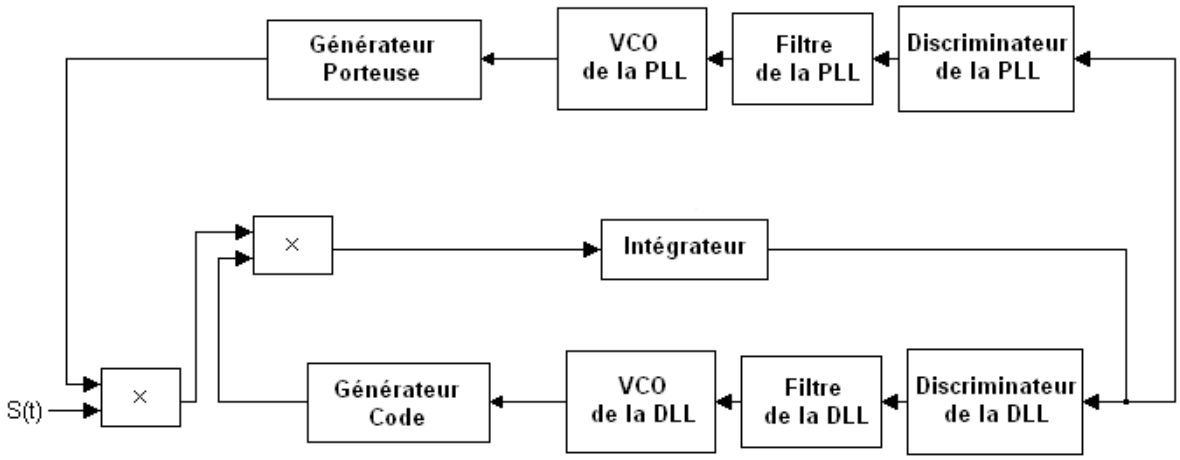


Figure A.1 : Boucles de poursuite du récepteur GPS

Le signal local dans un canal peut être modélisé ainsi (sous une forme regroupée):

$$S_{loc,i}(t,\tau) = \sin(2\pi.(FI + f_{loc}).t + \theta_{loc}).c_i(t-\tau) \quad (A.2)$$

f_{loc} correspond au Doppler du signal local sur la porteuse et θ_{loc} correspond à la phase sur cette porteuse, incluant la dérive et le biais d'horloge du récepteur. τ est le retard induit sur le code i que l'on poursuit.

Voyons à présent les différents éléments constitutifs de ces boucles.

A.2.1 La boucle de code DLL

L'objectif de la boucle de code est de synchroniser le code local sur le code incident. La plus utilisée des boucles est la boucle dite Avance moins Retard (ou Early minus Late) qu'on appelle parfois aussi SDLL pour Standard DLL. Son nom provient du principe du discriminateur qu'elle utilise.

A.2.1.1 Le générateur de code

Le générateur de code crée trois répliques du code :

- Une réplique en avance de 0.5 chip qu'on appelle E (Early)
- Une réplique sans offset de phase qu'on appelle P (Prompt)
- Une réplique en retard de 0.5 chip qu'on appelle L (Late)

Ces répliques permettent d'assurer le fonctionnement du discriminateur et sont générées à partir du signal de commande du NCO

A.2.1.2 Les intégrateurs

Le signal incident est donc mélangé aux répliques locales de la porteuse puis aux trois répliques du code local. Le mélange de (A.1) en fréquence intermédiaire avec (A.2) donne (A.3):

(A.3)

$$\frac{1}{2}\left[\cos(2\pi.f_{loc}.t + \theta_{loc} - \phi_p^i(t)) - \cos(2\pi.(f_{loc}+FI).t + \theta_{loc} + \phi_p^i(t))\right]D_i(t).c_i(t+\phi_c^i(t))c_i(t-\tau)$$
$$+\frac{1}{2}\sum_{j\neq i}\left[\cos(2\pi.f_{loc}.t + \theta_{loc} - \phi_p^j(t)) - \cos(2\pi.(f_{loc}+FI).t + \theta_{loc} + \phi_p^j(t))\right]D_j(t).c_j(t+\phi_c^j(t))c_i(t-\tau)$$

Ce signal résultant est sommé durant un temps Ts qui est le temps d'intégration des boucles. Cette opération a deux objectifs : elle joue à la fois le rôle de filtre passe-bas et de corrélateur. Le filtrage passe bas permet d'éliminer la partie haute fréquence en f_{loc}+FI. Il reste alors :

$$\pm\frac{1}{2}\int_{tk}^{tk+Ts}\cos(2\pi.f_{loc}.t+\theta_{loc}-\phi_p^i(t)).c_i(t-\phi_c^i(t)).c_i(t-\tau).dt$$
$$+\frac{1}{2}\sum_{j\neq i}\int_{tk}^{tk+Ts}\cos(2\pi.f_{loc}.t+\theta_{loc}-\phi_p^j(t)).D_j(t).c_j(t-\phi_c^j(t)).c_i(t-\tau).dt \quad (A.4)$$

t_k étant l'instant de début d'intégration de la boucle. On suppose que le message de navigation reste sur le même bit pendant l'intégration, d'où sa transformation en ±1 dans l'intégration du code poursuivi. Pour les autres signaux, on ignore si l'intégration est bien synchronisée sur le message, il n'y a aucune raison à priori qu'elle le soit, donc on laisse D_j dans l'intégrale. La phase qui précède directement la poursuite à proprement parlé consiste à repérer les transitions de phase dues au message de navigation afin de synchroniser l'intégration pour éviter tout chevauchement sur 2 bits distincts.

Le résultat (A.4) représente le cas général d'une réplique de code prompt avec la porteuse en quadrature. En réalité nous avons vu qu'il y avait plus d'une corrélation, il y en a six en tout, notées de la manière suivante :

- IP correspond à la corrélation Prompt en phase
- IE correspond à la corrélation Early en phase
- IL correspond à la corrélation Late en phase

- QP correspond à la corrélation Prompt en quadrature
- QE correspond à la corrélation Early en quadrature
- QL correspond à la corrélation Late en quadrature

Pour la boucle de code, seules comptent les considérations Avance et Retard. Mais on voit à quel point les boucles de code et de phase sont imbriquées l'une dans l'autre. On parlera de boucle cohérente si la phase de la porteuse est connue, les corrélations en phase contiennent alors toute l'information. La boucle sera non cohérente si l'énergie se trouve répartie aussi bien sur les composantes en quadrature qu'en phase. On peut en déduire un fait important : une boucle de code non cohérente peut fonctionner sans la boucle de phase.

Les résultats de corrélation sont ensuite envoyés vers le discriminateur.

A.2.1.3 Le discriminateur

Le discriminateur de la boucle de code permet de détecter l'erreur de phase entre le code du signal incident et le code local. Sa formule en version normalisée est donnée en (A.5)

$$D=\frac{\sqrt{IE^2+QE^2}-\sqrt{IL^2+QL^2}}{\sqrt{IE^2+QE^2}+\sqrt{IL^2+QL^2}} \quad (A.5)$$

Le discriminateur est à l'équilibre lorsque la corrélation en avance est égale à la corrélation en retard. Si on veut tracer ce discriminateur en fonction de l'erreur commise on obtient la figure (A.2).

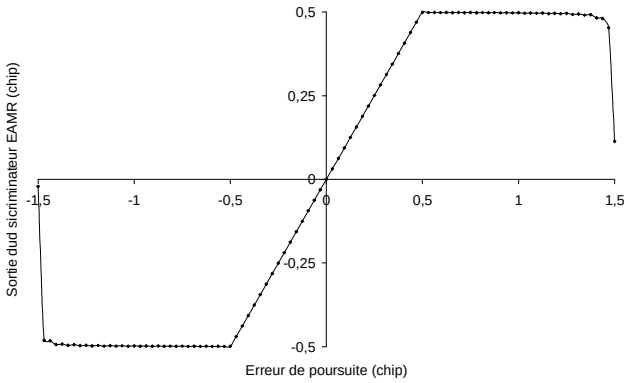


Figure A.2 : Sortie du discriminateur SDLL

La sortie du discriminateur est linéaire pour une erreur comprise entre 0.5 et -0.5 chip. Le discriminateur peut même fonctionner au-delà, jusqu'à ±1.5 chip sans diverger. Au-delà le discriminateur fera diverger la boucle. Il va donner le déphasage correspondant entre le code du signal incident et le code du signal local ce qui permet à la boucle de corriger la phase de son code local de la quantité nécessaire.

A.2.1.4 Le filtre de boucle

Le filtre de boucle a pour fonction de réduire le bruit dans la boucle. Il permet également d'éliminer les signaux parasites résiduels causés soit par des interférences extérieures, soit par la corrélation croisées avec les autres signaux. On utilise un filtre passe bas actif qui donne donc du gain dans la bande passante. Les paramètres de ce filtre sont : l'ordre du filtre ainsi que la bande de bruit équivalente Bn. Un ordre de filtre élevé permet une meilleure tenue face à la dynamique. La boucle est alors capable de suivre les accélérations, mais elle est plus sensible au bruit et surtout plus instable. En ce qui concerne la bande de bruit équivalente, plus Bn est élevée, plus on tolère des excursions en fréquence dans la boucle et mieux on peut répondre à des sollicitations dynamiques importantes. En contrepartie le bruit sera plus élevé. La boucle de code étant fortement bruitée mais relativement statique (les variations du Doppler sur le code sont très faibles d'une intégration à la suivante), Bn est en général choisie assez faible. Une valeur typique de Bn est 0.5 Hz pour la boucle de code et peut descendre jusqu'à 0.05 Hz pour une boucle aidée (nous définissons la boucle aidée plus loin).
Lorsque la boucle est à l'équilibre, la sortie du filtre correspond à la différence de Doppler entre le code du signal incident et le code local. Cette commande est alors envoyée pour piloter le VCO.

A.2.1.5 Le VCO (ou NCO)

Le VCO est un intégrateur qui génère un signal à partir d'un signal de commande. C'est un peu le dernier filtre passe bas de la boucle. Le signal de commande est intégré pour former une phase. Un signal d'horloge est alors généré à partir de cette phase de la fréquence centrale du VCO (qui vaut 1.023 MHz) puis sert à piloter le générateur de code. La boucle est alors bouclée.

Si $f_{dll,k}$ est le signal de commande, alors cette phase intégrée s'écrit à l'instant k :

$$\psi_k = \psi_0 + \sum_{u=1}^{k} 2\pi . f_{dll,k} T_s \qquad (A.6)$$

La valeur ψ_k correspond à la phase de la réplique locale (Prompt) du code à l'instant k. L'instant k = 0 correspond à l'instant où la boucle commence à travailler et ψ_0 à la phase du code à l'instant 0, donc à la fraction de code donnée par la phase d'acquisition.

La pseudodistance du code correspond à cette valeur (A.6) de la phase du code convertie en mètres qui inclut la compensation du bais d'horloge. Il ne faut pas oublier d'y ajouter l'ambiguïté entière du code n_c (déterminée à l'aide des informations sur la synchronisation du message de navigation). La pseudodistance code s'écrit donc :

$$PR_k^i = 1023.\frac{c}{f_c} n_c + 1023.\frac{c}{2\pi.f_c}\left[\psi_0 + \sum_{u=1}^{k} 2\pi.f_{dll,k} T_s\right] \qquad (A.7)$$

A.2.2 La boucle de phase PLL

La boucle de phase ou PLL s'occupe de la démodulation de la porteuse. On utilise une boucle de Costas qui a la particularité d'être insensible aux sauts de phase π qui surviennent à cause des bits du message de navigation et de la traversée des hautes couches de l'atmosphère. Elle suit à peu près la même évolution que la boucle de code, mis à part son discriminateur. Son filtre est fondamentalement le même que pour la boucle de code mais ses paramètres sont différents. Nous repartons du discriminateur.

A.2.2.1 Le discriminateur

Le discriminateur choisi préférentiellement est arc tangente car il donne directement en sortie la différence de phase.

$$D_{pll} = \arctan\left(\frac{QP}{IP}\right) \qquad (A.8)$$

On utilise la corrélation Prompt car c'est la plus énergétique des trois. La figure A.3 donne le discriminateur de la boucle de phase.

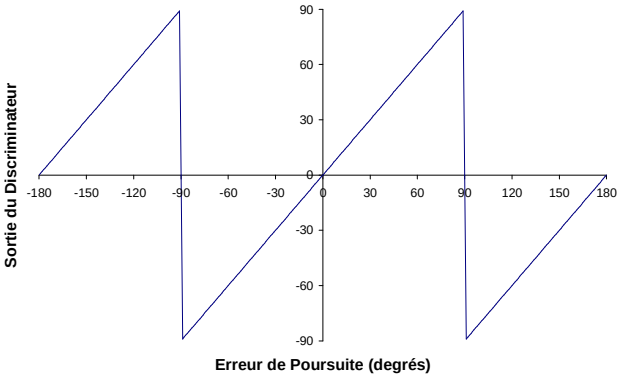


Figure A.3 : Sortie du Discriminateur de la PLL

La zone de linéarité du discriminateur est située entre -90 et 90 degrés, ce qui signifie que si une excursion de phase dépasse ces limites on aura une perte d'un demi-battement à cause de

la périodicité de la fonction arc tangente. Dans des conditions normales de réception (sans masquage et sans trajets indirects), ce genre de saut ne se produit pas.

A.2.2.2 Le filtre

Le filtre utilisé par la PLL est du même type passe-bas actif que celui de la DLL. Son rôle est le même, sauf que dans ce cas il gère plus la dynamique que le bruit. Ce dernier est en effet assez faible dans cette boucle, en revanche la dynamique Doppler est assez élevée. En général la boucle de phase a un ordre de plus que celle de la DLL et son paramètre Bn est plus élevé. En général sa valeur se situe entre 10 Hz et 18 Hz.

A.2.2.3 L'aide de la PLL à la DLL

La sortie du filtre de la boucle est également un signal de commande. Comme cette boucle est moins bruitée que la DLL, on peut utiliser cette valeur comme aide au VCO de la DLL. Il suffit alors de relier la sortie du filtre de la PLL à l'entrée du VCO de la DLL, en divisant sa valeur par 1540 qui est le rapport entre les fréquences f_{L1} et la fréquence du code. On parle alors d'une boucle aidée.

A.2.2.4 Le VCO (ou NCO)

Le VCO de la boucle de phase fonctionne de la même façon que celui de la boucle de code. Si $f_{pll,k}$ est le signal de commande du VCO à l'instant d'intégration k, la phase accumulée peut s'écrire :

$$\phi_k = \phi_0 + \sum_{u=1}^{k} 2\pi . f_{pll,k} . T_s \qquad (A.9)$$

A.3 L'acquisition du signal GPS

La phase d'acquisition se déclenche dès l'allumage du récepteur. Elle permet de détecter la présence du signal d'un émetteur et de fournir des estimations du déphasage et du Doppler du signal qui soient suffisamment précises pour permettre au récepteur de passer en mode poursuite.
L'acquisition est un processus de recherche prenant en compte deux dimensions : le temps et la fréquence. La façon la plus courante d'acquérir le signal consiste à opérer de multiples corrélations avec une réplique locale de celui-ci dont on fait varier le déphasage sur le code (le temps) et la fréquence de la porteuse. Le but de ceci est d'obtenir une figure de corrélation sur les deux dimensions que sont le temps et la fréquence.
On peut alors observer sur cette figure un pic de corrélation maximal en un point dont les coordonnées correspondent aux valeurs de retard et de fréquence que l'on recherche. En effet le pic est maximal lorsque le temps et la fréquence correspondent à ceux du signal incident. Dans la pratique la présence de bruit thermique contraint à élaborer un seuil qui dépend du niveau de bruit auquel est comparé le résultat de corrélation pour déterminer si le signal est présent ou pas.

