



National Library
of Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services Branch

Direction des acquisitions et
des services bibliographiques

395 Wellington Street
Ottawa, Ontario
K1A 0N4

395, rue Wellington
Ottawa (Ontario)
K1A 0N4

Quality Assurance

Qualité de l'ouvrage

NOTICE

The quality of this microform is heavily dependent upon the quality of the original thesis submitted for microfilming. Every effort has been made to ensure the highest quality of reproduction possible.

If pages are missing, contact the university which granted the degree.

Some pages may have indistinct print especially if the original pages were typed with a poor typewriter ribbon or if the university sent us an inferior photocopy.

Reproduction in full or in part of this microform is governed by the Canadian Copyright Act, R.S.C. 1970, c. C-30, and subsequent amendments.

AVIS

La qualité de cette microforme dépend grandement de la qualité de la thèse soumise au microfilmage. Nous avons tout fait pour assurer une qualité supérieure de reproduction.

S'il manque des pages, veuillez communiquer avec l'université qui a conféré le grade.

La qualité d'impression de certaines pages peut laisser à désirer, surtout si les pages originales ont été dactylographiées à l'aide d'un ruban usé ou si l'université nous a fait parvenir une photocopie de qualité inférieure.

La reproduction, même partielle, de cette microforme est soumise à la Loi canadienne sur le droit d'auteur, SRC 1970, c. C-30, et ses amendements subséquents.

LA COMPRESSION D'IMPULSION NUMÉRIQUE
ET SON APPLICATION POUR RÉDUIRE LE
BROUILLAGE RADAR

par
Martin Blanchette

Cette thèse fut soumise à l'École des études supérieures et
de la recherche conformément aux exigences du diplôme de
Maîtrise en sciences appliquées de l'Institut d'Ottawa-
Carleton en génie électrique.

Département de génie électrique
Faculté de Génie
Université d'Ottawa
Ottawa, Ontario



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services Branch

395 Wellington Street
Ottawa, Ontario
K1A 0N4

Bibliothèque nationale
du Canada

Direction des acquisitions et
des services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa (Ontario)
K1A 0N4

Your file *Votre référence*

Our file *Notre référence*

The author has granted an irrevocable non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of his/her thesis by any means and in any form or format, making this thesis available to interested persons.

L'auteur a accordé une licence irrévocable et non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de sa thèse de quelque manière et sous quelque forme que ce soit pour mettre des exemplaires de cette thèse à la disposition des personnes intéressées.

The author retains ownership of the copyright in his/her thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without his/her permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège sa thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

ISBN 0-315-85767-6

Canada



UNIVERSITÉ D'OTTAWA
UNIVERSITY OF OTTAWA

J'autorise également l'Université d'Ottawa à reproduire la thèse par photocopie ou par d'autres moyens, en tout ou en partie, à la demande d'autres institutions ou individus pour des fins de recherche.

Martin Blanchette

À mon épouse Denise

Sommaire

La compression d'impulsion est une technique qui permet d'améliorer la détection des cibles radar tout en conservant un bon pouvoir de résolution en distance. Cette technique consiste à transmettre une plus longue impulsion codée et de la recevoir avec un filtre adapté au code transmis. Les systèmes numériques de compression d'impulsion peuvent posséder une plus grande variété de codes que les systèmes analogiques, et utiliser un nouveau code à chaque transmission. Ces deux avantages, l'amélioration du rapport signal/bruit et l'agilité de code, sont conjugués pour réduire le brouillage radar.

Cette thèse évalue les performances de la compression d'impulsion numérique en présence de différents types de brouillage radar. Pour contrer certains types de brouillage comme les répliques de code, il est nécessaire d'utiliser un nouveau code à chaque transmission. Les deux catégories de codes étudiées ici sont les codes biphasés pseudo-aléatoires et les codes polyphasés dérivés des signaux FM linéaires ou "chirp". Des méthodes supplémentaires, comme la détection cumulative et l'intégration cohérente d'une salve d'impulsions, sont parfois nécessaires pour supprimer les résidus du brouillage. Cette thèse traite aussi de la mise en oeuvre de la compression d'impulsion numérique en temps réel et présente un prototype expérimental construit conjointement par la compagnie Marconi Canada et le CRDO. Les résultats sont appuyés par des simulations sur ordinateur ou par des simulations sur le prototype expérimental.

Remerciements

Ce travail a été réalisé grâce à la collaboration du Centre de recherches pour la défense, Ottawa (CRDO) où il m'a été possible d'inclure ce projet à l'intérieur de mes fonctions.

Mes premiers remerciements vont à Guy R. Painchaud, mon superviseur au CRDO, dont l'aide et le soutien furent exceptionnels, au Docteur Willem Steenaart, professeur à l'Université d'Ottawa, qui a apporté des conseils précieux et ses recommandations à titre de directeur de thèse.

Je ne pourrais passer sous silence le soutien, les encouragements et la patience de mon épouse Denise.

Je tiens à remercier messieurs G. Marwood, T.N.R. Coyne et A.W. Bridgewater, gestionnaires au CRDO, pour leur soutien, et ma collègue de travail, Mylène Toulgoat, pour ses suggestions et la correction du texte.

Merci également à Jennifer McKenzie et Alexander Voy, ingénieurs à la compagnie Marconi Canada, pour leur grande collaboration à la réalisation du prototype expérimental.

Enfin, merci à tous les autres qui, d'une façon ou d'une autre, ont influencé la réalisation de ce projet.

Table des matières

| | |
|---|-----|
| Sommaire | i |
| Remerciements | ii |
| Table des matières | iii |
| Liste des figures | vi |
| Liste des tableaux | x |
| Chapitre 1 Introduction | 1 |
| Chapitre 2 Principes généraux | 5 |
| 2.1 Introduction | 5 |
| 2.2 Description du système radar | 5 |
| 2.3 Pouvoirs de détection et de localisation | 6 |
| 2.4 Description de la compression d'impulsion | 7 |
| 2.5 Réduction du brouillage radar | 10 |
| 2.6 Traitement numérique de la compression d'impulsion | 11 |
| 2.7 Fonctions d'auto-corrélation et d'ambiguïté | 12 |
| 2.8 Conclusion | 16 |
| Chapitre 3 Les codes biphasés | 17 |
| 3.1 Introduction | 17 |
| 3.2 Catégories de codes biphasés | 17 |
| 3.3 Génération des codes pseudo-aléatoires | 18 |
| 3.4 Auto-corrélation des m-séquences | 21 |
| 3.5 Inter-corrélation des m-séquences | 25 |
| 3.5.1 M-séquences avec différentes fré- quences. | 25 |
| 3.5.2 M-séquences avec différentes semen- ces. | 28 |

| | | |
|------------|--|----|
| 3.5.3 | M-séquences avec différentes confi- gurations. | 30 |
| 3.6 | Influence de l'échantillonnage | 32 |
| 3.7 | Applications | 34 |
| 3.8 | Conclusion | 37 |
| Chapitre 4 | | 38 |
| 4.1 | Introduction | 38 |
| 4.2 | Catégories de codes polyphases | 38 |
| 4.3 | Les codes polyphases chirp | 40 |
| 4.4 | Fonction d'ambiguïté des signaux continus chirp. | 43 |
| 4.5 | Fonction d'inter-ambiguïté des signaux conti- nus chirp. | 48 |
| 4.6 | Fonction d'ambiguïté des séquences numériques chirp. | 51 |
| 4.7 | Fonction d'inter-ambiguïté des séquences numé- riques chirp | 57 |
| 4.8 | Conclusion | 60 |
| Chapitre 5 | Suppression du brouillage radar | 61 |
| 5.1 | Introduction | 61 |
| 5.2 | Bruit gaussien | 61 |
| 5.3 | Train d'impulsions | 64 |
| 5.4 | Répliques de codes | 66 |
| 5.4.1 | Détection cumulative | 69 |
| 5.4.2 | Intégration cohérente | 72 |
| 5.4.3 | Suppression des cibles mobiles | 72 |
| 5.4.4 | Applications | 77 |
| 5.5 | Conclusion | 87 |
| Chapitre 6 | Mise en application en temps réel | 90 |
| 6.1 | Introduction | 90 |
| 6.2 | Implémentation en temps réel | 90 |
| 6.2.1 | Implémentation fréquentielle | 91 |

| | | |
|---------------|--|-----|
| 6.2.2 | Implémentation temporelle | 93 |
| 6.3 | Processeurs numériques commerciaux | 95 |
| 6.3.1 | HDSP 66110 | 95 |
| 6.3.2 | IMS A100 | 97 |
| 6.4 | Compresseur d'impulsion numérique expérimental | 99 |
| 6.5 | Conclusion | 102 |
| Chapitre 7 | Conclusion | 104 |
| Bibliographie | | 106 |
| Annexe | | 110 |

Liste des figures

| | | |
|------------|---|----|
| Figure 2.1 | Schéma de principe simple d'un radar. | 5 |
| Figure 2.2 | Schéma de principe simplifié de la compression d'impulsion. | 8 |
| Figure 2.3 | Diagramme d'ambiguïté du code Barker-13 (a) et d'un code chirp-13 (b). | 14 |
| Figure 3.1 | Générateur de séquences pseudo-aléatoires. | 19 |
| Figure 3.2 | Forme d'onde typique d'une m-séquence. | 20 |
| Figure 3.3 | Fonction d'auto-corrélation (haut) et diagramme d'ambiguïté (bas) d'une m-séquence. | 23 |
| Figure 3.4 | Amplitude spectrale d'une bonne m-séquence. | 24 |
| Figure 3.5 | Diagramme d'ambiguïté détaillé d'un code biphasé. | 27 |
| Figure 3.6 | Fonction d'inter-corrélation entre m-séquences simples (haut) ou entre m-séquences simple et double (bas) de la même configuration. | 29 |
| Figure 3.7 | Fonctions d'inter-corrélation entre deux m-séquences provenant de différentes configurations (a) ou de configurations miroirs (b). | 31 |
| Figure 3.8 | Diagramme d'ambiguïté d'une m-séquence lorsque deux échantillons sont utilisés par segment. | 33 |
| Figure 4.1 | Diverses catégories de signaux modulés en fréquence. | 38 |
| Figure 4.2 | Description des signaux continu et discret chirp pour un rapport de compression de 25. | 41 |
| Figure 4.3 | Amplitude spectrale typique d'un signal continu chirp. | 42 |

| | | |
|------------|--|----|
| Figure 4.4 | Diagramme d'ambiguïté d'un signal continu chirp vu en trois dimensions (haut) et en coupe de niveau (bas). | 45 |
| Figure 4.5 | Fonction d'auto-corrélation analogique d'un signal continu chirp. | 47 |
| Figure 4.6 | Diagramme d'ambiguïté d'une séquence numérique chirp vu en trois dimensions (haut) et en coupe de niveau (bas). . . | 54 |
| Figure 4.7 | Fonction d'auto-corrélation d'une séquence numérique chirp. | 55 |
| Figure 4.8 | Diagramme d'inter-ambiguïté entre 2 séquences numériques chirp de rapports de compression différents (64 et 128) et de largeurs de bande de modulation égales, en 3D (haut) et en coupe de niveau (bas). | 59 |
| Figure 5.1 | Formes d'ondes étalées et comprimées pour un code P3 de longueur 128 perturbé par du bruit gaussien. | 63 |
| Figure 5.2 | Formes d'ondes étalées et comprimées pour un code P3 de longueur 128 perturbé par un train d'impulsions. Le facteur d'utilisation du train d'impulsion est de 10%. | 65 |
| Figure 5.3 | Illustration d'un brouilleur-répéteur muni d'une mémoire numérique des radiofréquences "DRFM" dans une tentative de reproduction de fausses cibles vers le radar adaptatif. | 67 |
| Figure 5.4 | Détection cumulative de 100 impulsions aléatoires de type pseudo-aléatoire de longueur 127. Les courbes correspondent à des rapports signal à brouillage (SIR) de 0 dB, -10 dB, -20 dB et -30 dB. . . . | 70 |

| | | |
|-------------|--|----|
| Figure 5.5 | Détection cumulative de 100 impulsions aléatoires de type chirp de longueur 128. Les courbes correspondent à des rapports signal à brouillage (SIR) de 0 dB, -10 dB, -20 dB et -30 dB. | 71 |
| Figure 5.6 | Intégration cohérente de 100 impulsions aléatoires de type pseudo-aléatoire de longueur 127. Les courbes correspondent à des rapports signal à brouillage (SIR) de 0 dB, -10 dB, -20 dB et -30 dB. . . . | 73 |
| Figure 5.7 | Intégration cohérente de 100 impulsions aléatoires de type chirp de longueur 128. Les courbes correspondent à des rapports signal à brouillage (SIR) de 0 dB, -10 dB, -20 dB et -30 dB. | 74 |
| Figure 5.8 | Intégration de 100 impulsions de type pseudo-aléatoire (haut) ou chirp (bas) choisies aléatoirement, sans brouillage. Radar de 10 GHz, prf de 10 kHz, f_s de 10 MHz. | 79 |
| Figure 5.9 | Intégration de 100 impulsions de type pseudo-aléatoire (haut) ou chirp (bas) choisies aléatoirement pour différents S/I. Radar de 10 GHz, prf de 10 kHz, f_s de 10 MHz. | 80 |
| Figure 5.10 | Filtrage Doppler de 100 impulsions de type pseudo-aléatoire (haut) ou chirp (bas) choisies aléatoirement sans brouillage. $V_d = 300$ m/s, $f_c = 10$ GHz, prf = 10 kHz, $f_s = 10$ MHz. | 81 |
| Figure 5.11 | Intégration de 15 impulsions de type pseudo-aléatoire (haut) ou chirp (bas) choisies aléatoirement, sans brouillage. Radar de 3 GHz, prf de 600 Hz, f_s de 5 MHz. | 83 |

| | | |
|-------------|--|-----|
| Figure 5.12 | Intégration de 15 impulsions de type pseudo-aléatoire (haut) ou chirp (bas) choisies aléatoirement pour différents S/I. Radar de 3 GHz, prf de 600 Hz, f_c de 5 MHz. | 85 |
| Figure 6.1 | Schéma de principe du circuit du compresseur numérique et du circuit de commande. | 98 |
| Figure 6.2 | Photographie du circuit du compresseur numérique et du circuit de commande. . . | 100 |
| Figure 6.3 | Fonctions d'auto-corrélation d'un code chirp de longueur 128 dont les coefficients du filtre ont 8 bits (a) et 4 bits (b). | 101 |
| Figure 6.4 | Schéma de principe du circuit de génération des formes d'ondes et du circuit de commande. | 102 |

Liste des tableaux

| | | |
|-------------|--|----|
| Tableau 3.1 | Auto-corrélation des codes biphasés (valeurs maximales des lobes). | 18 |
| Tableau 3.2 | Auto-corrélation des codes pseudo-aléatoires (m-séquences). | 22 |
| Tableau 3.3 | Inter-corrélation des codes pseudo-aléatoires (m-séquences) (valeur maximale de la fonction). | 26 |
| Tableau 3.4 | Auto-corrélation des codes pseudo-aléatoires (m-séquences) (Radar de bande S de 3GHz; vitesse Doppler maximale de 1200 m/s). | 36 |
| Tableau 4.1 | Auto-corrélation des codes polyphasés. . | 39 |
| Tableau 6.1 | Nombre d'opérations pour effectuer une convolution complexe avec un filtre de 128 coefficients. | 94 |
| Tableau 6.2 | Temps de calcul de la TFR en base 4 par le processeur HDSP 66110. | 96 |
| Tableau 6.3 | Capacité de calcul (MHz) pour le traitement de la convolution par le processeur HDSP 66110. | 97 |

Chapitre 1

Introduction

Le radar est principalement utilisé pour la détection et la localisation des cibles, d'où l'abréviation RADAR pour Radio Detection And Ranging. Ceci est obtenu en transmettant une impulsion électromagnétique vers une cible et en calculant le temps pris par l'impulsion pour aller à la cible et en revenir. La détection de la cible nécessite que la puissance du signal réfléchi par la cible soit plus élevée que celle du bruit qui l'accompagne, tandis que la localisation de la cible requiert que l'impulsion reçue soit très étroite.

Généralement, il existe un compromis entre le pouvoir de détection et le pouvoir de localisation; l'amélioration de l'un est obtenue aux dépens de la dégradation de l'autre. La compression d'impulsion est une technique qui permet d'améliorer la détection des cibles tout en conservant un bon pouvoir de localisation. Cette technique consiste à transmettre une plus longue impulsion codée et à la recevoir avec un filtre adapté au code transmis. Le code est choisi de façon à ce que le signal à la sortie du compresseur soit une impulsion étroite de grande amplitude.

La compression d'impulsion peut être utilisée pour contrer le brouillage produit par d'autres émetteurs. L'augmentation du rapport signal/bruit permet de réduire le brouillage de type bruit blanc, tandis que le codage de l'impulsion permet de réduire le brouillage n'ayant pas le même code. Malgré cela il peut y avoir une corrélation presque parfaite entre le code transmis et le brouillage reçu, spécialement lorsque le brouilleur renvoie une réplique du code transmis. Dans ce cas il est nécessaire de choisir les codes successifs de façon à ce que la corrélation entre le code transmis et le code renvoyé par le brouilleur soit faible

ou puisse être facilement discriminée. Des méthodes supplémentaires, comme la détection cumulative et l'intégration cohérente d'une salve d'impulsions différentes, sont parfois nécessaires pour réduire davantage le brouillage.