La figure A.4 correspond à une figure d'acquisition typique du signal GPS. La corrélation est calculée pour une période de code complète avec un décalage allant de 0 à 1022.75 chips en utilisant un pas de 0.25 chips, ceci pour des Doppler variant de -2 kHz à +2 kHz avec un pas

de 200 Hz. Ce sont des valeurs typiques que l'on peut rencontrer pour une acquisition à recherche itérative classique.
Les PRN 6 et 28 du GPS ont été choisis. C'est la paire pour laquelle les pics d'intercorrélation sont les plus nombreux et les plus élevés d'après [Elrod & al 1996]. On la qualifie de « plus mauvaise paire ». Le retard que l'on induit sur le PRN 6, qui est le PRN que l'on cherche à acquérir, est de : ¾.N.Tc = 767.25 chips, (soit ¾ de période de code).

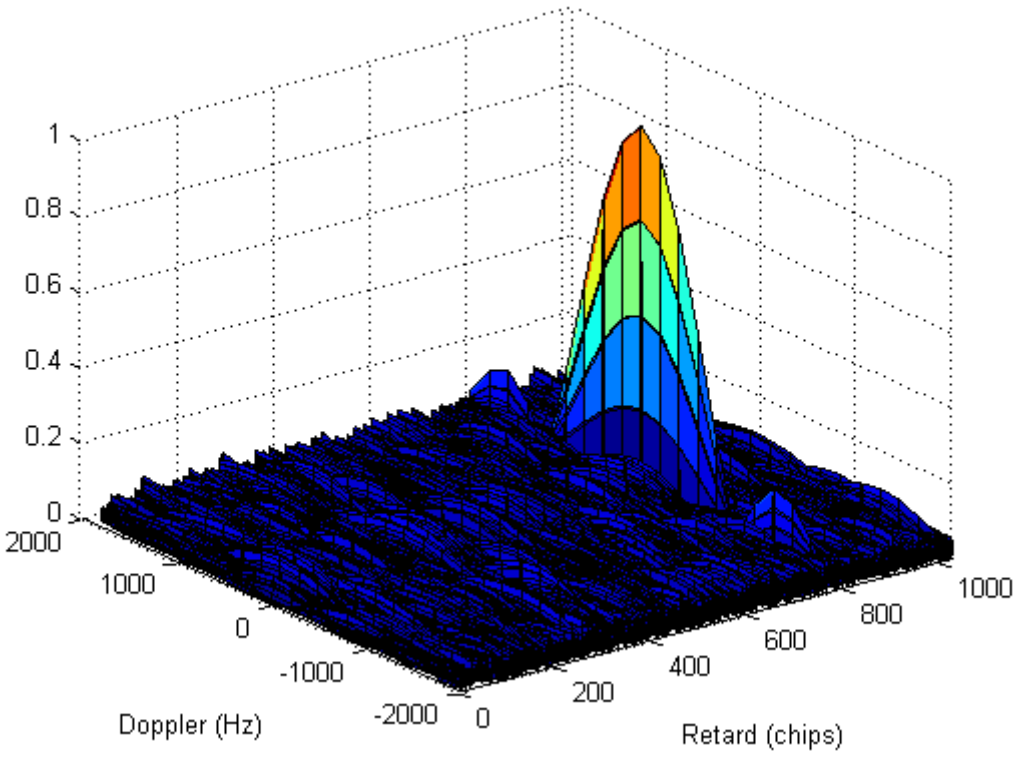


Figure A.4 : Acquisition pour 1 émetteur utilisant le PRN 6 décalée de ¾ de période de code à une fréquence de 0 Hz, en présence du PRN 28 à la même puissance (sans éblouissement)

On reconnait le pic de corrélation qui apparait nettement à l'endroit où on l'attendait sur la figure A.4, soit au point (767.25,0). On peut remarquer l'enveloppe en sinus cardinal sur l'axe des fréquences. On l'explique par le fait que pour les points où le retard du code est le même, la corrélation pratiquée correspond à la transformée Fourier du carré du code intégré sur une milliseconde. Ce résultat est conforme à [Van Dierendonck 1996] qui montre que l'enveloppe de la corrélation en fonction du Doppler est un sinus cardinal centré sur la fréquence Doppler dont la largeur du lobe principale est de 2 kHz.

Annexe B : Calculs des termes de corrélation

Cette annexe contient les calculs dont les résultats ont été rapportés dans les chapitres 2 et 3. Ils concernent la corrélation du signal local avec le signal provenant des répélites ainsi que le calcul du discriminateur Avance moins Retard de la boucle standard (SDLL) dans le cas des répélites utilisant le code d'un satellite GPS L1 civil quelconque.

B.1 Définitions

On rappelle les symboles définis dans le chapitre 3 :

t : le temps.
n_s: nombre de satellites reçus par l'antenne extérieure retransmis par les répélites.
n: nombre de répélites déployés pour le positionnement intérieur.
$A_{i,k}$: amplitude du signal du satellite i retransmis par le répélite k.
$\varphi_{i,k}(t)$: phase de la porteuse du signal du satellite i retransmis par le répélite k, la dépendance en t indique la présence d'un Doppler.
${}^{u}\phi_{i,k} = \varphi_{i,k} - \varphi_u$: différence entre la phase de la porteuse du signal du satellite i provenant du répélite k et celle de la réplique locale.
$\tau_{0,k}$: délai induit sur le signal entre le répélite k et le répélite 0 (celui qui n'est pas retardé) pour k = 0…n-1
$T_{i,k}$: retard = temps de propagation à l'extérieur du signal du satellite i + temps de propagation à l'intérieur depuis l'antenne du répélite k + le biais d'horloge du récepteur
N = 1023 soit le nombre de chips dans un code C/A GPS.
T_c = 0.977517 µs soit la durée d'un chip de code C/A GPS
$d_i(t)$: message de navigation pour le satellite i
$c_i(t)$: le code pseudo-aléatoire du signal du satellite i

n(t) : bruit thermique et autres sources d'interférence

- Signal incident à corréler :

$$S(t) = \sum_{i=1}^{n_s} \sum_{k=0}^{n-1} A_{i,k} \sin(2\pi.f_{L1}.t + \varphi_{i,k}(t)).d_i(t - \tau_{0,k} - T_{i,k}).c_i(t - \tau_{0,k} - T_{i,k}) + n(t)$$

- Signal local:

$$S_l(t,\tau) = \sin(2\pi.f_{L1}.t + \varphi_u(t)).c_u(t - \tau)$$

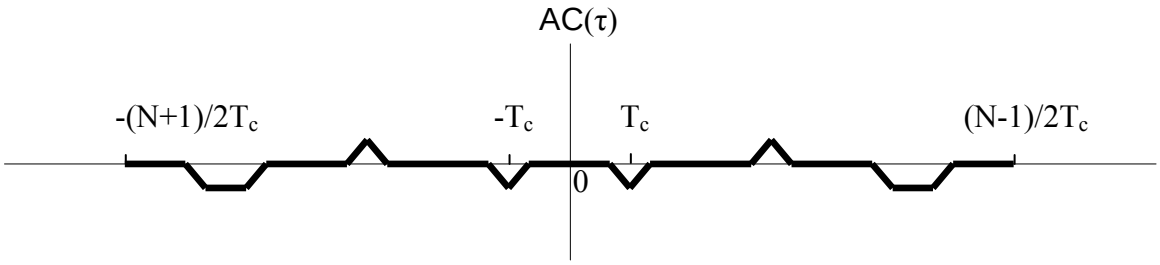
- $\delta(t)$: la fonction impulsion qui vaut 1 pour t = 0 et 0 partout ailleurs

- $R(\tau)$: Fonction triangle définie dans [Kaplan & al 2006a] telle que:

$$R(\tau) = (1 - \frac{|\tau|}{T_c}) \quad \text{Pour } \tau \in [-T_c ; +T_c]$$

$$R(\tau) = 0 \quad \text{Partout ailleurs}$$

- $AC_u(\tau)$: une fonction qui prend les valeurs des pics secondaires (sans le pic principal) de la fonction d'autocorrélation du code du satellite u pour $\tau \in$] $-(N+1)/2.T_c$, $(N-1)/2.T_c$] et 0 ailleurs.



- La fonction $Correl_{Cu(t),Cu(t)}$ telle que pour un code de Gold c_u :

$$Correl_{c_u(t),c_u(t)}(\tau) = -\frac{1}{N} + \frac{N+1}{N}(R(\tau) + AC_u(\tau)) * \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(\tau + mNT_c)$$

B.2 Calculs du terme de corrélation

La corrélation du signal incident S(t) avec le signal local $S_l(t,\tau)$, à l'intérieur d'un bit de message de navigation, donne :

$$R_u(\tau) = \sum_{i=1}^{n_s} \sum_{k=0}^{n-1} A_{i,k} \cdot \frac{1}{N.T_c} \int_{t=0}^{t=NT_c} \cos({}^u\phi_{i,k}(t)).c_u(t-\tau).c_i(t-\tau_{0,k}-T_{i,k}).dt + n(\tau)$$

Si on note :

$$CrossCorrel_u(\tau) = \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq u}}^{n_s} \sum_{k=0}^{n-1} A_{i,k} \frac{1}{N.T_c} \int_{t=0}^{t=NT_c} \cos({}^u\phi_{i,k}(t)).c_u(t-\tau).c_i(t-\tau_{0,k}-T_{i,k}).dt$$

On peut sortir ce terme et la corrélation devient :

$$R_u(\tau) = \sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k} \cdot \frac{1}{N.T_c} \int_{t=0}^{t=NT_c} \cos({}^u\phi_{u,k}(t)).c_u(t-\tau).c_u(t-\tau_{0,k}-T_{u,k}).dt + CrossCorrel_u(\tau)$$

On considère en première approximation que les $\cos({}^u\phi_{u,k})$ ne dépendent pas du temps t, ce qui correspond au positionnement d'un point fixe ou à un mouvement lent. On peut alors écrire :

$$R_u(\tau) = \sum_{k=0}^{n-1} \frac{A_{u,k}\cos({}^u\phi_{u,k})}{N.T_c} \int_{t=0}^{t=NT_c} c_u(t-\tau).c_u(t-\tau_{0,k}-T_{u,k}).dt$$
$$+ CrossCorrel_u(\tau) + n(\tau)$$

On reconnait sous l'intégrale, la fonction d'autocorrélation d'un code, il suit :

$$R_u(\tau) = \sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k}\cos({}^u\phi_{u,k}).Correl_{c_u(t),c_u(t-\tau_{0,k}-T_{u,k})}(\tau) + CrossCorrel_u(\tau)$$

Que l'on peut développer :

$$R_u(\tau) = \sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k} \cos({}^u\phi_{u,k}).\left[-\frac{1}{N} + \frac{N+1}{N}(R(\tau) + AC_u(\tau)) * \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(\tau + mNT_c)\right]$$
$$+ CrossCorrel_u(\tau) + n(\tau)$$

D'où :

$$R_u(\tau) = -\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k} \cos({}^u\phi_{u,k}) +$$
$$\frac{N+1}{N}\sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k} \cos({}^u\phi_{u,k}).\left[\left(R(\tau - \tau_{0,k} - T_{u,k}) + AC_u(\tau - \tau_{0,k} - T_{u,k})\right) * \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(\tau + mNT_c)\right]$$
$$+ CrossCorrel_u(\tau) + n(\tau)$$

Les propriétés du produit de convolution permettent de distribuer les termes et on obtient finalement :

$$R_u(\tau) = -\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k} \cos({}^u\phi_{u,k}) + CrossCorre\,l_u(\tau) + n(\tau) +$$
$$\frac{N+1}{N}\left[\sum_{k=0}^{n-1} A_{u,k} \cos({}^u\phi_{u,k}).\left(R(\tau - \tau_{0,k} - T_{u,k}) + AC_u(\tau - \tau_{0,k} - T_{u,k})\right)\right] * \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \delta(\tau + mNT_c)$$

La somme des termes en $R(\tau - \tau_{0,k} - T_{u,k})$ montre que pour éviter que les pics principaux de corrélation se recouvrent, il faut que deux intervalles successifs contenant un pic de corrélation soient disjoints. On peut définir ces intervalles grâce à la définition de R:

$$\left]\tau_{0,k} + T_{u,k} - T_c ; \tau_{0,k} + T_{u,k} + T_c\right[\cap \left]\tau_{0,k+1} + T_{u,k+1} - T_c ; \tau_{0,k+1} + T_{u,k+1} + T_c\right[= \emptyset$$

Pour cela, il faut que la limite supérieure du premier intervalle et la limite inférieure du second obéissent à l'inégalité :

$$\tau_{0,k} + T_{u,k} + T_c \le \tau_{0,k+1} + T_{u,k+1} - T_c$$

Ce qui donne :

$$2.T_c + T_{u,k} - T_{u,k+1} \le \tau_{0,k+1} - \tau_{0,k}$$

Il faut également que le pic principal de corrélation du signal du nième répélite (le plus retardé) ne recouvre pas le pic de corrélation principal du premier répélite (celui qui n'est pas retardé). La périodicité de la fonction de corrélation du signal exprimée par la somme des termes en $\delta(\tau + m.NT_c)$ nous permet d'écrire la condition. Il faut que les deux intervalles suivant soient disjoints :

$$\left]\tau_{0,n-1} + T_{u,n-1} - T_c ; \tau_{0,n-1} + T_{u,n-1} + T_c\right[\cap \left]T_{u,0} + (N-1).T_c ; T_{u,0} + (N+1).T_c\right[= \emptyset$$

Pour que cette condition soit remplie, il faut que la limite supérieure du premier intervalle et la limite inférieure du second obéissent à l'inégalité :

$$\tau_{0,n-1} + T_{u,n-1} + T_c \leq T_{u,0} + (N-1).T_c$$

Ce qui donne :

$$\tau_{0,n-1} \leq (N-2).T_c - T_{u,n-1} + T_{u,0}$$

Si $\tau_{0,k+1} - \tau_{0,k} = \Delta\tau_0$ constant alors les inégalités deviennent :

$$2.T_c + T_{u,k} - T_{u,k+1} \leq \Delta\tau_0$$

$$(n-1).\tau_0 \leq (N-2).T_c - T_{u,n-1} + T_{u,0}$$

B.3 Calcul du discriminateur de la boucle de code pour une séquence maximale

On veut calculer le discriminateur de boucle de code suivant :

$$D_{EL}(\varepsilon) = (I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2)\frac{1}{2(2-\Delta)}$$

Avec :

I_E : la corrélation en phase en avance
Q_E : la corrélation en quadrature en avance
I_L : la corrélation en phase en retard
Q_L : la corrélation en quadrature en retard
Δ : l'écart de phase entre les répliques en avance et en retard (en chips)
ε : l'erreur ou différence de phase en chips entre le code du signal incident et la réplique local du code

B.3.1 Définitions préliminaires

On se place après la phase d'acquisition dans le cas où on lance la poursuite du signal issu du répélite j. On se situe donc, en termes de valeur de τ, dans l'intervalle :

$$] \tau_{sm,j} + T_{sm,j} - T_c ; \tau_{sm,j} + T_{sm,j} + T_c [$$

Pour simplifier l'écriture, on centre donc la variable τ dans cet intervalle tel que :

$$\tau - \tau_{sm,j} - T_{sm,j} \rightarrow \tau$$

Comme on n'a qu'une séquence maximale unique, on simplifie également l'écriture de la différence de phase de la porteuse :

$${}^{j}\phi_{sm,k} = \varphi_{sm,k} - \varphi_{j} \rightarrow \varphi_{sm,k}$$

$\varphi_{sm,k}$ devient donc la différence de phase entre la porteuse du signal issu du répélite k et celle de la porteuse de la réplique locale du signal du répélite poursuivi (ici le répélite j).