Puisqu'il est nécessaire d'utiliser plusieurs codes différents, il est beaucoup plus avantageux de traiter la compression d'impulsion avec des circuits numériques qu'avec des composantes analogiques. Un système analogique doit posséder une composante différente pour générer ou compresser chaque code, tandis qu'un système numérique n'utilise que des mémoires RAM pour garder tous les codes. Toutefois, les systèmes numériques sont limités par la vitesse des circuits utilisés pour effectuer la compression d'impulsion, limitant ainsi la largeur de l'impulsion comprimée à la période d'échantillonnage.

La compression d'impulsion des signaux radar est une technique connue des radaristes depuis quelques décennies. Le livre "Radar Signals: An introduction to Theory and Applications" de Cook et Bernfeld^[1], ainsi que les livres "Radar Handbook" et "Introduction to Radar Systems" de Skolnik^[2,3] sont d'excellentes références sur ce sujet. C'est son application numérique qui est plus récente grâce à la venue sur le marché des circuits numériques ITGE (intégration à très grande échelle) très rapides. Lewis et Kretschmer^[4] ont étudié et publié plusieurs articles sur la compression d'impulsion numérique en utilisant surtout les codes polyphasés Frank^[5], P1^[6], P2^[6], P3^[7] et P4^[7] dérivés des signaux step-chirp et chirp.

Comme partie de mon travail dans le groupe du radar à fonctions multiples de la division du radar du CRDO, j'ai étudié les codes biphasés Barker^[8], Delong^[9], pseudo-aléatoires^[10] et complémentaires^[11]; les codes polyphasés dérivés des

signaux modulés linéairement en fréquence (chirp, step-chirp et v-chirp)^[11] et des signaux modulés non linéairement en fréquence (distribution de Taylor)^[11,12]; et finalement, les codes de Costas^[13,14,15,16], et les codes à congruences quadratiques^[17].

L'étude de ces différents codes m'a permis de fournir une expertise pour l'évaluation d'un prototype expérimental^[18,19,20] construit en collaboration avec la compagnie Marconi Canada. Utilisant des circuits numériques ITGE très rapides comme le corrélateur numérique IMS A100 de INMOS^[21], ce prototype peut effectuer la compression d'impulsion à des fréquences d'échantillonnage de 10 MHz.

Toujours dans le cadre de mon travail, j'ai aussi étudié les avantages de la compression d'impulsion numérique comme contre-contre-mesure électronique^[22,23]. J'ai montré entre autre que l'intégration cohérente d'une salve de différentes impulsions pseudo-aléatoires, chirp ou v-chirp pouvait, en plus de contrer les répliques de code utilisés comme brouillage, réduire également les lobes secondaires du signal utile.

Peu d'articles du domaine publique traitent en détail de la corrélation entre les différents codes utilisés dans la compression d'impulsion numérique. En reprenant en partie les résultats obtenus par mes recherches, cette thèse évalue la compression d'impulsion numérique en présence du brouillage radar spécialement créé par les répliques de codes. Les deux types de codes étudiés ici sont les codes biphasés pseudo-aléatoires à longueur maximale ou m-séquences et les codes polyphasés dérivés des signaux chirp.

Le chapitre 2 présente les notions fondamentales nécessaires à la réalisation de cette recherche, comme le principe de la compression d'impulsion, les systèmes analogique et

numérique, les codes biphasés et polyphasés, les fonctions d'auto-corrélation et d'ambiguïté et le brouillage radar.

Le troisième chapitre traite des codes biphasés et plus particulièrement des codes pseudo-aléatoires à longueur maximale. L'auto-corrélation des m-séquences ainsi que l'inter-corrélation entre des m-séquences de différentes semences, configurations ou fréquences y sont analysées. L'influence du nombre d'échantillons est aussi étudiée. Ce chapitre se termine avec une application typique.

Quant aux codes polyphasés dérivés du signal chirp, ils sont analysés au chapitre 4. Il est question des fonctions d'ambiguïté et d'inter-ambiguïté analogiques et de leurs homologues numériques.

La suppression du brouillage radar est traitée au cinquième chapitre. Les types de brouillage étudiés sont le bruit gaussien, le train d'impulsions et les répliques de codes. Pour ces dernières la détection cumulative et l'intégration cohérente d'une salve d'impulsions différentes sont utilisées pour supprimer davantage le brouillage.

Le chapitre 6 décrit les méthodes fréquentielle et temporelle pour une mise en application de la compression d'impulsion numérique en temps réel. Le prototype expérimental et le corrélateur numérique IMS A100 y sont présentés.

Le dernier chapitre donne la conclusion de cette recherche et les sujets qui pourront être traités ultérieurement. Une annexe décrit les propriétés des codes pseudo-aléatoires. Des simulations sur ordinateur et sur le prototype expérimental présentées tout au long de cette thèse permettent d'appuyer l'analyse théorique.

Chapitre 2

Principes généraux

2.1 Introduction

Ce chapitre présente les notions de base utiles pour la compréhension de cette thèse. Nous y donnons une description simple du système radar et de la compression d'impulsion, des différents types de brouillage radar, des différences entre les systèmes analogique et numérique, et des notions de pouvoirs de détection et de localisation, de fonction d'auto-corrélation et de diagramme d'ambiguïté.

2.2 Description du système radar

Comme il a été décrit dans l'introduction, un radar transmet une impulsion électromagnétique vers une cible et calcule le délai pris par l'impulsion pour aller et revenir de la cible en vue de déterminer sa distance relative au radar.

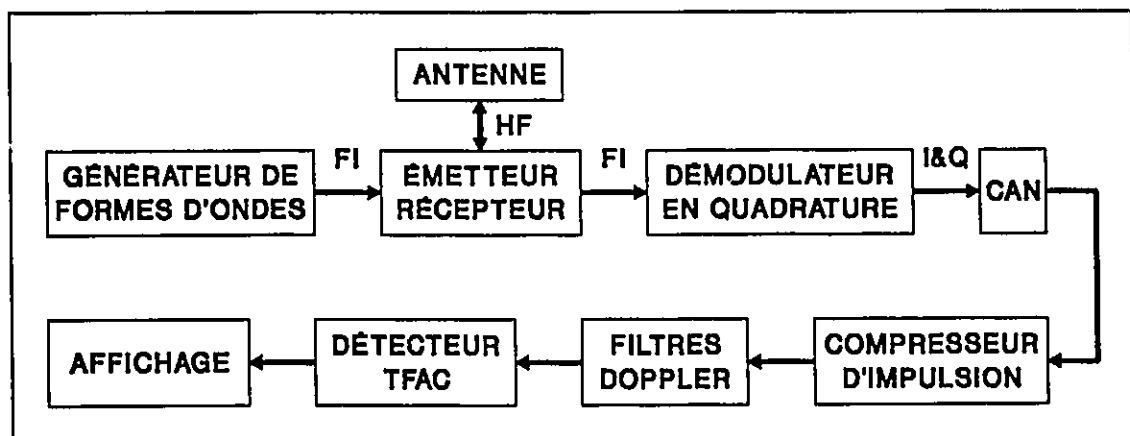


Figure 2.1 Schéma de principe simple d'un radar.

La figure 2.1 illustre les différentes parties du radar auquel nous nous référons tout au long de cette thèse. Il est composé d'un générateur de formes d'ondes à la fréquence intermédiaire (**FI**), d'un émetteur et d'un récepteur relayant

le signal haute fréquence (HF) à l'antenne, d'un démodulateur en quadrature pour décomposer le signal de retour en canaux I & Q (cosinus et sinus), d'un groupe de convertisseurs analogique/numérique (CAN), d'un compresseur d'impulsion, d'une banque de filtres Doppler pour compenser l'effet Doppler des cibles mobiles, d'un détecteur à taux de fausse alarme constant (TFAC) et d'un affichage visuel. Quoique incomplet, ce diagramme indique l'étape où la compression d'impulsion est effectuée.

2.3 Pouvoirs de détection et de localisation

Comme il a été mentionné auparavant, pour qu'un signal utile puisse être détecté, il faut que sa puissance soit plus élevée que celle du bruit qui l'accompagne. Plusieurs techniques permettent d'augmenter le rapport signal/bruit (S/N) à la sortie d'un récepteur du radar: l'augmentation de l'amplitude du signal transmis de façon à augmenter l'amplitude du signal à la réception, la détection cumulative de plusieurs signaux provenant de la même cible pour réduire le bruit non corrélé, ou l'emploi d'un filtre adapté au signal afin d'obtenir un rapport signal/bruit optimal.

Le pouvoir de localisation en distance comprend deux facteurs: la précision et la résolution. La précision en distance est principalement limitée par la largeur de bande du récepteur, laquelle devrait être égale à la largeur de bande du signal pour conserver un rapport signal/bruit optimal. La résolution en distance est, quant à elle, limitée par la longueur de l'impulsion transmise. Il est alors plus avantageux d'utiliser la plus courte impulsion et la plus grande largeur de bande possibles pour obtenir les meilleures précision et résolution en distance.

Ainsi pour une simple impulsion rectangulaire, il existe un compromis entre le pouvoir de détection et celui de localisation. Plus l'impulsion est longue, meilleure est la détection, mais plus faibles sont la résolution et la précision en distance puisque la largeur de bande du signal rétrécit. La compression d'impulsion est une technique qui permet d'augmenter le pouvoir de détection tout en conservant un bon pouvoir de localisation.

2.4 Description de la compression d'impulsion

La compression d'impulsion permet, en transmettant une longue impulsion modulée ou codée de plus faible amplitude et en la recevant avec un filtre adapté, de produire une courte impulsion de grande amplitude. La figure 2.2 illustre de façon simple le principe de la compression d'impulsion. Les signaux à l'entrée de chaque filtre adapté sont ceux obtenus du récepteur, tandis que ceux à leur sortie représentent les fonctions d'auto-corrélation correspondantes.

La première forme d'onde est une courte impulsion carrée. Si la précision et la résolution en distance sont acceptables, sa détection dans du bruit peut laisser à désirer. Une façon d'améliorer le rapport signal/bruit est d'augmenter la puissance du signal (deuxième forme d'onde) lorsque cela est possible. La réponse du filtre adapté est augmentée proportionnellement tout en restant étroite. Dans le cas d'un émetteur électronique où la puissance maximale est déjà atteinte, ou lorsqu'on ne veut pas que la puissance soit augmentée pour ne pas que l'impulsion soit détectée par d'autres récepteurs, il est alors nécessaire de transmettre une plus longue impulsion, comme celle de la 3^e forme d'onde, de façon à recevoir plus d'énergie de la cible. Dans ce cas, le niveau du bruit diminue parce la largeur de bande du filtre adapté a rétrécit. Cependant, la résolution finale est

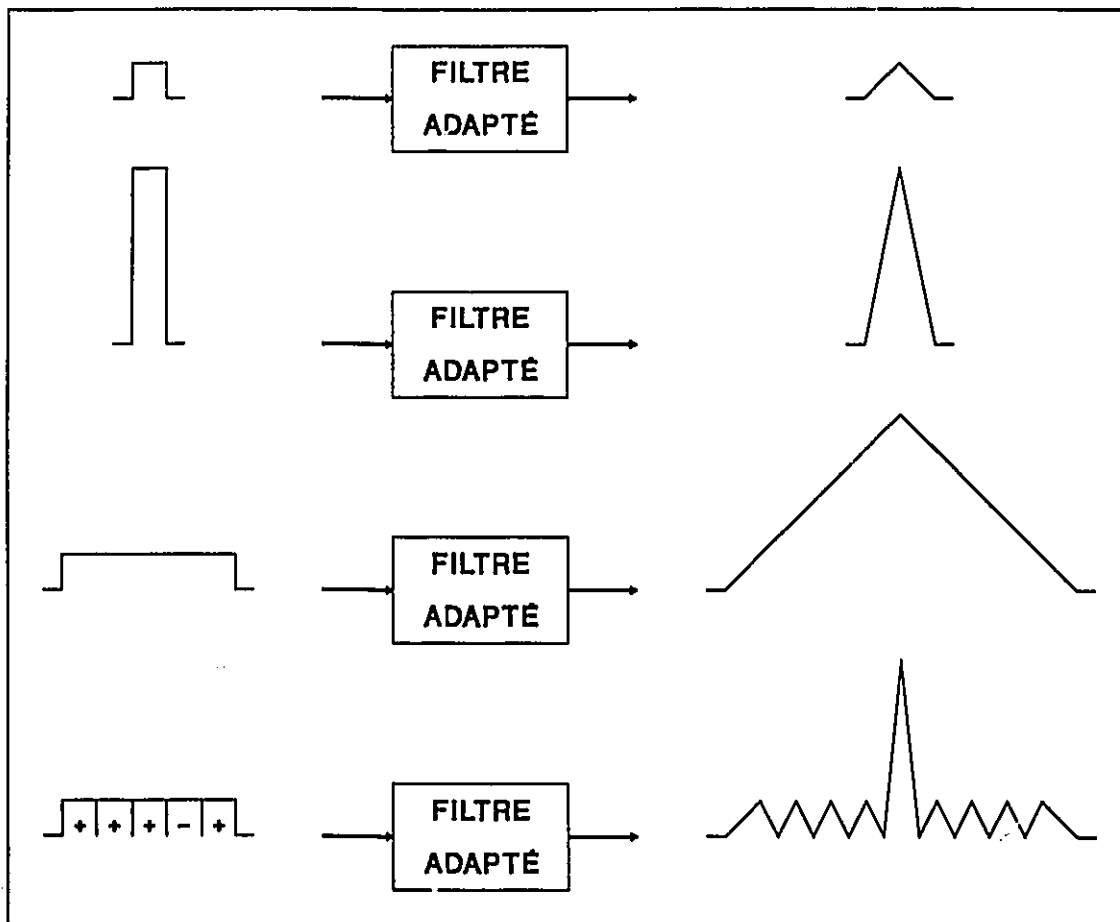


Figure 2.2 Schéma de principe simplifié de la compression d'impulsion.

réduite par un élargissement de la réponse à la sortie.

Pour conserver une bonne précision en distance, la largeur de bande de la nouvelle impulsion doit demeurer équivalente à celle d'une courte impulsion. Ceci peut être obtenu en modulant la fréquence de la longue impulsion de façon à augmenter la largeur de bande de son spectre. Il est aussi possible de transmettre une longue impulsion segmentée dont le déphasage de chaque segment est déterminé selon un code spécifique comme pour la quatrième forme d'onde. La largeur de bande du signal complet reste équivalente à celle d'une courte impulsion.

La modulation ou la segmentation du signal crée un élargissement de son spectre et par conséquent de la largeur de bande du filtre adapté. Ceci a pour effet d'augmenter le niveau de bruit à la sortie. Toutefois, le code ou la modulation du signal est choisi de façon à ce que l'auto-corrélation du code produise un grand lobe principal central étroit et de faibles lobes secondaires. L'énergie du signal est alors concentré à un seul point, tandis que celui du bruit est réparti également, augmentant ainsi le rapport signal/bruit de la puissance crête.

La largeur du lobe principal est approximativement égale à celle d'une sous-impulsion ou à l'inverse de la largeur de bande de la modulation. Le rapport de la durée T de l'impulsion transmise sur la durée τ de l'impulsion à la sortie du filtre forme le rapport de compression $\rho = T/\tau$. Si le filtre est adapté à un autre code que celui transmis, la réponse ne possède pas de lobe principal ou s'il en possède un, celui-ci est soit déformé ou soit décalé par rapport à l'original.

La compression d'impulsion a une certaine analogie au principe d'étalement en fréquence utilisé dans les systèmes de télécommunications pour améliorer la transmission de données en présence de brouillage ou d'interférence. Au lieu de transmettre une longue impulsion codée comme dans le cas de la compression d'impulsion, un système de télécommunication à spectre étalé multiplie chaque signal élémentaire d'information par une séquence codée. Le signal transmis possède ainsi un spectre plus large, d'où l'expression spectre étalé ou "spread spectrum". Le récepteur multiplie le signal reçu avec la même séquence codée pour retrouver les données originales.

2.5 Réduction du brouillage radar

La compression d'impulsion peut être utilisée pour contrer le brouillage radar. Celui-ci se produit lorsqu'un autre émetteur envoie intentionnellement un signal qui interfère avec le signal désiré. Les types de brouillage étudiés dans cette thèse sont le bruit gaussien, le train d'impulsions et les répliques de codes déjà transmis. Il peut y avoir aussi interférence de la part du radar même lorsqu'un écho lointain de l'impulsion précédente revient au radar au moment où celui-ci attend des échos de la présente impulsion (second-time-around echo).

La compression d'impulsion, en créant une pointe étroite de grande amplitude, a pour effet apparent de réduire le bruit. Cela permet de mieux détecter le signal en présence de brouillage comme le bruit gaussien et les trains d'impulsions. Toutefois, la compression d'impulsion ne pourra pas différencier l'écho de la vraie cible de celui créé par le brouilleur si celui-ci retourne le même code. Il est alors nécessaire de recourir à l'agilité de code en utilisant un nouveau code à chaque transmission. Malgré cela l'interférence peut être encore très grande et être confondue avec la vraie cible, d'où l'emploi de méthodes supplémentaires comme la détection cumulative ou l'intégration cohérente de plusieurs impulsions pour parvenir à contrer davantage le brouillage.

Il est donc nécessaire d'analyser l'interférence entre les diverses séquences en calculant la fonction d'inter-corrélation. Pour les fins de cette étude, les séquences devront appartenir au même type et avoir la même longueur afin de simuler le même mode radar et conserver approximativement les mêmes performances telles le rapport de compression, le niveau des lobes secondaires et le rapport signal/bruit à la sortie.