La corrélation en phase devient donc :

$$I_{sm}(\tau) = -\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k}\cos(\varphi_{sm,k}) + \frac{N+1}{N} A_{sm,j}\cos(\varphi_{sm,j}).R(\tau)$$

La corrélation en quadrature :

$$Q_{sm}(\tau) = -\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k}\sin(\varphi_{sm,k}) + \frac{N+1}{N} A_{sm,j}\sin(\varphi_{sm,j}).R(\tau)$$

Calculons à présent le terme de corrélation non cohérente à partir des deux précédentes, il nous sera utile pour le calcul du discriminateur :

$$COR(\tau) = I_{sm}^2(\tau) + Q_{sm}^2(\tau)$$

Il faut d'abord élever au carré I_{sm} et Q_{sm} :

$$I_{sm}^2(\tau) = \frac{1}{N^2}\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k}^2\cos^2(\varphi_{sm,k}) - \frac{2}{N^2}\sum_{k=0}^{n-2}\sum_{i=k+1}^{n-1} A_{sm,k}A_{sm,i}\cos(\varphi_{sm,k})\cos(\varphi_{sm,i})$$
$$+ \frac{(N+1)^2}{N^2} A_{sm,j}^2\cos^2(\varphi_{sm,j})R^2(\tau) - 2\frac{(N+1)}{N^2} A_{sm,j}\left(\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k}\cos(\varphi_{sm,j})\cos(\varphi_{sm,k})\right)R(\tau)$$

$$Q_{sm}^2(\tau) = \frac{1}{N^2}\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k}^2\sin^2(\varphi_{sm,k}) - \frac{2}{N^2}\sum_{k=0}^{n-2}\sum_{i=k+1}^{n-1} A_{sm,k}A_{sm,i}\sin(\varphi_{sm,k})\sin(\varphi_{sm,i})$$
$$+ \frac{(N+1)^2}{N^2} A_{sm,j}^2\sin^2(\varphi_{sm,j})R^2(\tau) - 2\frac{(N+1)}{N^2} A_{sm,j}\left(\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k}\sin(\varphi_{sm,j})\sin(\varphi_{sm,k})\right)R(\tau)$$

On les additionne et on a l'expression de la corrélation :

$$COR(\tau) = \frac{1}{N^2}\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k}^2 + \frac{(N+1)^2}{N^2} A_{sm,j}^2R^2(\tau) - \frac{2}{N^2}\sum_{k=0}^{n-2}\sum_{i=k+1}^{n-1} A_{sm,k}A_{sm,i}\cos(\varphi_{sm,k} - \varphi_{sm,i})$$
$$- 2\frac{(N+1)}{N^2} A_{sm,j}\left(\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k}\cos(\varphi_{sm,j} - \varphi_{sm,k})\right)R(\tau)$$

Avec l'expression de COR(τ), on peut calculer le discriminateur complet.

B.3.2 Calcul du discriminateur

Le numérateur du discriminateur se calcule à partir de la formule de COR et de D_{EL} :

$$D_{EL}(\varepsilon) = COR(\varepsilon - \frac{\Delta}{2}) - COR(\varepsilon + \frac{\Delta}{2})$$

Comme τ correspond à un retard de phase de la réplique locale du code, la corrélation en avance est donc en $\varepsilon - \Delta/2$ et celle en retard en $\varepsilon + \Delta/2$.

On insère ensuite les formules de COR et on fait le calcul. Immédiatement les termes qui ne sont pas en τ se simplifient puisqu'ils sont les même pour les deux répliques. On obtient :

$$D_{EL}(\varepsilon) = \frac{(N+1)^2}{N^2} A_{sm,j}^2 \left(R^2(\varepsilon - \frac{\Delta}{2}) - R^2(\varepsilon + \frac{\Delta}{2}) \right)$$
$$- 2\frac{(N+1)}{N^2} A_{sm,j} \left(\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k} \cos(\varphi_{sm,j} - \varphi_{sm,k}) \right) \left(R(\varepsilon - \frac{\Delta}{2}) - R(\varepsilon + \frac{\Delta}{2}) \right)$$

On s'intéresse plus particulièrement au fonctionnement du discriminateur dans sa zone de linéarité, c'est-à-dire pour : $-\Delta/2 < \varepsilon < \Delta/2$. On doit donc pour poursuivre, expliciter les expressions des fonctions suivantes dans cet intervalle :

$$F_1(\varepsilon) = R^2(\varepsilon - \frac{\Delta}{2}) - R^2(\varepsilon + \frac{\Delta}{2}) \text{ et } F_2(\varepsilon) = R(\varepsilon - \frac{\Delta}{2}) - R(\varepsilon + \frac{\Delta}{2})$$

ε s'exprime en chips, la fonction $R(\varepsilon)$ subit les modifications ad doc, on a alors:

$$F_1(\varepsilon) = \left(1 - \left|\varepsilon - \frac{\Delta}{2}\right|\right)^2 - \left(1 - \left|\varepsilon + \frac{\Delta}{2}\right|\right)^2 = \left|\varepsilon - \frac{\Delta}{2}\right|^2 - 2\left|\varepsilon - \frac{\Delta}{2}\right| - \left|\varepsilon + \frac{\Delta}{2}\right|^2 + 2\left|\varepsilon + \frac{\Delta}{2}\right|$$
$$F_2(\varepsilon) = 1 - \left|\varepsilon - \frac{\Delta}{2}\right| - 1 + \left|\varepsilon + \frac{\Delta}{2}\right| = \left|\varepsilon + \frac{\Delta}{2}\right| - \left|\varepsilon - \frac{\Delta}{2}\right|$$

Si $\Delta/2 < \varepsilon$:

$$F_1(\varepsilon) = \left(\varepsilon - \frac{\Delta}{2}\right)^2 - 2\left(\varepsilon - \frac{\Delta}{2}\right) - \left(\varepsilon + \frac{\Delta}{2}\right)^2 + 2\left(\varepsilon + \frac{\Delta}{2}\right) = 2\Delta(1 - \varepsilon)$$
$$F_2(\varepsilon) = \left(\varepsilon + \frac{\Delta}{2}\right) - \left(\varepsilon - \frac{\Delta}{2}\right) = \Delta$$

Si $-\Delta/2 < \varepsilon < \Delta/2$:

$$F_1(\varepsilon) = \left(\frac{\Delta}{2} - \varepsilon\right)^2 - 2\left(\frac{\Delta}{2} - \varepsilon\right) - \left(\varepsilon + \frac{\Delta}{2}\right)^2 + 2\left(\varepsilon + \frac{\Delta}{2}\right) = 2(2 - \Delta)\varepsilon$$
$$F_2(\varepsilon) = \left(\varepsilon + \frac{\Delta}{2}\right) - \left(-\varepsilon + \frac{\Delta}{2}\right) = 2\varepsilon$$

Si $\varepsilon < -\Delta/2$:

$$F_1(\varepsilon) = \left(\frac{\Delta}{2} - \varepsilon\right)^2 - 2\left(\frac{\Delta}{2} - \varepsilon\right) - \left(-\varepsilon - \frac{\Delta}{2}\right)^2 + 2\left(-\varepsilon - \frac{\Delta}{2}\right) = 2\Delta(-1-\varepsilon)$$

$$F_2(\varepsilon) = \left(-\varepsilon - \frac{\Delta}{2}\right) - \left(-\varepsilon + \frac{\Delta}{2}\right) = -\Delta$$

Donc dans la zone de linéarité, on peut donner l'expression du discriminateur :

$$D_{EL}(\varepsilon) = 2(2-\Delta)\left(\frac{(N+1)^2}{N^2} A_{sm,j}^2 \varepsilon - 2\frac{(N+1)}{(2-\Delta)N^2} A_{sm,j}\left(\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k}\cos(\varphi_{sm,j} - \varphi_{sm,k})\right)\varepsilon\right)$$

Que l'on peut réarranger pour mettre en évidence le terme problématique:

$$D_{EL}(\varepsilon) = 2(2-\Delta)\frac{(N+1)^2}{N^2} A_{sm,j}^2 \left(\varepsilon - 2\frac{\sum_{k=0}^{n-1} \frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}}\cos(\varphi_{sm,j} - \varphi_{sm,k})}{(2-\Delta)(N+1)}\varepsilon\right)$$

B.4 Calcul du discriminateur de la boucle de phase

On veut calculer le discriminateur suivant :

$$D_{PLL}(\varepsilon) = \mathrm{ATAN}\left(\frac{Q_P}{I_P}\right)$$

Avec :

I_P : la corrélation en phase
Q_P : la corrélation en quadrature

B.4.1 Calcul du discriminateur

On s'intéresse surtout au rapport Q_P/I_P, les expressions de Q_P et I_P en fonction de ε étant :

$$I_P(\varepsilon) = -\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k}\cos(\varphi_{sm,k}) + \frac{N+1}{N} A_{sm,j}\cos(\varphi_{sm,j}).R(\varepsilon)$$

et

$$Q_P(\varepsilon) = -\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k}\sin(\varphi_{sm,k}) + \frac{N+1}{N}A_{sm,j}\sin(\varphi_{sm,j}).R(\varepsilon)$$

Lorsque le discriminateur est actif, le récepteur est en mode poursuite, on est donc dans la zone de linéarité du discriminateur de code, soit :

$$\varepsilon \in \left[-\frac{\Delta}{2};\frac{\Delta}{2}\right]$$

Les expressions de Q_P et I_P deviennent alors:

$$I_P(\varepsilon) = -\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k}\cos(\varphi_{sm,k}) + \frac{N+1}{N}A_{sm,j}\cos(\varphi_{sm,j}).(1-|\varepsilon|)$$

et

$$Q_P(\varepsilon) = -\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k}\sin(\varphi_{sm,k}) + \frac{N+1}{N}A_{sm,j}\sin(\varphi_{sm,j}).(1-|\varepsilon|)$$

D'où :

$$\frac{Q_P(\varepsilon)}{I_P(\varepsilon)} = \frac{-\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k}\sin(\varphi_{sm,k}) + \frac{N+1}{N}A_{sm,j}\sin(\varphi_{sm,j}).(1-|\varepsilon|)}{-\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{n-1} A_{sm,k}\cos(\varphi_{sm,k}) + \frac{N+1}{N}A_{sm,j}\cos(\varphi_{sm,j}).(1-|\varepsilon|)}$$

Et le discriminateur :

$$D_{PLL}(\varphi_{sm,j}) = \mathrm{ATAN}\left(\frac{\sin(\varphi_{sm,j}) - \frac{1}{(N+1)(1-|\varepsilon|)}\sum_{k=0}^{n-1}\frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}}\sin(\varphi_{sm,k})}{\cos(\varphi_{sm,j}) - \frac{1}{(N+1)(1-|\varepsilon|)}\sum_{k=0}^{n-1}\frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}}\cos(\varphi_{sm,k})}\right)$$

Que l'on peut encore réarranger :

$$D_{PLL}(\varphi_{sm,j}) = \mathrm{ATAN}\left(\frac{\sin(\varphi_{sm,j}) - \frac{1}{N-(N+1)|\varepsilon|}\sum_{\substack{k=0\\k\neq j}}^{n-1}\frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}}\sin(\varphi_{sm,k})}{\cos(\varphi_{sm,j}) - \frac{1}{N-(N+1)|\varepsilon|}\sum_{\substack{k=0\\k\neq j}}^{n-1}\frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}}\cos(\varphi_{sm,k})}\right)$$

B.4.2 Etude de l'impact des termes d'interférence

Les termes d'interférence sont :

$$-\frac{1}{N-(N+1)|\varepsilon|}\sum_{\substack{k=0\\k\neq j}}^{n-1}\frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}}\sin(\varphi_{sm,k})$$

Et

$$-\frac{1}{N-(N+1)|\varepsilon|}\sum_{\substack{k=0\\k\neq j}}^{n-1}\frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}}\cos(\varphi_{sm,k})$$

On borne les deux expressions précédentes par les cas les plus défavorables. On exprime cette borne en fonction de Rmax qui est le rapport d'amplitude moyen entre les signaux incidents qui ne sont pas poursuivis et celui du signal incident effectivement poursuivi :

$$\left|-\frac{1}{N-(N+1)|\varepsilon|}\sum_{\substack{k=0\\k\neq j}}^{n-1}\frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}}\sin(\varphi_{sm,k})\right| \leq \frac{1}{N-(N+1)|\varepsilon|}\sum_{\substack{k=0\\k\neq j}}^{n-1}\frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}}$$

$$\left|-\frac{1}{N-(N+1)|\varepsilon|}\sum_{\substack{k=0\\k\neq j}}^{n-1}\frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}}\cos(\varphi_{sm,k})\right| \leq \frac{1}{N-(N+1)|\varepsilon|}\sum_{\substack{k=0\\k\neq j}}^{n-1}\frac{A_{sm,k}}{A_{sm,j}}$$

Les valeurs limites des termes d'erreur du numérateur et du dénominateur sont donc identiques et valent:

$$M_{num} = M_{den} = \frac{(n-1)R\max}{N-(N+1)|\varepsilon|}$$

On a ici les cas les plus défavorables où le numérateur ou le dénominateur devient largement dominant, la domination de l'un ou de l'autre dépend des sinus et cosinus et des termes d'interférences.
On a aussi un troisième cas où les deux sont dominants, (on suppose alors que les sinus et cosinus de ces termes s'équilibrent, cela revient à considérer que toutes les phases sont égales à +-π/4), alors cette valeur devient :

$$M_{num1/2} = M_{den1/2} = \frac{1}{\sqrt{2}}\frac{(n-1)R\max}{N-(N+1)|\varepsilon|}$$

On veut déterminer numériquement les valeurs de Rmax pour lesquelles les trois cas se produisent. La méthode est la suivante :
Pour différentes valeurs de l'erreur $\varphi_{sm,j}$ que le discriminateur doit mesurer, on évalue le discriminateur en se considérant successivement dans les trois cas limites que nous avons cités plus haut.

Cela revient à étudier les zéros des trois fonctions suivantes:

$$f_1(M_{num}) = \left| ATAN\left(\frac{\sin(\varphi_{sm,j}) + M_{num}}{\cos(\varphi_{sm,j})} \right) - \varphi_{sm,j} \right| \text{ correspondant au cas 1}$$

$$f_2(M_{den}) = \left| ATAN\left(\frac{\sin(\varphi_{sm,j})}{\cos(\varphi_{sm,j}) + M_{den}} \right) - \varphi_{sm,j} \right| \text{ correspondant au cas 2}$$

$$f_3(M_{1/2}) = \left| ATAN\left(\frac{\sin(\varphi_{sm,j}) + M_{1/2}}{\cos(\varphi_{sm,j}) + M_{1/2}} \right) - \varphi_{sm,j} \right| \text{ correspondant au cas 3}$$

Toutefois, avant de mener l'étude, il faut définir un critère de comparaison car nous n'avons pas d'idée à priori de l'impact sur la mesure de phase d'une erreur en sortie de discriminateur. Nous avons cependant la formule du discriminateur et nous pouvons établir aisément la valeur de cette erreur dans des conditions de fonctionnement GPS classique, c'est-à-dire lorsque tous les signaux ont la même puissance.
Une fois établie la valeur de cette erreur, nous pourrons choisir un critère raisonnable définissant le passage d'un fonctionnement acceptable à un fonctionnement sous influence de l'éblouissement pour le discriminateur de la PLL.
Voici pour les 3 cas retenus, les valeurs de l'erreur que l'on obtient sur la mesure de phase pour 5 valeurs de $\varphi_{sm,j}$:

Pour le cas 1 :

Tableau B.1 : Erreurs en degrés sur la mesure de la phase $\varphi_{sm,j}$

Cas 1	Phase $\varphi_{sm,j}$ en degrés				
Nombre de répélites	**0°**	**10°**	**20°**	**30°**	**45°**
4	0.3	0.3	0.3	0.3	0.2
6	0.6	0.6	0.5	0.5	0.4
8	0.8	0.8	0.7	0.7	0.6
10	1.0	1.0	1.0	0.9	0.7

Pour le cas 2 :

Tableau B.2 : Erreurs en degrés sur la mesure de la phase $\varphi_{sm,j}$

Cas 2	Phase $\varphi_{sm,j}$ en degrés				
Nombre de répélites	**0°**	**10°**	**20°**	**30°**	**45°**
4	0	0.1	0.1	0.2	0.2
6	0	0.1	0.2	0.3	0.4
8	0	0.1	0.3	0.4	0.6
10	0	0.2	0.4	0.5	0.7

Pour le cas 3 :

Tableau B.3 : Erreurs en degrés sur la mesure de la phase $\varphi_{sm,j}$

Cas 3	Phase $\varphi_{sm,j}$ en degrés				
Nombre de répélites	**0°**	**10°**	**20°**	**30°**	**45°**
4	0.2	0.2	0.1	0.1	0
6	0.4	0.3	0.2	0.1	0
8	0.6	0.6	0.3	0.2	0
10	0.7	0.5	0.4	0.3	0

Dans les trois tableaux précédents, l'erreur reste toujours inférieure à 1 degré. Ce qui signifie que pour un cas de fonctionnement classique l'erreur ne dépasse pas 1 degré.
Pour mener notre étude, on choisit dont le critère suivant:

Si l'erreur, dépasse 10 degrés, soit 10 fois la pire erreur standard, alors on considère que le discriminateur est trop perturbé et on évalue numériquement la valeur de Rmax correspondante. On est alors quasi certain d'être dans une situation d'éblouissement important.

B.4.3 Résultats de l'étude

On mène l'étude des trois cas pour des valeurs de $\varphi_{sm,j}$ = {0 ;10 ;20 ;30 ;45}. On détermine les valeurs de Rmax pour lesquelles l'erreur en sortie du discriminateur dépasse 10°.

On trouve les valeurs suivantes :

Pour le cas 1 :

Tableau B.4 : Valeurs du rapport des puissances pour lesquelles l'erreur dépasse 10°

Cas 1	Phase $\varphi_{sm,j}$ en degrés				
Nombre de répélites	**0°**	**10°**	**20°**	**30°**	**45°**
4	29.7dB	29.7dB	29.7dB	30.2dB	31.1dB
6	25.3dB	25.3dB	25.3dB	25.8dB	26.6dB
8	22.4dB	22.4dB	22.4dB	22.8dB	23.7dB
10	20.2dB	20.2dB	20.2dB	20.7dB	21.5dB

Pour le cas 2 :

Tableau B.5 : Valeurs du rapport des puissances pour lesquelles l'erreur dépasse 10°

Cas 2	Phase $\varphi_{sm,j}$ en degrés				
Nombre de répélites	**0°**	**10°**	**20°**	**30°**	**45°**
4	-	38.6dB	31.1dB	31.9dB	31.5dB
6	-	34.2dB	26.6dB	27.4dB	27.0dB
8	-	31.2dB	23.7dB	24.5dB	24.1dB
10	-	29.1dB	21.5dB	22.3dB	21.9dB

Pour une phase de 0°, le numérateur est toujours nul pour le cas 2, la première colonne n'a donc pas de sens pour le cas 2.

Pour le cas 3 :

Tableau B.6 : Valeurs du rapport des puissances pour lesquelles l'erreur dépasse 10°

Cas 2	Phase $\varphi_{sm,j}$ en degrés				
Nombre de répélites	**0°**	**10°**	**20°**	**30°**	**45°**
4	31.2dB	32.7dB	34.5dB	37.2dB	-
6	26.7dB	28.3dB	30.0dB	32.7dB	-
8	23.8dB	25.4dB	27.1dB	29.8dB	-
10	21.6dB	23.2dB	24.9dB	27.6dB	-

Pour une phase 45°, les numérateurs et numérateur sous l'arc tangente ayant la même valeur, la dernière colonne n'a aucun sens pour le cas 3.

Comme pour un nombre de répélites donné il n'y a pas une très grande différence d'une valeur de phase à une autre, on peut synthétiser ces résultats en faisant des moyennes pour un nombre de répélites donné.
C'est ainsi que l'on obtient la synthèse de l'ensemble, reprise dans le chapitre 3 :

Tableau B.7 : Synthèse

Répélites déployés	4	6	8	10
cas 1	30.1	25.7	22.7	20.6
cas 2	33.3	28.8	25.9	23.7
cas 3	33.9	29.5	26.5	24.3

Annexe C : Détails de Calcul divers

Cette annexe présente les détails de certains calculs littéraux un peu longs pour figurer au cœur des chapitres.

C.1 Les termes de corrélation de la TDE étendue à la porteuse

Le signal reçu au niveau de l'antenne d'un récepteur d'un système (répélite ou pseudolite) utilisant la TDE est de la forme :

$$S(t) = A_1 \sin(2\pi.(f_{L1} + f_1).t + \theta_1).D_1(t).[c_1(t - d_1) + c_1(t - T_{1/2} - d_1)]$$
$$+ A_2 \sin(2\pi.(f_{L1} + f_2).t + \theta_2).D_2(t).[c_2(t - d_2) - c_2(t - T_{1/2} - d_2)]$$
$$+ n(t)$$

Avec :

f_{L1} : la fréquence porteuse
A_k : l'amplitude du signal issu de l'émetteur k au niveau de l'antenne de réception
f_k : la fréquence Doppler du signal issu de l'émetteur k au niveau de l'antenne de réception incluant la dérive du biais d'horloge du récepteur
θ_k : phase de la porteuse du signal issu de l'émetteur k au niveau de l'antenne de réception
D_k : message de navigation de l'émetteur k
c_k : code PRN du signal de l'émetteur k
d_k : pseudodistance entre l'émetteur k et l'antenne du récepteur incluant le bais d'horloge du récepteur
$T_{1/2}$: durée d'une demi-période de code PRN
n(t) : bruit thermique et autres interférences

Supposons qu'on veuille suivre le signal issu de l'émetteur 1 et que celui-ci soit fortement ébloui par le signal de l'émetteur 2. La TDE étendue à la porteuse, indique que l'on doit commencer par acquérir le signal le plus puissant, donc le signal de l'émetteur 2, selon une procédure classique.
Une fois obtenu le Doppler f_2, on peut mettre en œuvre la double corrélation qui permet l'acquisition et la poursuite du signal de l'émetteur 1.
Soit t_n, l'instant du début de la corrélation et T est le temps d'intégration. Pour ce qui suit, $T = NT_c$ avec N le nombre de moment de code et Tc la durée d'un moment. Ce qui veut dire que pour l'instant nous considérons le cas où le temps d'intégration est égal à une période de code. Nous verrons plus loin ce que l'on doit faire si on intègre sur un nombre plus grand de périodes.

Les deux répliques locales utilisées pour la double corrélation simultanée sont :

Première réplique :

$$\sin(2\pi(f_{L1} + f_{loc}).t + \theta_{loc}).c_1(t - \tau) \text{ pour } t \in]t_n ; t_n + T]$$

Seconde réplique :

$$\sin(2\pi(f_{L1}+f_{loc})t+\theta_{loc}-\pi.(f_2-f_{loc})T).c_1(t-T_{1/2}-\tau) \text{ pour } t\in\left]t_n;t_n+\frac{T}{2}\right]$$

$$\sin(2\pi(f_{L1}+f_{loc})t+\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).c_1(t-T_{1/2}-\tau) \text{ pour } t\in\left]t_n+\frac{T}{2};t_n+T\right]$$

Avec f_{loc} la fréquence induite localement qui correspond à la commande du VCO dans le cas de la poursuite (sa valeur est alors proche de f_1) et à la fréquence de recherche dans le cas de l'acquisition et θ_{loc} la phase de la porteuse locale et τ le retard de corrélation induit par le récepteur pour piloter le déphasage du code.

Si le temps d'intégration T est supérieur à une période de code, on doit démultiplier la seconde réplique du signal local non plus en simplement en deux parties, mais en autant de demi-période que contient le temps d'intégration. Si par exemple on veut intégrer sur 10 millisecondes un code GPS L1, on aura alors 20 demi-périodes, la réplique sera découpée en 20 parties avec des déphasages alternés toutes les demi-périodes.

La corrélation du signal S(t) avec la première réplique donne :

$$\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}).c_1(t-d_1).c_1(t-\tau).dt+n(\tau)$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}).c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}).c_2(t-d_2).c_1(t-\tau).dt$$
$$-\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-\tau).dt$$

La corrélation du signal S(t) avec la seconde réplique donne :

$$\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}-\pi.(f_2-f_{loc})T).c_1(t-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt+n(\tau)$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).c_1(t-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}-\pi.(f_2-f_{loc})T).c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}-\pi.(f_2-f_{loc})T).c_2(t-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_2}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).c_2(t-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$

$$-\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}-\pi.(f_2-f_{loc})T).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$-\frac{A_2}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$

La TDE consiste ensuite à additionner les deux résultats de corrélation. Pour rendre les choses plus lisibles, nous choisissons d'opérer 3 regroupements des termes obtenus.

Premier regroupement :

$$\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}).c_2(t-d_2).c_1(t-\tau).dt$$
$$-\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}-\pi.(f_2-f_{loc})T).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$-\frac{A_2}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$

Deuxième regroupement :

$$-\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}).c_2(t-T_{1/2}-d_2).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_2}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}-\pi.(f_2-f_{loc})T).c_2(t-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_2}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos(2\pi(f_2-f_{loc}).t+\theta_2-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).c_2(t-d_2).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$

Troisième regroupement :

$$\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}).c_1(t-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}).c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}-\pi.(f_2-f_{loc})T).c_1(t-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).c_1(t-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}-\pi.(f_2-f_{loc})T).c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$

$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$

Le sort des termes d'interférence, qui correspondent au premier et au deuxième regroupement, est traité dans le chapitre 4.
Nous nous intéressons ici plus particulièrement aux termes en A_1, c'est-à-dire le troisième regroupement.
Il est constitué de 6 termes en A_1, les 2 premiers termes correspondent au pic de corrélation utile et sa version décalée d'une demi-période, comme pour la TDE classique.
A cause du changement de phase de la porteuse locale au milieu de la corrélation avec la seconde réplique, les 4 autres termes ont une organisation un peu différente.

C.1.1 Le terme de corrélation utile en poursuite

Si on se considère en phase de poursuite $f_1 \approx f_{loc}$, les cosinus peuvent être sortis de l'intégrale car ils ne dépendent plus de t:

$$\frac{A_1}{T}\cos(\theta_1-\theta_{loc})\int_{t=0}^{t=T}c_1(t-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\cos(\theta_1-\theta_{loc})\int_{t=0}^{t=T}c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\cos(\theta_1-\theta_{loc}-\pi.(f_2-f_{loc})T)\int_{t=0}^{t=T/2}c_1(t-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\cos(\theta_1-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T)\int_{t=T/2}^{t=T}c_1(t-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\cos(\theta_1-\theta_{loc}-\pi.(f_2-f_{loc})T)\int_{t=0}^{t=T/2}c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\cos(\theta_1-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T)\int_{t=T/2}^{t=T}c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$

Pour la poursuite, on peut encore simplifier car on suppose que $\theta_1 \approx \theta_{loc}$ puisque les porteuses s'alignent en phase. On alors regrouper les termes avec les fonctions d'autocorrélation :

$$\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}c_1(t-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T)\left[\int_{t=0}^{t=T/2}c_1(t-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt+\int_{t=T/2}^{t=T}c_1(t-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt\right]$$
$$+\frac{A_1}{T}\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T)\left[\int_{t=T/2}^{t=T}c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt+\int_{t=0}^{t=T/2}c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt\right]$$

On a alors :

$$\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T} c_1(t-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T} c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T)\int_{t=0}^{t=T} c_1(t-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T)\int_{t=0}^{t=T} c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$

Finalement le terme global en A_1 pour la poursuite donne après regroupement :

$$\frac{A_1}{T}\left[1+\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T)\right]*\int_{t=0}^{t=T}.c_1(t-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+$$
$$\frac{A_1}{T}\left[1+\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T)\right]*\int_{t=0}^{t=T} c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-\tau).dt$$

C.1.2 Le terme de corrélation utile en acquisition

Pour l'acquisition, on ne peut plus simplifier les termes car $f_1 \neq f_{loc}$ et $\theta_1 \neq \theta_{loc}$, on repart donc de l'équation :

$$\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}).c_1(t-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}).c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}-\pi.(f_2-f_{loc})T).c_1(t-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).c_1(t-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}-\pi.(f_2-f_{loc})T).c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$

On regroupe les intégrales qui peuvent l'être :

$$\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}).c_1(t-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}).c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}-\pi.(f_2-f_{loc})T).[c_1(t-d_1)+c_1(t-T_{1/2}-d_1)].c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}+\pi.(f_2-f_{loc})T).[c_1(t-d_1)+c_1(t-T_{1/2}-d_1)].c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$