Il peut y avoir aussi de l'interférence causée par des cibles rapprochées. Les réponses du compresseur numérique à des échos de cibles rapprochées l'une de l'autre (aux yeux du radar) peuvent s'additionner ou se neutraliser tout dépendant de la phase du signal de sortie. Il n'y aura plus de telle interférence pour des cibles distantes de plus de la moitié de l'impulsion transmise. Toutefois, le compresseur numérique ne verra qu'une seule cible si celles-ci sont rapprochées de telle façon que leur écho parviennent au radar dans l'espace d'un échantillon ou d'une cellule de distance.

2.6 Traitement numérique de la compression d'impulsion

Puisqu'il est nécessaire d'utiliser plusieurs codes différents, il est beaucoup plus avantageux de traiter la compression d'impulsion numériquement qu'analogiquement. Les systèmes analogiques de compression d'impulsion sont limités physiquement par le nombre restreint de codes pouvant être installés dans un même radar. Ils doivent posséder une composante différente, tel le "SAW" (onde acoustique de surface), pour générer ou compresser chaque code. Les caractéristiques de ces composantes sont fixées au moment de leur fabrication et ne peuvent plus être modifiées par la suite. Cependant, elles peuvent varier avec le temps ou avec la température.

Le principal avantage d'effectuer la compression d'impulsion numériquement est la possibilité d'utiliser une impulsion différente à chaque transmission. Le radar peut alors mieux s'adapter aux différentes situations ou opérer dans divers modes. Ceci est rendu possible grâce à des circuits numériques très rapides pouvant effectuer des corrélations complexes en temps réel, et à des mémoires numériques pouvant stocker plusieurs codes différents. Toutefois, les systèmes numéri-

ques sont limités principalement par la vitesse des circuits utilisés pour effectuer la compression d'impulsion, limitant ainsi la grandeur des cellules de distance ("range bins") et celle de l'impulsion comprimée à la période d'échantillonnage.

Le signal transmis peut être modulé en amplitude, en fréquence, en phase, ou en une combinaison de ces modulations. Il peut s'agir d'une longue impulsion modulée continuellement en fréquence comme dans le cas du chirp, ou segmentée en une série de courtes sous-impulsions consécutives modulées en phase comme pour les codes Barker. La première peut être synthétisée à partir d'une séquence numérique suréchantillonnée, tandis que la deuxième peut être produite par un inverseur de phase. Généralement le signal transmis n'est pas modulé en amplitude car le transmetteur opère le plus souvent en saturation. L'échantillonnage des composantes en phase et en quadrature du signal de retour peut être effectué à la moitié de la fréquence de Nyquist sans provoquer un repliement du spectre. L'échantillonnage en quadrature du signal d'amplitude constante produit une séquence de valeurs complexes. Cette séquence correspond également à une suite de sous-impulsions juxtaposées, de même durée, d'amplitude constante mais de phases variables suivant un code spécifique. Les séquences et les codes biphasés ne comprennent que deux phases séparées de 180° , tandis que les séquences et les codes polyphasés en comprennent plusieurs, dont en voici deux exemples :

Barker-13 : $0, 0, 0, 0, 0, \pi, \pi, 0, 0, \pi, 0, \pi, 0$

Frank-16 : $0, 0, 0, 0, 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2, 0, \pi, 0, \pi, 0, 3\pi/2, \pi, \pi/2$

2.7 Fonctions d'auto-corrélation et d'ambiguïté

Le résultat de la compression d'impulsion numérique correspond à la convolution de la séquence numérique du signal

reçu avec celle du filtre adapté à l'impulsion transmise. Un filtre est adapté si sa réponse en fréquence $H(f)$ est égale au conjugué complexe de celle du signal $X(f)$ à l'entrée du filtre, ou si la réponse impulsionnelle du filtre $h(t)$ est l'image miroir conjuguée du signal $x(t)$

$$H(f) = X^*(f)$$

$$h(t) = x^*(-t)$$

$y(t)$, la réponse du filtre au signal $x(t)$, est la convolution de celui-ci avec $h(t)$. Elle est aussi la corrélation de $x(t)$ avec l'image miroir conjuguée de la réponse impulsionnelle, soit l'image miroir de l'auto-corrélation complexe du signal transmis $R_{xx}(t)$:

$$y(t) = h(t) * x(t) = \int h(t-\tau) \cdot x(\tau) d\tau = \int x^*(\tau-t) \cdot x(\tau) d\tau = R_{xx}(-t)$$

Le signal retourné par la cible peut être différent de celui transmis par le radar tout dépendant de la vitesse radiale de la cible par rapport au radar. Cette différence due à l'effet Doppler modifiera le résultat de la compression d'impulsion à la sortie du compresseur. L'ensemble des résultats pour différentes vitesses de la cible ou fréquences Doppler forme le diagramme d'ambiguïté. Il s'agit d'un graphique en trois dimensions représentant l'amplitude de la réponse du compresseur en fonction de la fréquence Doppler et du délai du signal (figure 2.3). Il permet de connaître la sensibilité du code à l'effet Doppler.

La fonction d'auto-corrélation correspond à la fonction d'ambiguïté lorsque la fréquence Doppler est nulle ou égale à un multiple de la fréquence d'échantillonnage. Lorsque le code transmis diffère de celui du compresseur, les fonctions d'ambiguïté et d'auto-corrélation sont respectivement appelées fonctions d'inter-ambiguïté et d'inter-corrélation.

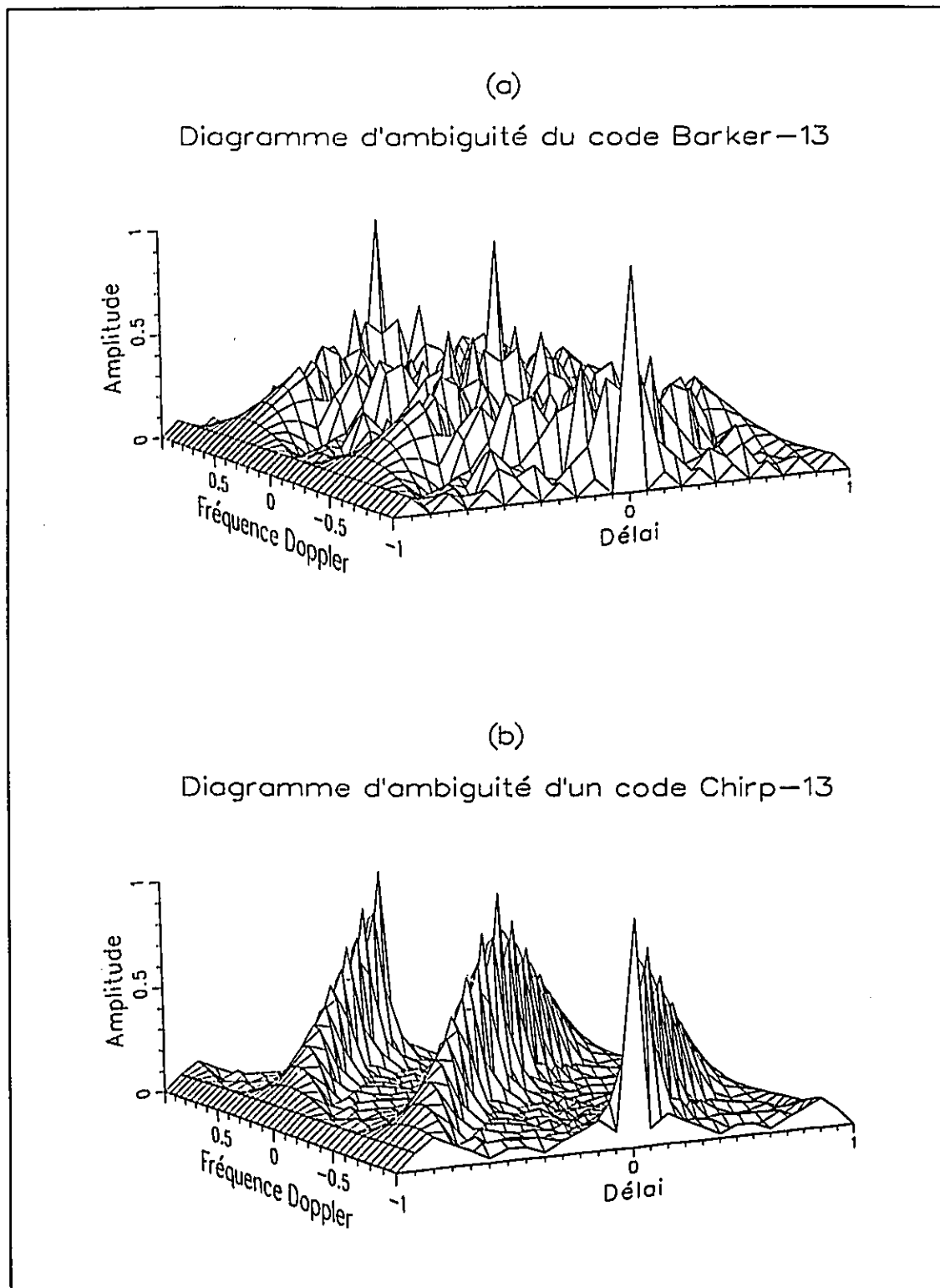


Figure 2.3 Diagramme d'ambiguïté du code Barker-13 (a) et d'un code chirp-13 (b).