On développe les cosinus des troisièmes et quatrième termes :

$$\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}).c_1(t-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}).c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc})\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T).[c_1(t-d_1)+c_1(t-T_{1/2}-d_1)].c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\sin(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc})\sin(\pi.(f_2-f_{loc})T).[c_1(t-d_1)+c_1(t-T_{1/2}-d_1)].c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc})\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T).[c_1(t-d_1)+c_1(t-T_{1/2}-d_1)].c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$-\frac{A_1}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\sin(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc})\sin(\pi.(f_2-f_{loc})T).[c_1(t-d_1)+c_1(t-T_{1/2}-d_1)].c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$

On regroupe ce qui peut l'être :

$$\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}).c_1(t-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc}).c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc})\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T).[c_1(t-d_1)+c_1(t-T_{1/2}-d_1)].c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\sin(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc})\sin(\pi.(f_2-f_{loc})T).[c_1(t-d_1)+c_1(t-T_{1/2}-d_1)].c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$-\frac{A_1}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\sin(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc})\sin(\pi.(f_2-f_{loc})T).[c_1(t-d_1)+c_1(t-T_{1/2}-d_1)].c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$

On réduit les équations qui peuvent l'être grâce à [Van Dierendonck] :

$$\frac{A_1}{T}\frac{\sin(\pi(f_1-f_{loc})T)}{\pi(f_1-f_{loc})}\cos(\theta_1-\theta_{loc})\int_{t=0}^{t=T}c_1(t-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\frac{\sin(\pi(f_1-f_{loc})T)}{\pi(f_1-f_{loc})}\cos(\theta_1-\theta_{loc})\int_{t=0}^{t=T}c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\frac{\sin(\pi(f_1-f_{loc})T)}{\pi(f_1-f_{loc})}\cos(\theta_1-\theta_{loc})\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T)\int_{t=0}^{t=T}c_1(t-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\frac{\sin(\pi(f_1-f_{loc})T)}{\pi(f_1-f_{loc})}\cos(\theta_1-\theta_{loc})\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T)\int_{t=0}^{t=T}c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\sin(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc})\sin(\pi.(f_2-f_{loc})T).[c_1(t-d_1)+c_1(t-T_{1/2}-d_1)].c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$-\frac{A_1}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\sin(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc})\sin(\pi.(f_2-f_{loc})T).[c_1(t-d_1)+c_1(t-T_{1/2}-d_1)].c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$

On regroupe et on obtient :

$$A_1\cos(\theta_1-\theta_{loc})(1+\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T))\frac{\sin(\pi(f_1-f_{loc})T)}{\pi(f_1-f_{loc})T}\int_{t=0}^{t=T}c_1(t-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+A_1\cos(\theta_1-\theta_{loc})(1+\cos(\pi.(f_2-f_{loc})T))\frac{\sin(\pi(f_1-f_{loc})T)}{\pi(f_1-f_{loc})T}\int_{t=0}^{t=T}c_1(t-T_{1/2}-d_1).c_1(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_1}{T}\sin(\pi.(f_2-f_{loc})T)\int_{t=0}^{t=T/2}\sin(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc})[c_1(t-d_1)+c_1(t-T_{1/2}-d_1)].c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$
$$-\frac{A_1}{T}\sin(\pi.(f_2-f_{loc})T)\int_{t=T/2}^{t=T}\sin(2\pi(f_1-f_{loc}).t+\theta_1-\theta_{loc})[c_1(t-d_1)+c_1(t-T_{1/2}-d_1)].c_1(t-T_{1/2}-\tau).dt$$

La section C.3 de la présente annexe montre quelques résultats d'acquisition avec la TDE étendue à la porteuse. Ces résultats montrent bien que l'acquisition pose problème.

C.2 Les termes de corrélation de la TDE avec 1 pseudolite en présence de n_s satellites

Le signal reçu au niveau de l'antenne du récepteur est de la forme suivante :

$$S(t)=\sum_{k=1}^{ns}a_k.\sin((\omega+\omega_k).t+\theta_k).D_k(t).c_k(t-d_k)+n(t)$$
$$+A_{pl}.\sin((\omega+\omega_{pl}).t+\theta_{pl}).D_{pl}(t).c_{pl}(t-d_{pl})-A_{pl}.\sin((\omega+\omega_{pl}).t+\theta_{pl}).D_{pl}(t).c_{pl}(t-d_{pl}-T_{1/2})$$

Avec :

n_s : le nombre de satellites
ω : la pulsation à la fréquence porteuse

a_k : l'amplitude du satellite k
ω_k : la pulsation due au Doppler sur le satellite k incluant la dérive du biais d'horloge
θ_k : la phase de la porteuse du signal du satellite k
D_k : le message de navigation du satellite k
c_k : le code du satellite k
d_k : la pseudodistance entre le récepteur et le satellite k
A_{pl} : l'amplitude du signal du pseudolite
ω_{pl} : la pulsation Doppler sur le pseudolite incluant la dérive du biais d'horloge
θ_{pl} : la phase de la porteuse du signal du pseudolite
D_{pl} : le message de navigation du pseudolite
c_{pl} : le code du pseudolite
d_{pl} : la pseudodistance entre le récepteur et le pseudolite

On cherche à réaliser l'acquisition et la poursuite du signal du satellite $i \leq n_s$.

Comme pour la TDE étendue à la porteuse en indoor, on corrèle S(t) en parallèle avec les deux répliques locales suivantes:

$$\sin((\omega+\omega_{loc})t+\theta_{loc}).c_i(t-\tau)$$

Et

$$\sin((\omega+\omega_{loc})t+\theta_{loc}-\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_i(t-\tau-T_{1/2}) \text{ pour } t\in\left]t_n;t_n+\frac{T}{2}\right]$$

$$\sin((\omega+\omega_{loc})t+\theta_{loc}+\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_i(t-\tau-T_{1/2}) \text{ pour } t\in\left]t_n+\frac{T}{2};t_n+T\right]$$

Avec t_n l'instant de début de l'intégration, ω_{loc} la pulsation induite sur les répliques des porteuses du récepteur, θ_{loc} la phase de la porteuse locale, τ le déphasage commandé du code et $T = 2T_{1/2}$ le temps d'intégration.

La corrélation du signal S(t) avec la première réplique donne :

$$\frac{a_i}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau).dt+n(\tau)$$
$$+\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}).c_{pl}(t-d_{pl}).c_i(t-\tau).dt$$
$$-\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}).c_{pl}(t-d_{pl}-T_{1/2}).c_i(t-\tau).dt$$
$$+\frac{1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\sin((\omega+\omega_{loc})t+\theta_{loc}).c_i(t-\tau)\left(\sum_{\substack{k=1\\k\neq i}}^{ns}a_k.\sin((\omega+\omega_k).t+\theta_k).D_k(t).c_k(t-d_k)\right).dt$$

La corrélation du signal S(t) avec la seconde réplique donne :

$$\frac{a_i}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}-\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt+n(\tau)$$
$$+\frac{a_i}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}+\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}-\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_{pl}(t-d_{pl}).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$+\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}+\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_{pl}(t-d_{pl}).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$-\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}-\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_{pl}(t-d_{pl}-T_{1/2}).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$-\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}+\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_{pl}(t-d_{pl}-T_{1/2}).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$+IC_{sat}(\tau)$$

Avec $IC_{sat}(\tau)$, le terme d'intercorrélation avec les signaux des satellites différents de i tel que :

$$IC_{sat}(\tau)=$$
$$\frac{1}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\sin((\omega+\omega_{loc})t+\theta_{loc}-\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_i(t-\tau-T_{1/2})\left(\sum_{\substack{k=1\\k\neq i}}^{ns}a_k.\sin((\omega+\omega_k).t+\theta_k).D_k(t).c_k(t-d_k)\right).dt$$
$$+$$
$$\frac{1}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\sin((\omega+\omega_{loc})t+\theta_{loc}+\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_i(t-\tau-T_{1/2})\left(\sum_{\substack{k=1\\k\neq i}}^{ns}a_k.\sin((\omega+\omega_k).t+\theta_k).D_k(t).c_k(t-d_k)\right).dt$$

On additionne ensuite les deux résultats de corrélation, opération qui doit permettre d'éliminer les termes en A_{pl}. On répartit les termes résultant de cette addition en quatre groupes: les deux premiers correspondent aux termes en A_{pl} qui se compensent, le troisième correspond aux termes d'intercorrélation avec les autres satellites (qui eux ne se compensent pas) et enfin le quatrième rassemble les termes de corrélation utiles.

Premier regroupement :

$$\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}).c_{pl}(t-d_{pl}).c_i(t-\tau).dt$$
$$-\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}-\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_{pl}(t-d_{pl}-T_{1/2}).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$-\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}+\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_{pl}(t-d_{pl}-T_{1/2}).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$

Deuxième regroupement :

$$-\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}).c_{pl}(t-d_{pl}-T_{1/2}).c_i(t-\tau).dt$$
$$+\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}-\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_{pl}(t-d_{pl}).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$+\frac{A_{pl}}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos((\omega_{pl}-\omega_{loc}).t+\theta_{pl}-\theta_{loc}+\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_{pl}(t-d_{pl}).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$

Troisième regroupement :

$$\frac{1}{T}\int_{t=0}^{t=T}\sin((\omega+\omega_{loc})t+\theta_{loc}).c_i(t-\tau)\left(\sum_{\substack{k=1\\k\neq i}}^{ns}a_k.\sin((\omega+\omega_k).t+\theta_k).D_k(t).c_k(t-d_k)\right).dt$$
$$+IC_{sat}(\tau)$$

Quatrième regroupement :

$$\frac{a_i}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau).dt$$
$$+\frac{a_i}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}-\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$+\frac{a_i}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}+\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$

Pour ce qui suit, nous nous intéressons plus particulièrement au quatrième regroupement, c'est-à-dire aux termes de corrélation utiles.

C.2.1 Le terme de corrélation utile en poursuite

Si on se considère en phase de poursuite $\omega_l \approx \omega_{loc}$, les termes de corrélation utile peuvent alors être réarrangés très aisément :

$$\frac{a_i}{T}\cos(\theta_i-\theta_{loc})\int_{t=0}^{t=T}c_i(t-d_i).c_i(t-\tau).dt$$
$$+\frac{a_i}{T}\cos(\theta_i-\theta_{loc}-\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\int_{t=0}^{t=T/2}.c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$+\frac{a_i}{T}\cos(\theta_i-\theta_{loc}+\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\int_{t=T/2}^{t=T}c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$

Pour la poursuite, on peut encore simplifier car on suppose que $\theta_i \approx \theta_{loc}$ puisque les porteuses s'alignent en phase. On peut alors regrouper les intégrales et on obtient :

$$\frac{a_i}{T}\int_{t=0}^{t=T} c_i(t-d_i).c_i(t-\tau).dt + \frac{a_i}{T}\cos(\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\int_{t=0}^{t=T}.c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$

C.2.2 Le terme de corrélation utile en acquisition

Comme pour le cas de la TDE étendue, pour l'acquisition on ne peut plus simplifier les termes car $\omega_1 \neq \omega_{loc}$ et $\theta_1 \neq \theta_{loc}$, on repart donc de l'équation initiale:

$$\frac{a_i}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau).dt$$
$$+\frac{a_i}{T}\int_{t=0}^{t=T/2}\cos((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}-\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$+\frac{a_i}{T}\int_{t=T/2}^{t=T}\cos((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}+\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$

On développe les cosinus des deuxième et troisième termes :

$$\frac{a_i}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau).dt$$
$$+\frac{a_i}{T}\cos(\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\int_{t=0}^{t=T/2}\cos((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$+\frac{a_i}{T}\sin(\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\int_{t=0}^{t=T/2}\sin((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$+\frac{a_i}{T}\cos(\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\int_{t=T/2}^{t=T}\cos((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$

$$-\frac{a_i}{T}\sin(\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\int_{t=T/2}^{t=T}\sin((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$

On peut alors regrouper le deuxième et le quatrième terme pour former une seule intégrale :

$$\frac{a_i}{T}\int_{t=0}^{t=T}\cos((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau).dt$$
$$+\frac{a_i}{T}\cos(\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\int_{t=0}^{t=T}\cos((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$+\frac{a_i}{T}\sin(\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\int_{t=0}^{t=T/2}\sin((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$-\frac{a_i}{T}\sin(\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\int_{t=T/2}^{t=T}\sin((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$

On réduit les équations qui peuvent l'être avec [Van Dierendonck] :

$$a_i\cos(\theta_i-\theta_{loc})\frac{\sin((\omega_i-\omega_{loc})T_{1/2})}{(\omega_i-\omega_{loc})T_{1/2}}\int_{t=0}^{t=T}c_i(t-d_i).c_i(t-\tau).dt$$
$$+a_i\cos(\theta_i-\theta_{loc}).\cos(\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\frac{\sin((\omega_i-\omega_{loc})T_{1/2})}{(\omega_i-\omega_{loc})T_{1/2}}\int_{t=0}^{t=T}c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$+\frac{a_i}{T}\sin(\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\int_{t=0}^{t=T/2}\sin((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$-\frac{a_i}{T}\sin(\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\int_{t=T/2}^{t=T}\sin((\omega_i-\omega_{loc}).t+\theta_i-\theta_{loc}).c_i(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$

C.2.3 Le sort des produits d'intercorrélation avec les autres satellites

Il n'est pas nécessaire de refaire un développement complet d'équation pour y parvenir. En effet les derniers résultats obtenus pour l'acquisition peuvent être assez facilement extrapolés. Si on considère un satellite k différent de i dont le signal est présent dans S(t), alors en remplaçant les données du satellite i par celles du satellite k, et en supposant que le message de navigation du satellite k ne connaisse pas de transition pendant l'intégration, on a aisément:

$$a_k\cos(\theta_k-\theta_{loc})\frac{\sin((\omega_k-\omega_{loc})T_{1/2})}{(\omega_k-\omega_{loc})T_{1/2}}\int_{t=0}^{t=T}c_k(t-d_k).c_i(t-\tau).dt$$
$$+a_k\cos(\theta_k-\theta_{loc}).\cos(\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\frac{\sin((\omega_k-\omega_{loc})T_{1/2})}{(\omega_k-\omega_{loc})T_{1/2}}\int_{t=0}^{t=T}c_k(t-d_i).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$+\frac{a_k}{T}\sin(\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\int_{t=0}^{t=T/2}\sin((\omega_k-\omega_{loc}).t+\theta_k-\theta_{loc}).c_k(t-d_k).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$
$$-\frac{a_k}{T}\sin(\frac{(\omega_{pl}-\omega_{loc}).T}{2})\int_{t=T/2}^{t=T}\sin((\omega_k-\omega_{loc}).t+\theta_k-\theta_{loc}).c_k(t-d_k).c_i(t-\tau-T_{1/2}).dt$$

Annexe D : Acquisition avec la TDE étendue à la porteuse

Cette annexe présente des résultats d'acquisition pour la TDE étendue à la porteuse et de sa version avec un émetteur et n satellites. Elle met en évidence que la phase d'acquisition est quasi impossible dans le cas de la TDE étendue à la porteuse avec deux émetteurs alors qu'elle fonctionne pour le cas d'un pseudolite en présence de n satellites. Pour toutes les simulations présentées le PRN utilisé est le PRN 6, la fréquence d'échantillonnage est de 5 MHz, la fréquence intermédiaire est de 1.25 MHz. La recherche Doppler s'effectue avec un pas de 200 Hz et la recherche code avec un pas de 0.25 chips. Le retard sur le code est de 256 chips, mais il est toujours trouvé correctement. Les simulations qui suivent mettent surtout en évidence des problèmes rencontrés lors de la recherche Doppler.

D.1 La mise en échec de la TDE étendue à la porteuse en acquisition

On réalise la recherche temps-fréquence d'un signal GPS sur L1 ayant 450 Hz de Doppler. On trouve deux pics de corrélation parfaitement équivalents, l'un correspondant au signal direct, l'autre à sa réplique déphasée. La figure d'acquisition sur 20 chips autour d'un des deux maximums de corrélation donne le résultat suivant :

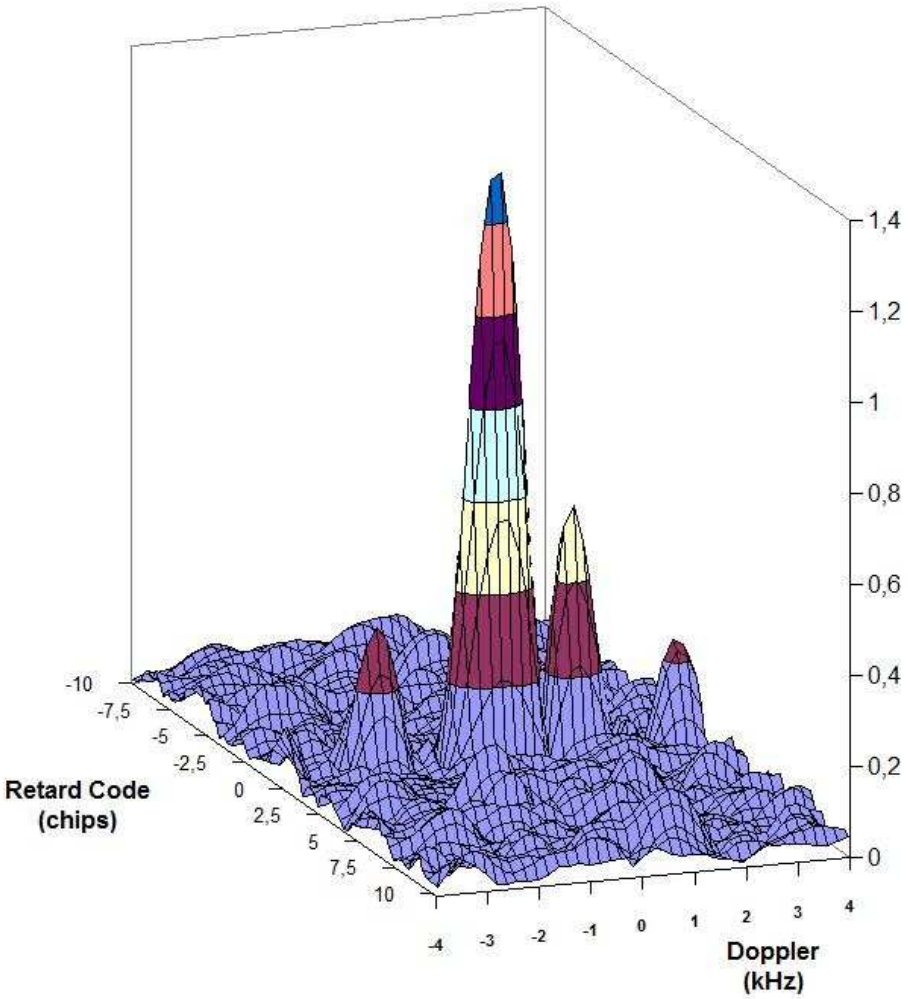


Figure D.1 : Acquisition d'un signal à 450 Hz

La figure D.1 ressemble à une figure classique d'acquisition, si ce n'est que des niveaux un peu élevés apparaissent pour des Doppler voisins de ceux du pic principal, un de ces niveaux est aussi grand que la moitié de celui ci.
Plus important encore, surtout plus gênant, est que le pic principal n'est pas centré sur la véritable valeur du Doppler. On s'en aperçoit lorsque l'on regarde en coupe suivant l'axe du Doppler pour la valeur du retard égale à 0, comme sur la figure D.2 :

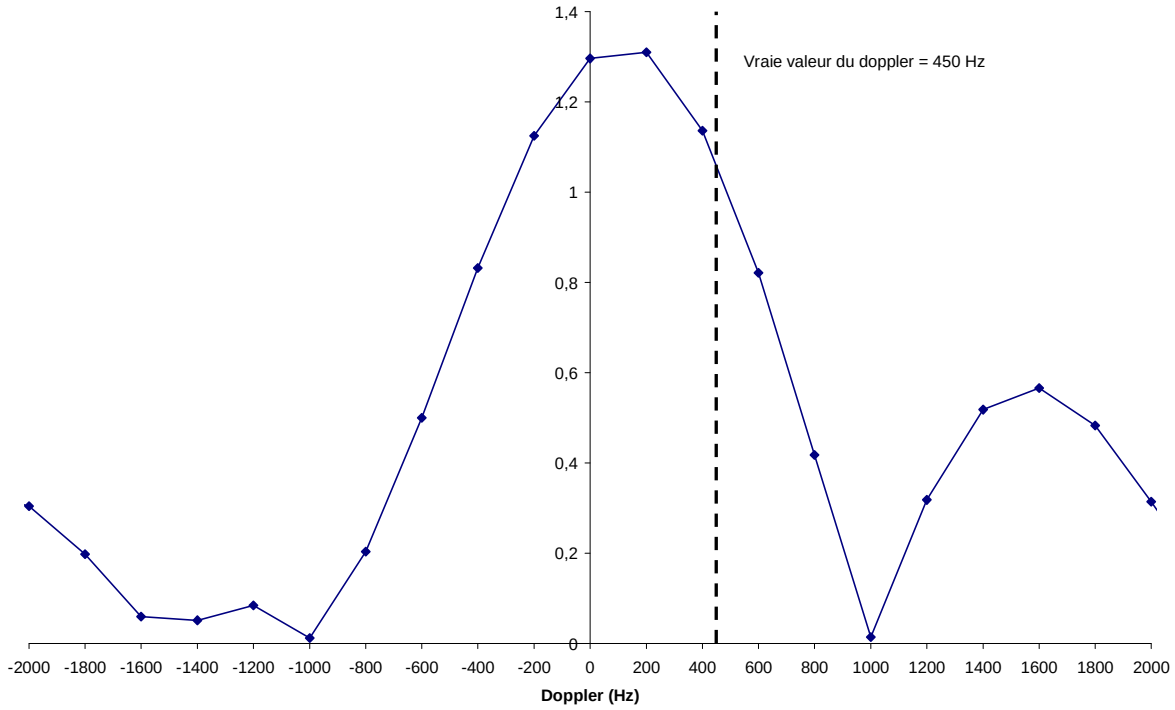


Figure D.2 : Coupe de la figure d'acquisition à 450 Hz pour un retard code égal à 0

La figure D.2 montre que le pic de corrélation n'est pas centré sur 450 Hz. Si c'était le cas les valeurs maximales de corrélation que l'on mesurerait seraient obtenues pour 400 et 600 Hz, ce qui n'est pas le cas ici puisque les valeurs maximales apparaissent en fait pour 0 et 200 Hz. Remarquons aussi que les zéros à 1000 et -1000 Hz sont bien présents comme l'annonçait la théorie.
On voit ici confirmées nos craintes : l'acquisition ne peut pas être réalisée avec la méthode étendue à la porteuse, car les termes induisent trop d'erreur lorsque le Doppler du signal incident et celui de la réplique locale du récepteur ne sont pas alignés.

On a réalisé les mêmes simulations pour des Doppler différents de 450 Hz et les résultats ne sont guères plus encourageants. L'ensemble est présenté sur la figure D.3.

On remarque que les niveaux maximaux varient suivant le Doppler : plus les Doppler sont importants et plus les pics sont atténués. On y retrouve là l'influence du facteur : $[1 + \cos(\pi.(f_2 - f_{loc}).T)]$.
On remarque surtout que sur les quatre Doppler testés, un seul est déterminé correctement, 50 Hz, c'est-à-dire le plus faible. Pour les trois autres, les pics ne sont pas centrés sur la vraie valeur, comme l'indique la figure D.3. Il semble même que quels que soit la valeur du Doppler, le pic reste toujours centré entre 0 et 200 Hz lorsque le Doppler est positif et entre

-200 et 0 Hz lorsque le Doppler est négatif. Cela signifie, et après tout c'est déjà quelque chose, que l'on est capable de déterminer le signe du Doppler.

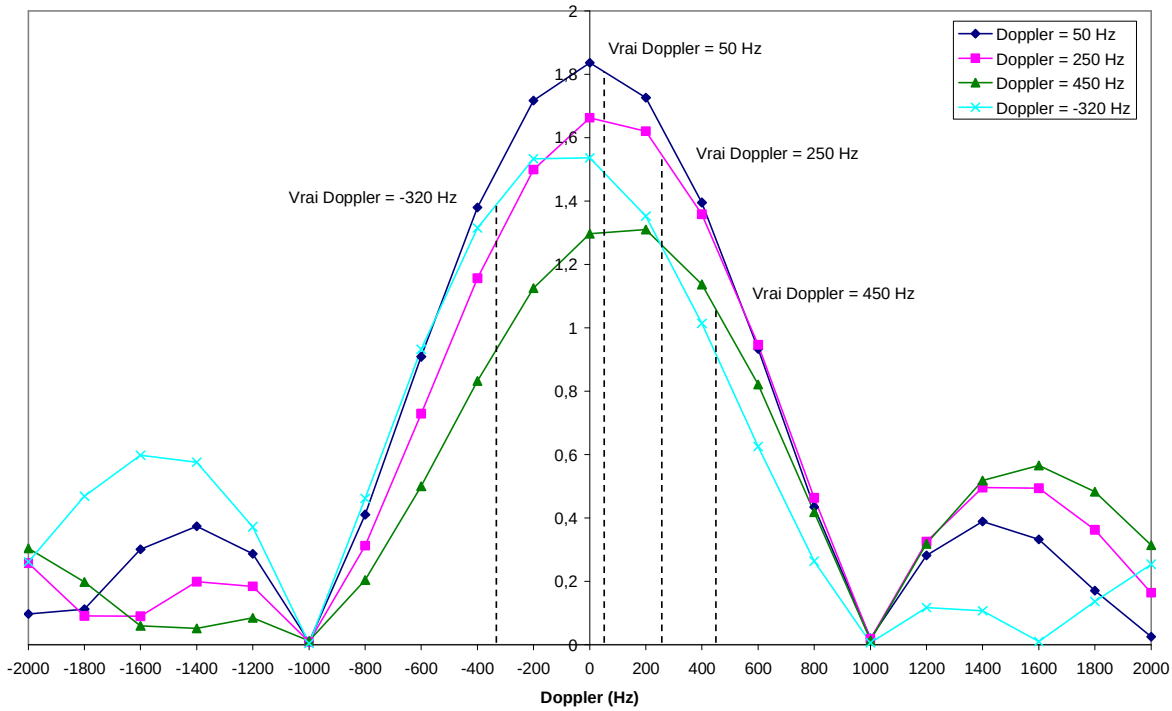


Figure D.3 : Coupes de figures d'acquisition comparées pour différents Doppler

La conclusion de ces quelques résultats est qu'il n'est pas recommandé d'utiliser la TDE étendue à la porteuse en mode d'acquisition.

D.2 L'acquisition d'un satellite avec la TDE

On réalise la recherche temps-fréquence d'un signal GPS sur L1 ayant 450 Hz de Doppler. Ce signal représente un signal satellite (il n'y a donc pas de réplique déphasée émise). Pour se rapprocher des vraies conditions d'acquisition, nous avons rajouté un autre signal satellite porté par le code PRN 28 dans les conditions les plus défavorables, c'est-à-dire que ce dernier a la même Doppler que le PRN 6 que l'on poursuit. Ainsi, on met en évidence ce dont on a parlé dans le chapitre 4 à propos des produits d'intercorrélation qui ne gênent pas plus la corrélation principale qu'un signal en quadrature et dont le message de navigation connaitrait une transition au milieu de l'intégration.

La figure d'acquisition sur 20 chips autour du pic principal de corrélation donne le résultat de la figure D.4.

Une comparaison rapide avec la figure D.1 permet de voir que contrairement à cette dernière, il n'y a pas de pic secondaire important. La figure D.4 ressemble beaucoup plus à une figure de corrélation d'un signal classique. Cette fois-ci lorsque l'on regarde la figure D.4 en coupe suivant l'axe du Doppler pour un retard code égale à 0, le pic principal est bien centré sur la véritable valeur du Doppler comme le montre la figure D.5.

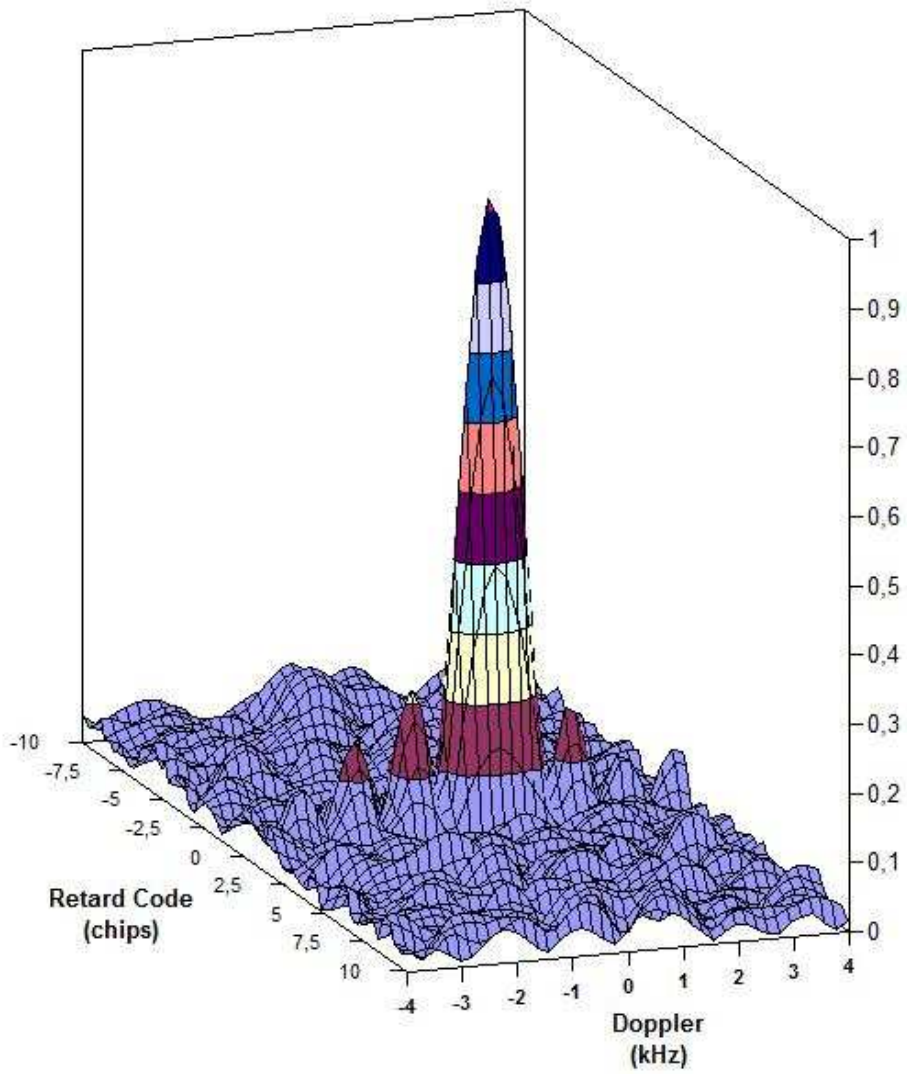


Figure D.4 : Acquisition d'un signal satellite avec la TDE à 450 Hz

Il semble donc que l'acquisition dans ces conditions fonctionne, cela se confirme encore pour des Doppler différents, comme le montrent les résultats de la figure D.6.