La convolution de deux signaux peut être obtenue avec la transformée de Fourier inverse du produit des deux spectres. L'amplitude du diagramme d'ambiguïté peut être estimée en analysant le produit des deux spectres dont l'un est déplacé sur l'axe des fréquences Doppler. Puisque les signaux sont échantillonnés, il y aura répétition des spectres, et par conséquent du diagramme d'ambiguïté, aux fréquences Doppler qui sont des multiples de la fréquence d'échantillonnage. Plus le taux d'échantillonnage est élevé, plus les diagrammes d'ambiguïté sont espacés. À la limite, les répétitions du diagramme d'ambiguïté d'un signal continu n'existent plus car elles sont situées à l'infini.

Comme montré à la figure 2.3, les codes polyphases chirp ont un diagramme d'ambiguïté en forme de lame de couteau. Étant moins sensibles à l'effet Doppler, ces codes sont surtout utilisés pour la détection de cibles quelle que soit leur vitesse. Il existe pourtant une ambiguïté en distance lorsque la cible possède une vitesse Doppler. Les codes biphasés quant à eux ont un diagramme en forme de punaise, ce qui les rend plus sélectifs à l'effet Doppler. Ils sont surtout utilisés pour la poursuite d'une cible particulière parce qu'ils permettent de rejeter les fréquences Doppler qui ne sont pas égales à la fréquence initiale du signal. Tout au long de cette thèse, les dimensions des diagrammes d'ambiguïté sont normalisées à la longueur de l'impulsion non-comprimée pour le délai, à la fréquence d'échantillonnage pour la fréquence Doppler, et au nombre total de coefficients du filtre pour l'amplitude.

Les fonctions d'auto-corrélation des codes étudiés possèdent généralement un lobe principal central et plusieurs lobes secondaires latéraux. Il est important que le niveau de ces lobes secondaires soit le plus bas possible afin de ne pas

perturber ou cacher les lobes principaux d'échos plus faibles situés tout près. La multiplication de la réponse impulsionnelle ou du spectre du filtre par une fenêtre de pondération permet de diminuer l'amplitude des lobes secondaires, souvent au détriment d'un élargissement du lobe principal. L'intégration de plusieurs impulsions permet aussi de réduire les lobes secondaires; les lobes principaux s'additionnent tandis que les lobes secondaires se neutralisent.

2.8 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter les diverses bases essentielles à la compréhension de cette recherche, soit celles du radar, de la compression d'impulsion, du brouillage, des fonctions d'auto-corrélation et d'ambiguïté. Suite à cela, il est maintenant possible de passer aux chapitres 3 et 4 qui donnent une description détaillée des codes biphasés et polyphasés. Cette analyse est nécessaire pour expliquer la réduction du brouillage radar.

Chapitre 3

Les codes biphasés

3.1 Introduction

Ce chapitre traite des codes biphasés et plus spécialement des codes pseudo-aléatoires à longueur maximale. L'auto-corrélation de ces codes ainsi que l'inter-corrélation entre des codes pseudo-aléatoires de différentes semences, configurations ou fréquences y sont analysées. L'influence du nombre d'échantillons est aussi étudiée. Ce chapitre termine avec une application typique.

3.2 Catégories de codes biphasés

Il existe plusieurs types de codes biphasés: Barker^[9], Delong^[9], pseudo-aléatoire^[10], etc. Le tableau 3.1 donne les valeurs maximales des lobes principal et secondaires de la fonction d'auto-corrélation pour trois types de codes.

Les codes Barker ont la particularité que l'amplitude des lobes secondaires ne dépassent pas l'unité tandis que celle du lobe principal est égale au nombre de segments. Cependant, la longueur maximale se limite à 13 segments. Les codes Delong ont aussi de faibles lobes secondaires mais seulement quatre codes connus ont des longueurs inférieures à 256 segments.

Les codes pseudo-aléatoires ont la possibilité de générer une multitude de séquences maximales qui possèdent de faibles lobes secondaires. Elles sont communément appelées séquences de registre à décalage binaire à longueur maximale, m -séquences ou séquences pseudo-aléatoires. Les valeurs du tableau 3.1 sont les minimums parmi ces m -séquences.

Tableau 3.1 Auto-corrélation des codes biphasés (valeurs maximales des lobes).

| Code | | Valeurs maximales des lobes | | |
|------------------|----------|-----------------------------|-------------|---------|
| | | Principal | Secondaires | |
| Type | Longueur | Linéaire | Linéaire | Décibel |
| Barker | 7 | 7 | 1 | -16.9 |
| | 11 | 11 | 1 | -20.8 |
| | 13 | 13 | 1 | -22.3 |
| Delong | 31 | 31 | 3 | -20.3 |
| | 45 | 45 | 5 | -19.1 |
| | 85 | 85 | 7 | -21.7 |
| | 99 | 99 | 9 | -20.8 |
| Pseudo-aléatoire | 7 | 7 | 1 | -16.9 |
| | 15 | 15 | 3 | -14.0 |
| | 31 | 31 | 4 | -17.8 |
| | 63 | 63 | 6 | -20.4 |
| | 127 | 127 | 8 | -24.0 |
| | 255 | 255 | 13 | -25.9 |

Il existe d'autres types de codes biphasés tels les codes complémentaires⁽¹¹⁾ qui, lorsque transmis dans certaines conditions, possèdent des lobes secondaires nuls. Seuls les codes pseudo-aléatoires seront étudiés dans cette thèse parce qu'ils offrent une multitude de séquences pour contrer le brouillage, mêmes si leurs lobes secondaires sont plus élevés.

3.3 Génération des codes pseudo-aléatoires

Les codes pseudo-aléatoires peuvent être générés avec un registre à décalage à plusieurs étages, comme indiqué à la figure 3.1, dont un nombre pair de ceux-ci (incluant toujours le dernier) sont branchés ou raccordés à un additionneur modulo-2. La sortie de cet additionneur sert à alimenter le premier étage du registre à décalage, tandis que la séquence

est recueillie à la sortie du dernier étage. Une telle séquence est périodique, et est appelée m-séquence lorsque la période est maximale et est égale à $2^N - 1$, où N est le nombre d'étages. Ces séquences binaires sont utilisées pour moduler discrètement la phase des formes d'ondes émises. La figure 3.2 illustre la composante "I" d'une forme d'onde biphasse typique à l'entrée du corrélateur. Les principales propriétés des codes pseudo-aléatoires sont données à l'annexe.

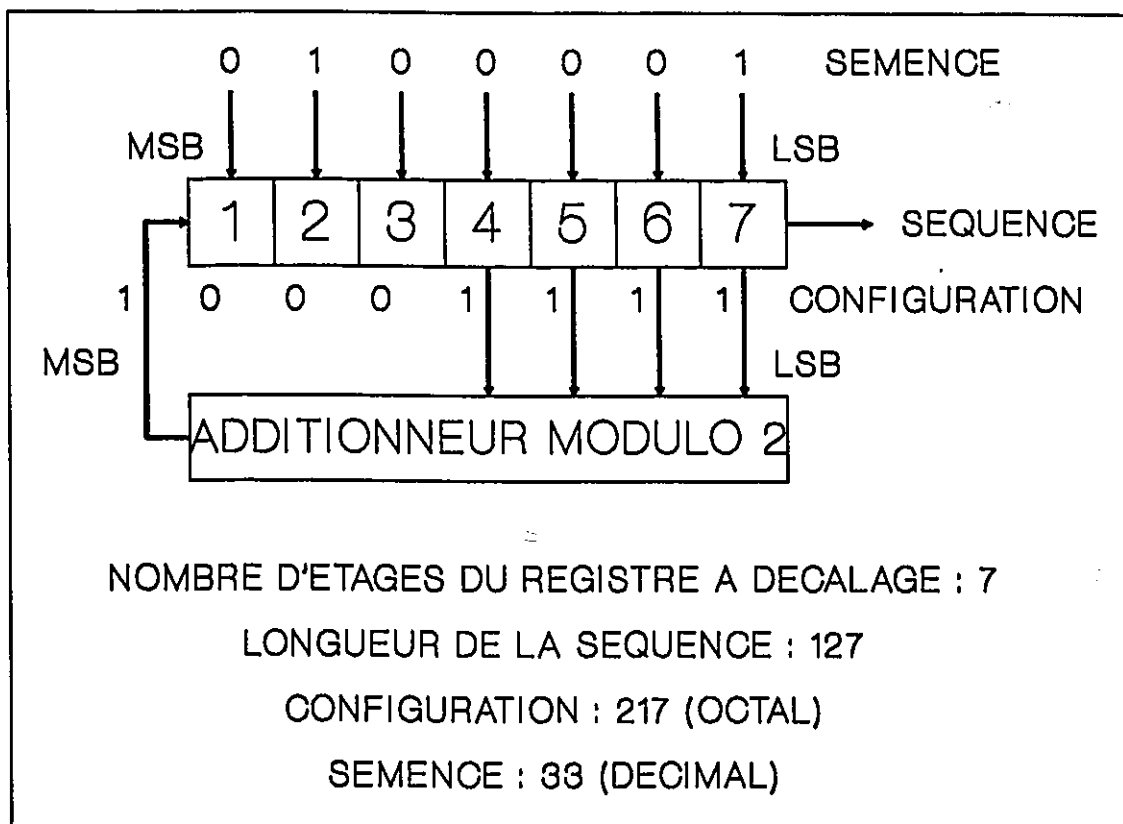


Figure 3.1 Générateur de séquences pseudo-aléatoires.

Pour garder la même notation que Nathanson⁽²⁵⁾, le raccordement du dernier étage du registre à décalage à l'additionneur est le bit le moins significatif (LSB), et le raccordement de la sortie de l'additionneur modulo-2 à l'entrée du registre à décalage est le bit le plus significatif (MSB).

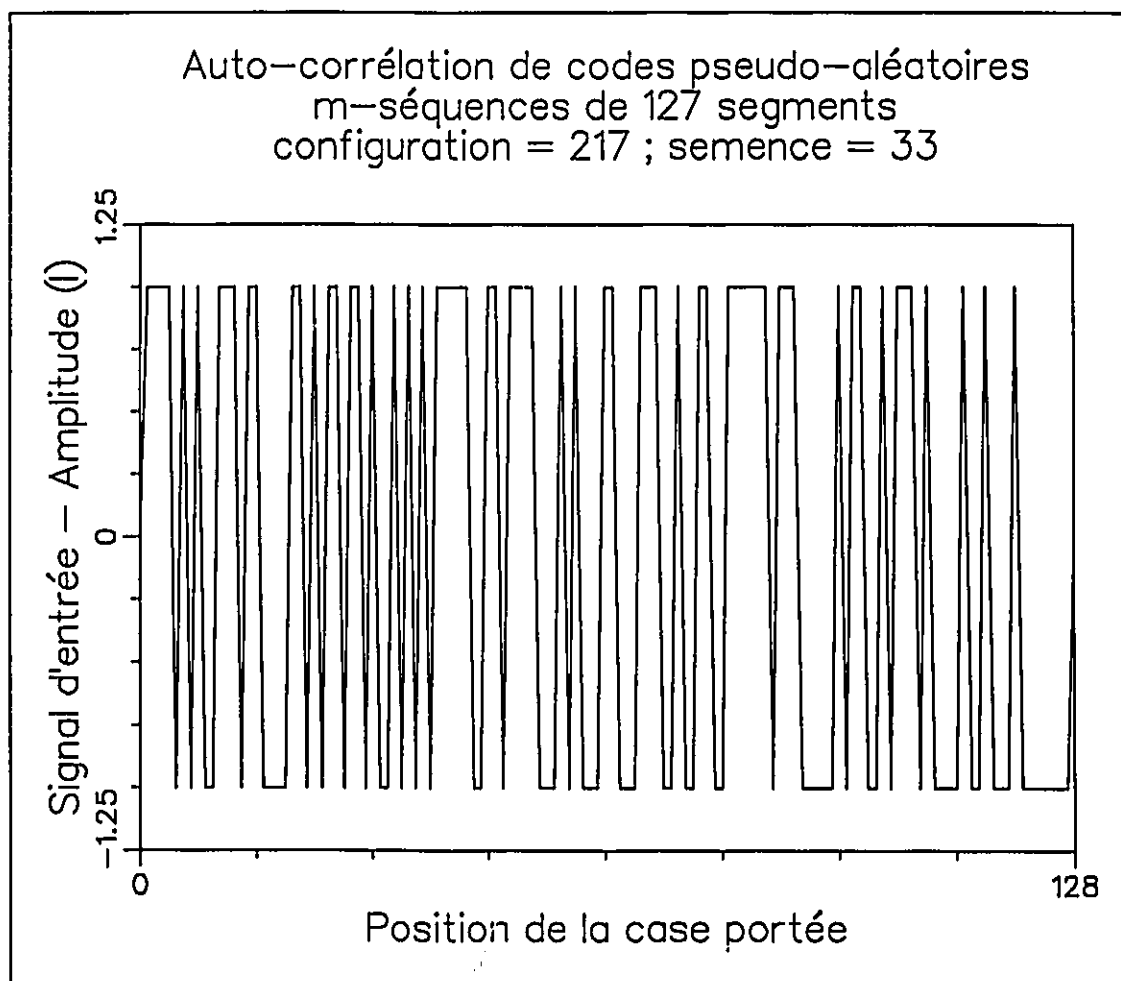


Figure 3.2 Forme d'onde typique d'une m-séquence.

L'ensemble des raccordements forme la configuration du code et est représenté en octal. Le dernier étage doit être branché à l'additionneur car c'est celui-ci qui détermine le nombre d'étages. Le nombre de raccordements doit être pair, car un nombre impair produira continuellement des "1" s'il n'y a que des "1" dans les étages du registre à décalage. La période maximale de la séquence dans de telles configurations n'est que $2^N - 2$ et n'est donc pas celle de m-séquences. Le nombre de configurations $\phi(2^N - 1)$ qui permettent de produire des m-séquences avec un registre à décalage de N étages est^[25]: Les nombres P_i forment l'ensemble des nombres premiers qui composent le nombre N . La semence est entrée initialement

$$\phi(2^N-1) = \begin{cases} \frac{(2^N-2)}{N}; 2^N-1 = \text{nombre premier} \\ \frac{(2^N-1)}{N} \cdot \frac{(P_1-1)}{P_1} \cdot \frac{(P_2-1)}{P_2} \dots; 2^N-1 \neq \text{nombre premier} \\ \quad ; P_i = \text{nombre premier} \end{cases}$$

dans le registre à décalage de façon à ce que le bit le moins significatif (LSB) de la semence soit dans le dernier étage du registre à décalage. La semence détermine le point de départ de la séquence. Il y a 2^N-1 semences différentes pour une configuration donnée, chacune correspondant à un point de départ différent dans la période de la séquence. La semence est représentée en décimal.

3.4 Auto-corrélation des m-séquences

Le tableau 3.2 donne les valeurs absolues, et décibels entre parenthèses, des minimums et maximums du lobe secondaire dominant de la fonction d'auto-corrélation pour l'ensemble des m-séquences d'une longueur donnée. Il donne également le nombre total de configurations qui permettent d'obtenir des m-séquences. Ce nombre comprend aussi les configurations miroirs dont l'ordre des raccordements est renversé.

Ce tableau donne également le nombre total de m-séquences et le nombre de bonnes m-séquences. Une bonne m-séquence est une m-séquence dont le lobe secondaire dominant est égal au minimum. Une même configuration peut avoir plus d'une de ces bonnes séquences parmi les 2^N-1 m-séquences disponibles. Pour les codes de 63 segments et moins, toutes les configurations de même longueur ont la même valeur minimale du lobe secondaire dominant, tandis qu'il existe plusieurs valeurs minimales différentes pour les codes de 127 et de 255 segments.

Tableau 3.2 Auto-corrélation des codes pseudo-aléatoires (m-séquences).

| Longueur du code | Nombre total de configurations | Nombre total de m-séquences | Nombre de bonnes m-séquences | Lobe secondaire dominant | |
|------------------|--------------------------------|-----------------------------|------------------------------|--------------------------|---------------|
| | | | | Minimum (dB) | Maximum (dB) |
| 15 | 2 | 30 | 14 | 3 (-14.0) | 5 (-9.5) |
| 31 | 6 | 186 | 34 | 4 (-17.8) | 7 (-12.9) |
| 63 | 6 | 378 | 52 | 6 (-20.4) | 11 (-15.2) |
| 127 | 18 | 2286 | 2 à 8 34 à 9 268 à 10 | 8 (-24.0) | 16 (-18.0) |
| 255 | 16 | 4080 | 4 à 13 110 à 14 | 13 (-25.6) | 22 (-21.3) |

La figure 3.3 donne la fonction d'auto-corrélation et le diagramme d'ambiguïté numérique typiques d'une m-séquence de 127 segments. L'amplitude relative des lobes secondaires dominants des m-séquences varie autour de $1/\sqrt{N}$ ⁽³⁾.