Les pics de corrélation sont systématiquement centrés sur la bonne valeur du Doppler, bien qu'on utilise la TDE dans sa version étendue à la porteuse mais pour des satellites n'émettant pas de réplique déphasée d'un demi-code.

La conclusion ici est donc inverse de celle de la TDE étendue à la porteuse : il parfaitement possible d'acquérir le signal en la mettant en œuvre.

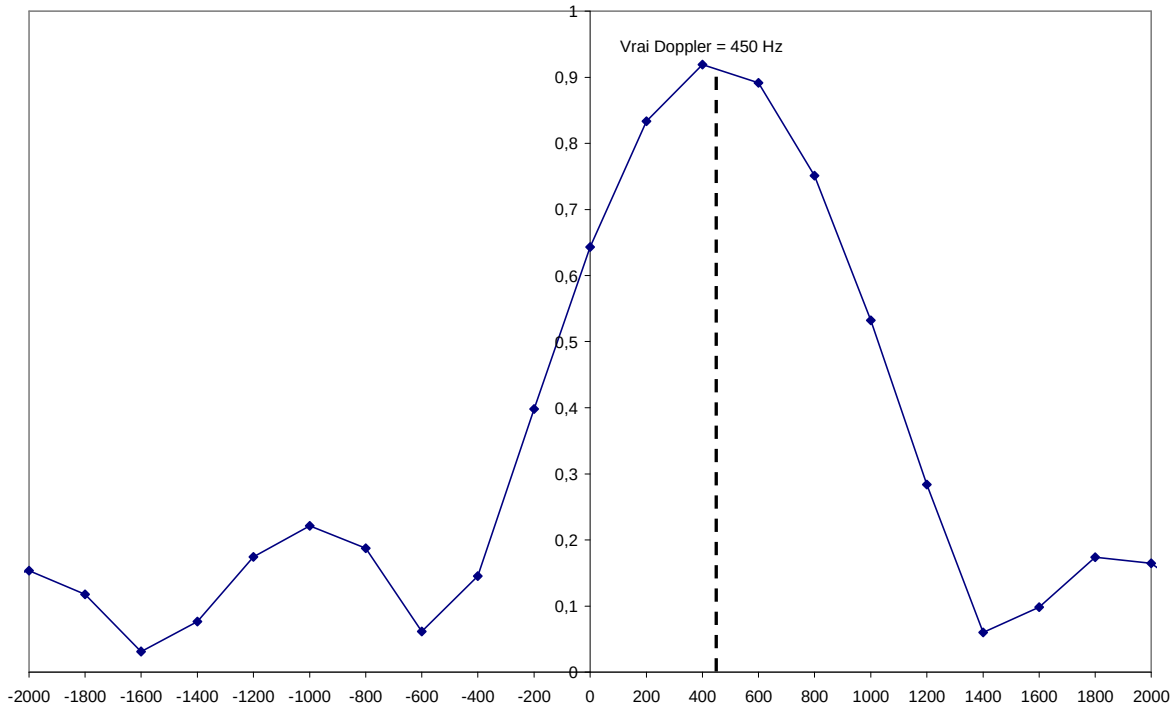


Figure D.5 : Coupe de la figure d'acquisition à 450 Hz pour un retard code égal à 0

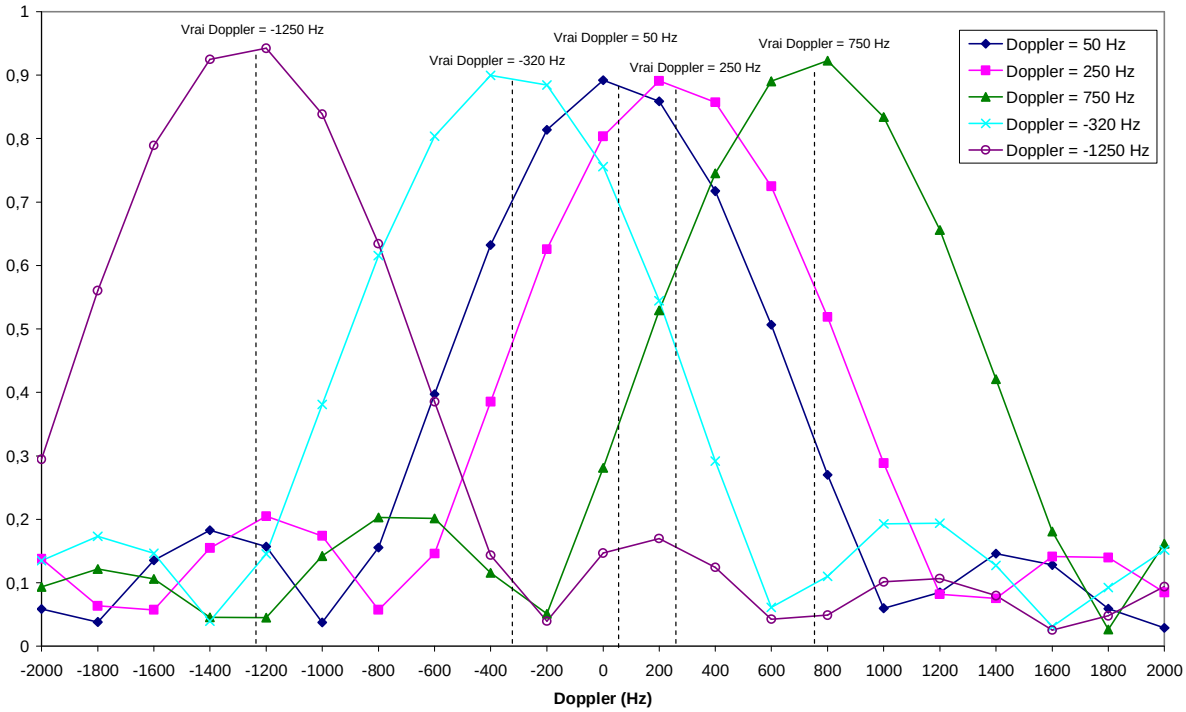


Figure D.6 : Coupes de figures d'acquisition comparées pour différents Doppler

Pour conclure, nous présentons deux coupes de deux figures de corrélation, mais cette fois-ci suivant l'axe du retard du code. En effet grâce à C.2.2, nous savons qu'il existe deux pics de corrélation mais qu'ils sont dissymétriques parce que l'un d'eux est affecté par une pondération en $\cos(\pi.(\omega_{pl} - \omega_{loc}).T/2)$.

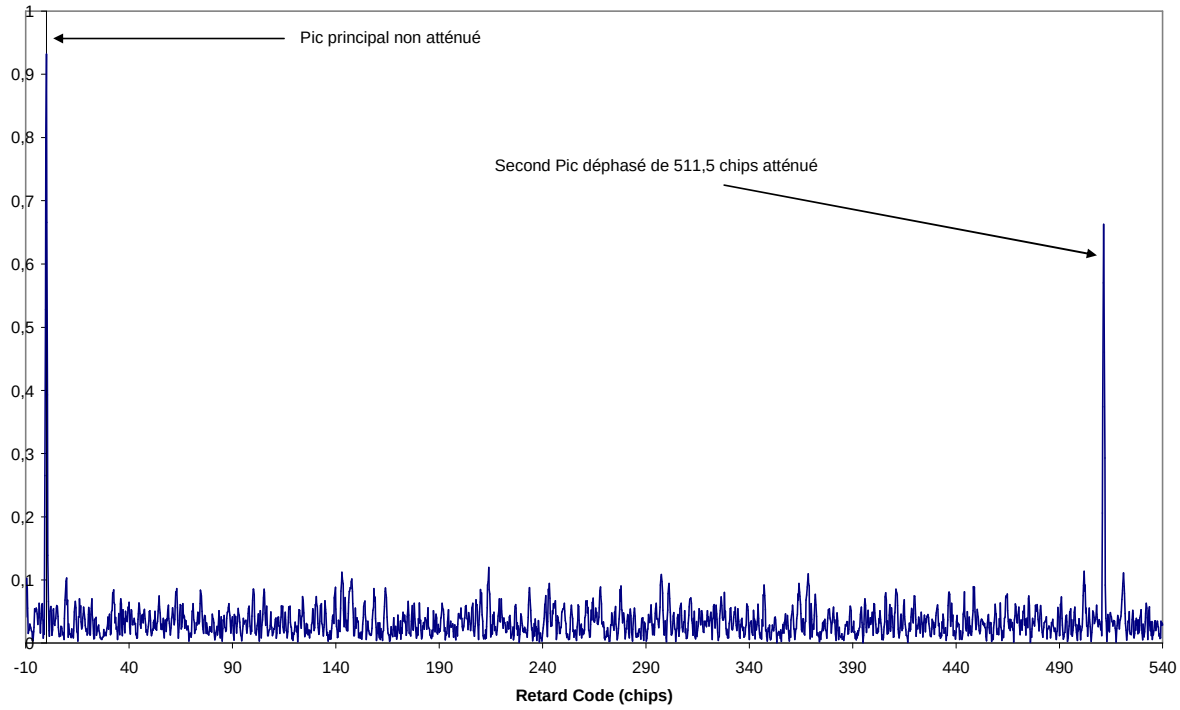


Figure D.7 : Coupe de figure d'acquisition suivant l'axe du retard code pour un Doppler de 750 Hz

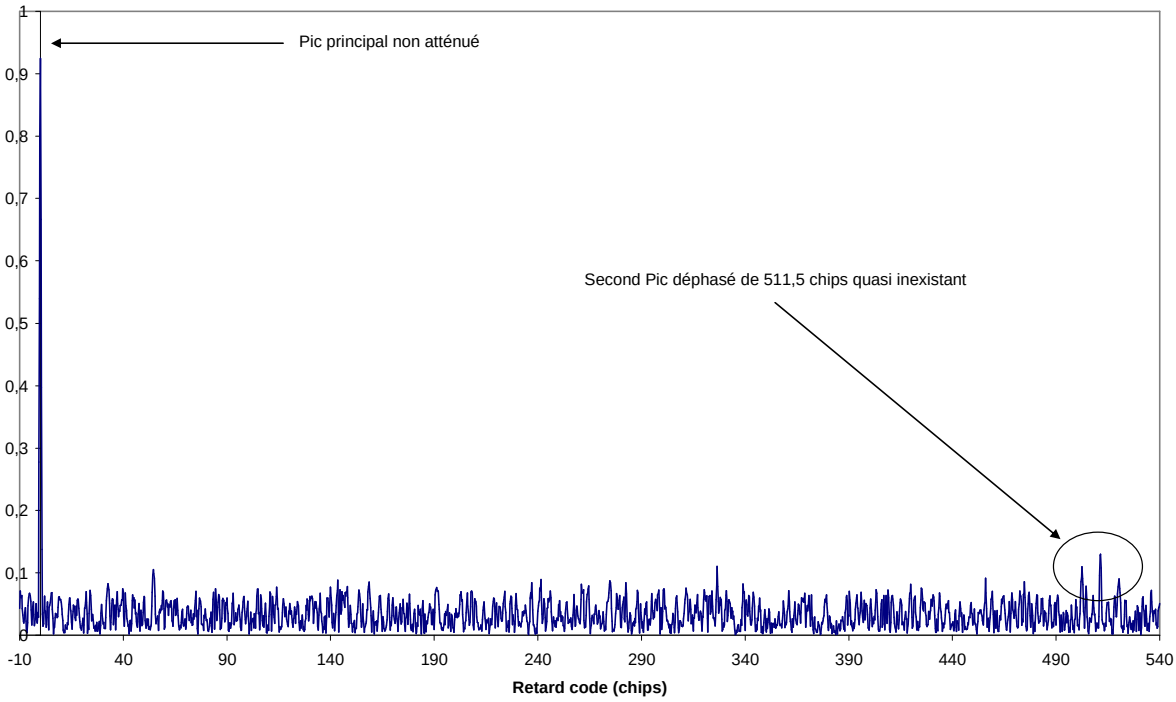


Figure D.8 : Coupe de figure d'acquisition suivant l'axe du retard code pour un Doppler de 450 Hz

Dans ces conditions le second subit une forte atténuation avec un Doppler de 450 Hz car il est proche de la valeur d'annulation (500 Hz).

Références

[Allan 1996] ALLAN D.W., “Statistics of Atomic Frequency Standard”, Proceedings of the IEEE, vol. 54, No. 2, pp. 221-231, 1966.

[Bartone & al 2003] BARTONE C. & VAN GRAAS F., “Ranging Airport Pseudolite for Local Area Augmentation,” IEEE Trans. On Aerospace and Electronic Systems, Vol. 36, No. 2, 2003.

[Behrens & al 1994] BEHRENS R. T. & SCHARF L. L., “Signal Processing Applications of Oblique Projection Operators”, IEEE Transactions on signal processing, vol 42, no 6, pp 1413-1423, June 1994.

[Carver 2005] CARVER C., “Myths and realities of anywhere GPS – High sensitivity versus assisted techniques”, GPS World, September 2005.

[Cobb 1997] COBB H. Stewart, “GPS PSEUDOLITES: THEORY, DESIGN, AND APPLICATIONS” Ph.D dissertation. University of Stanford, Department of Aeronautic And Astronautic, CA, USA September 1997.

[Caratori & al 2003] CARATORI J., FRANÇOIS M. & SAMAMA N., “Upgrade Simulation Results for The R1S approach“, GNSS, April 2003, Graz, Austria.

[Caratori & al 2003a] CARATORI J., FRANÇOIS M. & SAMAMA N., “Universal Positioning Theory Based on Global Positioning System (UPGRADE) - Details For The RnS Approach”, NavSat2003, June 2003, Geneva, Switzerland.

[Caratori & al 2003b] CARATORI J., FRANÇOIS, M. & SAMAMA N., “UPGRADE: Towards a Universal Positioning System”, IAIN2003, octobre 2003, Berlin, Allemagne.

[Caratori & al 2004] CARATORI J., FRANÇOIS M., SAMAMA N. & VERVISCH-PICOIS A., “Upgrade RnS Indoor Positioning System in an Office Building“, ION GNSS 2004, Long Beach, USA, September 2004.

[Caratori & al 2004a] CARATORI J., FRANÇOIS M., SAMAMA N. & VERVISCH-PICOIS A., “UPGRADE: 2D Experimental Results for the RnS Approach”, EURAN2004, June, Munich, Allemagne.

[Cheng & al 1990] CHENG U., HURD W. J., STATMAN J. I., "Spread-Spectrum Code Acquisition in the Presence of Doppler Shift and Data Modulation", IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, Vol. 38, NO. 2, February 1990.

[Cheong & al 2009] CHEONG J.W., DEMPSTER A.G., RIZOS C., "Tracking of Time Hopped DS-CDMA Signals for Pseudolite-based Positioning", IGNSS Symposium, Surfers Paradise, Australia, December 2009.

[Collin & al 2003] COLLIN J. , KUUSNIEMI H., MEZENTSEV O., Macgougan G., LACHAPELLE G., "HSGPS under Heavy Signal Masking – Accuracy and Availability Analysis", Proceedings of 6th Nordic Radio Navigation Conference and Exhibition "NORNA03, Stockholm-Helsinki.

[Cousin & al 2005] COUSIN J-C., SAMAMA N. & VERVISCH-PICOIS A., An Indoor Positioning System using GPS Repeaters and AOA Measurements, ION GNSS 2005, September, Long Beach, USA.

[Diez & al 2006] DIEZ José, D'Angelo Paolo, Fernandez Antonio, "Clock Errors Simulation and Characterisation", ION GNSS, Fort Worth, Texas, USA September 2006.

[Dixon 1984] DIXON R. C., "Spread Spectrum Systems", Second Edition, John Wiley and Sons, New York, 1984.

[Elrod & al 1996] ELROD Bryant. D., VAN DIERENDONCK A. J, " Global Positioning System: Theory & Applications", Progress in Astronautics and aeronautics, 1996, Chapter 2, Vol 2, 627p.

[Fluerasu & al 2008] FLUERASU A., JARDAK N., VERVISCH-PICOIS A., JEANNOT M., Boschetti M. & SAMAMA N., "Multipath modelisation of typical indoor environments optimisation of GNSS based indoor positioning", ENC-GNSS 08, April 2008, Toulouse, France.

[Fluerasu & al 2007] FLUERASU A., JARDAK N., VERVISCH-PICOIS A., JEANNOT M., BOSCHETTI M. & SAMAMA N., "Study of Multipath Effects for the GNSS Repeater Based Indoor Positioning Technique", ION GNSS 2007, TX Forth Worth, September 2007, USA.

[Fontolliet 1996] FONTOLLIET Pierre-Gérard, "Système de Télécommunications", Traité d'électricité vol XVIII, chap 4, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1996.

[Garin & al 1996] GARIN L., VAN DIGGELEN F. & ROUSSEAU J. M., "Strobe and Edge Correlator Multipath Mitigation for

Code", Proceedings of the Ninth International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, ION GPS-96, Kansas City, MO, Sept. 1996.

[Glennon & al 2007] GLENNON E. P., BRYANT R. C., DEMPSTER A. G., MUMFORD P. J., "Post Correlation CWI and Cross Correlation Mitigation Using Delayed PIC" ION GNSS, Forth Worth, Texas, USA, September 2007.

[Glennon & al 2004] GLENNON E. P. & DEMPSTER A. G., "A Review of GPS Cross Correlation Mitigation Techniques", IGNSS Symposium, Sydney, Australia, December 2004.

[Gold 1967] GOLD Robert, "Optimal Binary Sequences for Spread Spectrum Multiplexing", 08, April 2008, Transaction on Information Theory, vol. IT-13, pp. 619-621,1967.

[Graas & al 1996] VAN GRAAS F. & BRAASCH S. M., "Global Positioning System: Theory & Applications", Progress in astronautics and aeronautics, 1996, Chapter 17, Vol. 1, 627 p.

[Holmes 1990] HOLMES Jack Kenneth, "Coherent spread spectrum systems", Krieger Publishing Co, 1990, 638 p.

[Im & al 2006] IM Sung-Hyuck, JEE Gyu-In, CHO Yong-Beom, "An Indoor Positioning System Using Time-Delayed GPS Repeaters", ION GNSS, Forth Worth, Texas, September 2006.

[IS-GPS 2006] "IS-GPS-200D, Interface Specification", 7 March 2006, pp 116.

[Jardak & al 2007] JARDAK N., VERVISCH-PICOIS A., JEANNOT M., FLUERASU A. & SAMAMA, N., "Implementation Of An Optimized Code Loop For Indoor Positioning", ION GNSS, TX Forth Worth, September 2007, USA.

[Jardak & al 2008] JARDAK N., VERVISCH-PICOIS A., JEANNOT M., FLUERASU A., SAMAMA N., "Optimised tracking loop for multipath mitigation Case of repeater based indoor positioning system", ENC-GNSS 2008, April 2008, Toulouse, France.

[Jardak & al 2008a] JARDAK N. & SAMAMA N., "Indoor Positioning Based On GPS Repeaters: Performance Enhancement Using An Open Code Loop Architecture", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 44, No. 4, October 2008.

[Jardak & al 2009] JARDAK N. & SAMAMA N., "Short Multipath Insensitive Code Loop Discriminator", IEEE Transactions on

Aerospace and Electronic Systems, vol 46, pp. 278-295, January 2010.

[Jee & al 2004] JEE G. I., CHOI J.H. & BU S.C., "Indoor Positioning Using TDOA Measurements From Switching GPS Repeater", ION GNSS, Long Beach, USA, September 2004.

[Jee & al 2005] JEE G. I., CHOI J.H. & BU S.C., " Indoor Positioning Using Time Synchronised Switching GPS Repeater " ION GNSS, Long Beach, California, USA, September 2005.

[Kamen & al 1999] KAMEN E. W. & Su J. K., "Introduction to optimal Estimation" Ed Springer, 1999, 380 p.

[Kanli 2004] KANLI Mustafa Ozgur, "Limitations of Pseudolite Systems Using Off-The-Shelf GPS Receivers", Journal of Global Positioning Systems, vol.3, n°1-2, pp. 154-166, 2004.

[Kao & al 2003] KAO Wei-Wen & Tsai Chin-Lang, "Carrier Phase Indoor Positioning using Pseudolites And INS" ION GNSS, Portland, OR, USA, September 2003.

[Kaplan & al 2006a] KAPLAN Elliot & HEGARTY Christopher, "Understanding GPS Principles and Applications", Artech House, 2006, 2nd Ed. Chapter 4, 730 p.

[Kaplan & al 2006b] KAPLAN Elliot & HEGARTY Christopher, "Understanding GPS Principles and Applications", Artech House, 2006, 2nd Ed. Chapter 5, 730 p.

[Kaplan & al 2006c] KAPLAN Elliot & HEGARTY Christopher, "Understanding GPS Principles and Applications", Artech House, 2006, 2nd Ed. Chapter 6, 730 p.

[Kaplan & al 2006d] KAPLAN Elliot & HEGARTY Christopher, "Understanding GPS Principles and Applications", Artech House, 2006, 2nd Ed. Chapter 8, 730 p.

[Kee & al 2001] KEE C., YUN D., JUN H., PARKINSON B. W., PULLEN S. & LANGENSTEIN T., "Centimeter-Accuracy Indoor Navigation Using GPS-Like Pseudolites", GPS World, pp.14-20, November, 2001.

[Kee & al 2000] KEE C., YUN D., JUN H. "Development of indoor Navigation System using asynchronous pseudolites" ION GPS, Salt Lake City, Utah, USA, September 2000.

[Kiran 2003] Kiran S., "A Wideband Airport Pseudolite Architecture for the Local Area Augmentation System," Ph.D. Dissertation, School of Electrical and Computer Engineering, Ohio University, Athens, 2003.

[Lachapelle & al 2003] LACHAPELLE G., KUUSNIEMI H., Dao D. T. H., MACGOUGAN G. & CANNON M. E., "HSGPS Signal Analysis and Performance under Various Indoor Conditions", ION GPS/GNSS 2003, 9-12 September, Portland, OR.

[Lachapelle 2004] LACHAPELLE G., "GNSS Indoor Location Technologies", The 2004 International Symposium on GNSS/GPS, 6–8 December, Sydney, Australie.

[Lee & al 2004] LEE Taikjin, JUN Haeyoung, YUN Doohee & KEE Changdon, "Outdoor Navigation System Using Pseudolites", ION GNSS, Long Beach, California, USA, September 2004

[Lopez-Risueño & al 2007] LOPEZ-RISUENO G. & SECO-GRANADO G., "Detection and Mitigation of Cross-Correlation Interference in High-Sensitivity GNSS Receiver", 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobil Radio Communications, 2007

[Madhani & al 2003] MADHANI P., AXELRAD P., KRUMVIEDA K. & THOMAS J., "Application of Successive Interference Cancellation to the GPS Pseudolite Near-Far Problem", IEEE Transaction on Aerospace and Electronic System, vol. 39, no 2, pp. 481–487, April 2003.

[Mathis & al 2005] MATHIS H., MEGNET D., KNEUBÜHLER T., THIEL A., FAVEY E., "Indoor Positioning Using Frequency Translator", Long Beach, Califonia, USA, ION GNSS 2005.

[Ndili 1994] NDILI Awele, "GPS Pseudolite Signal Design" , ION-GPS-94, Salt Lake City, Utah, USA, September 1994.

[Niwa & al 2008] NIWA H., KODAKA K.,SAKAMOTO Y., OTAKE M., KAWAGUCHI S., FUJII K., KANEMORI Y. & SUGANO S., "GPS-based Indoor Positioning system with Multi-Channel Pseudolite", IEEE International Conference on Robotic and Automation, pp 905-910, Pasadena, CA, USA, May 2008.

[Parkinson & al 1986] PARKINSON B. W., FITZGIBBON K. T., "Optimal Locations of Pseudolites for Differential GPS," Navigation: The Journal of the Institute of Navigation, Vol 33, No. 4, Winter 1986-87, pp. 259-283.

[Petrovski & al 2003] PETROVSKI I., OKANO K. & SUZUKI K., "Indoor Code and Carrier Phase Positioning with Pseudolites and Multiple GPS Repeaters", ION GPS/GNSS, Portland, OR, USA, September 2003

[Petrovski & al 2004] PETROVSKI I., SUROUVTCEV I., PETROVSKAIA T., OKANO K., ISHII M., TORIMOTO H., SUZUKI K., TODA M. & AKITA J. "Precise Navigation Indoor", SICE Annual Conference in Sapporo, Hokkaido Institute of Technology, Japan, August 2004

[Progri & al 2007] PROGRI Ilir F., MICHALSON W. R., JINLING W. & BROMBERG M. C., "Indoor Geolocation Using FCDMA Pseudolites : Signal Structure and Performance Analysis", Navigation, vol. 54, n°3, pp. 241-256, 2007.

[Raju & al 2003] RAJU G. V. S., CHAROENSAKWIROJ J., "Orthogonal Codes performance in Multi-Code CDMA" *IEEE Int Conf. System, Man and Cybernetics*, vol. 2 pp. 1928–1931, 2003.

[Rizos & al 2003] RIZOS C., BARNES J., WANG J., SMALL D., VOIGT G. & GAMBALE N., "LocataNet: Intelligent Time-Synchronised Pseudolite Transceivers for cm-Level Stand-Alone Positioning", 11th IAIN World Congress, Berlin, Germany, October 2003.

[Samama 2008] SAMAMA Nel, "Global Positioning: Technologies and Performance", Wiley, April 2008, 420 p.

[Samama & al 2005a] SAMAMA N., FRANÇOIS M. & VERVISCH-Picois A., "La Localisation en Intérieur à l'aide de Répéteurs GPS Vers un Système de Positionnement Universel?", UBIMOB 05, May 31- June 3, 2005, Grenoble, France.

[Samama & al 2005b] SAMAMA N. & VERVISCH-PICOIS A., "Current Status of GNSS Indoor Positioning Using GNSS Repeaters", ENC-GNSS2005, Munich, July 2005.

[Suh & al 2002] SUH Y-C., KONISH Y., SHIBASAKI R., "Assessing the Improvement of Positioning Accuracy Using a GPS and Pseudolites Signal in Urban Area" http://www.chikatsu-lab.g.dendai.ac.jp/s_forum/pdf/2002/10_suh.pdf.

[Van Dierendonck & al 1992] VAN DIERENDONCK A. J., FENTON P. & FORD T, "Theory and performance of narrow correlator spacing in a GPS receiver". The Institute of Navigation, Alexandria, VA, Vol. 39, No 3, pp. 265-283.

[Van Dierendonck 1996] VAN DIERENDONCK A. J., " Global Positioning System: Theory & Applications", Progress in Astronautics and aeronautics, 1996, Chapter 8, Vol 1, 777p.

[Van Dierendonck & al 1997] VAN DIERENDONCK A.J., FENTON P., HEGARTY C.," Proposed Airport Pseudolite Signal Specification for GPS Precision Approach Local Area Augmentation Systems" *ION GPS*, Kansas City, USA, September 1997.

[Vervisch-Picois & al 2009] VERVISCH-PICOIS A., FLUERASU A., JARDAK N., ARTAUD G., RIES L., JEANNOT M. & SAMAMA N., "Real Implementation of an Optimised Tracking Loop for Multipath Mitigation Case of the Repeater Based Indoor Positioning System", ION ITM 2009, Anaheim, CA, USA, January 2009.

[Vervisch-Picois & al 2009a] VERVISCH-PICOIS A., SAMAMA N., "Interference Mitigation in a Repeater and Pseudolite Indoor Positioning System" IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol 3 issue 5, pp 810-820, October 2009.

[Vervisch-Picois & al 2009b] VERVISCH-PICOIS A., SAMAMA N., "Indoor Carrier Phase Measurements Through GNSS Transmitters, Theory And First Experimental results", 13th IAIN world congress, Stockholm, Suède, 2009.

[Vervisch-Picois & al 2008] VERVISCH-PICOIS A., SAMAMA N., "Repealite: Implementation Of An Indoor Positioning Receiver With Pseudolite/Repeater Approach", GNSS 2008, Toulouse Space Show.

[Vervisch-Picois & al 2006] VERVISCH-PICOIS A., BIDEAU A., JEANNOT M. & SAMAMA N., "2D Indoor Dynamic Positioning Using GNSS Based Repeaters", ION GNSS, Forth Worth, Texas, CA, USA, September 2006.

[Wang 2002] WANG J., "Pseudolite Applications in Positioning and Navigation: Progress and Problems", Journal of Global Positioning Systems, Vol. 1, No. 1: 48-56.

[Yang & al 2009] YANG C. & MORTON J., "Adaptive Replica Code Synthesis for Interference Suppression in GNSS Receivers", ION ITM, Anaheim, California, USA, January 2009.

[Yun & al 2002] YUN D., KEE C., "Centimeter Accuracy Stand-alone Indoor Navigation System by Synchronised Pseudolite Constellation" ION GPS-2002, Portland, Oregon, USA, September 2002.

[Yun 2003] YUN D., "A Study on GPS Pseudolite Navigation System", Seoul National University, Korea, 2003.