L'enveloppe spectrale d'une impulsion radar codée avec une séquence binaire ressemble à une fonction sinc comme celle représentée à la figure 3.4. La largeur du lobe principal est égale à $2N/T$, et celle des lobes secondaires à N/T , où N est le nombre de segments, et T la durée de l'impulsion non comprimée. Le spectre global est la superposition des spectres de chaque segment. Les raies spectrales sont causées par le changement de la phase et le délai entre les segments.

Si la compression d'impulsion était effectuée analogiquement, le diagramme d'ambiguïté analogique aurait aux fréquences multiples de N/T une réponse semblable mais inférieure à celle obtenue à la fréquence zéro. Puisque le spectre du signal à la sortie du récepteur est limité en

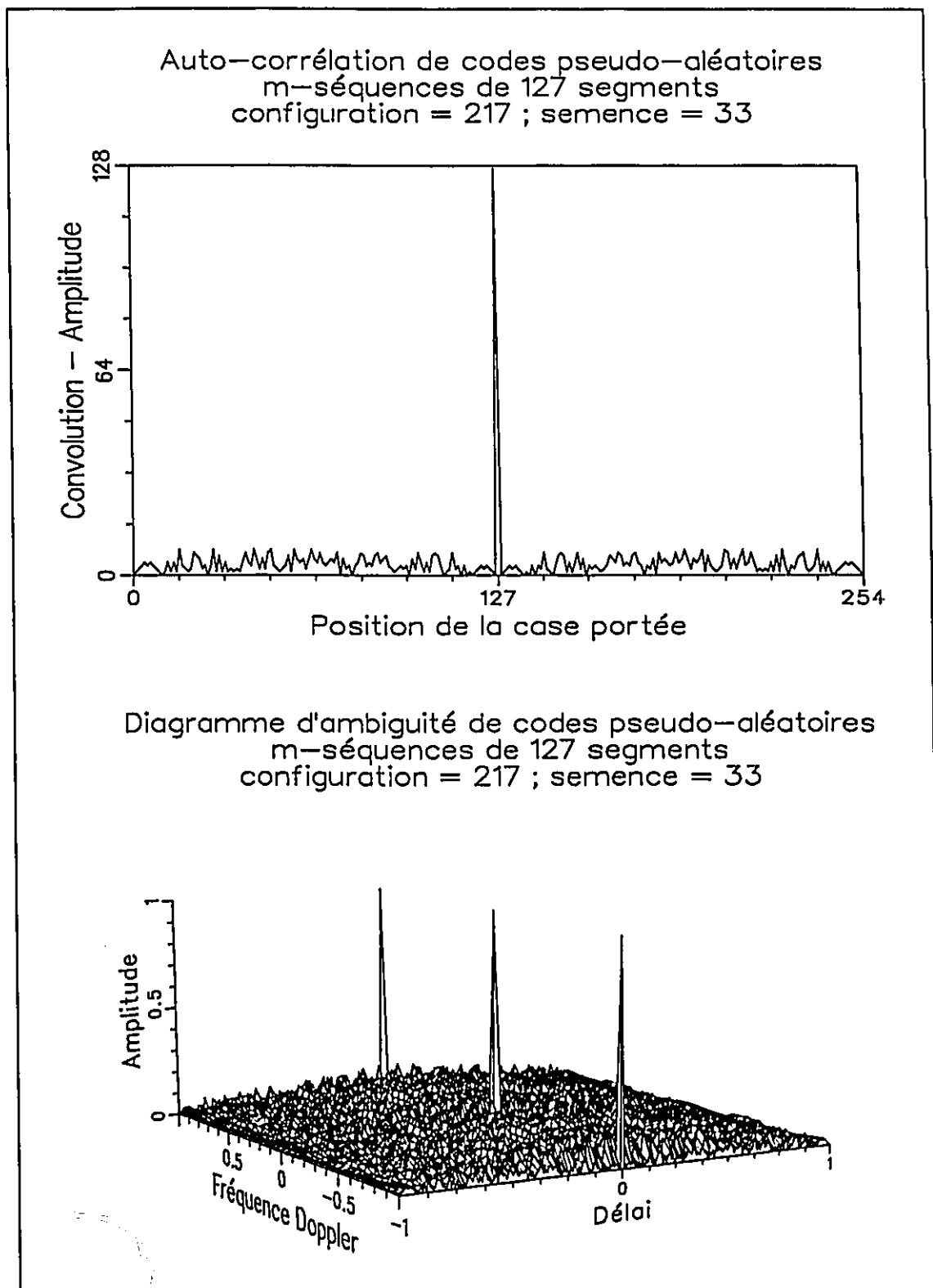


Figure 3.3 Fonction d'auto-corrélation (haut) et diagramme d'ambiguité (bas) d'une m-séquence.

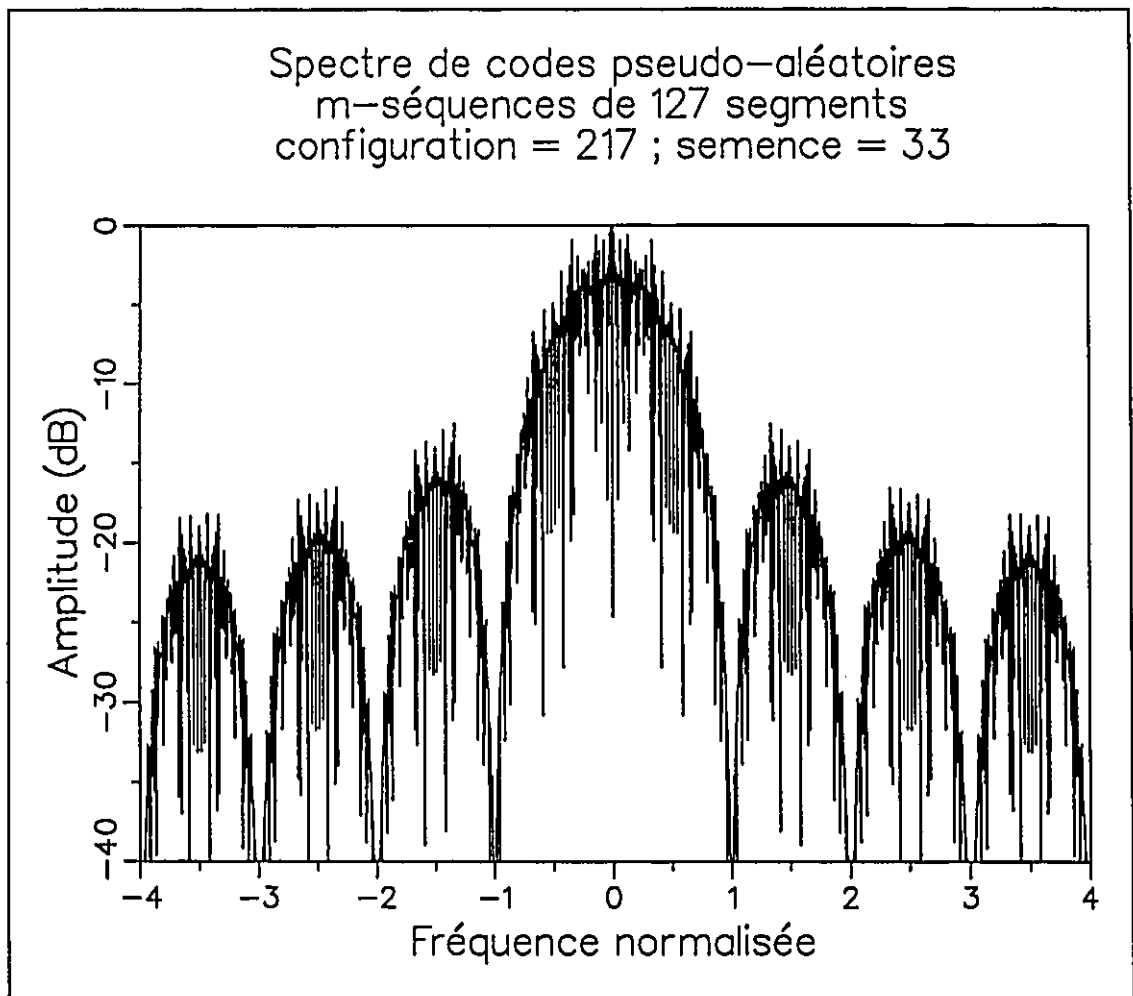


Figure 3.4 Amplitude spectrale d'une bonne m-séquence.

fréquence par le récepteur, le diagramme d'ambiguïté résultant sera également limité en fréquence si les deux spectres (celui du signal à la sortie du récepteur et celui du compresseur) sont limités.

Une fois le signal échantillonné, les spectres et le diagramme d'ambiguïté sont répétés à tous les multiples de la fréquence d'échantillonnage. Lorsqu'il y a qu'un seul échantillon par segment, le diagramme d'ambiguïté numérique, comme celui de la figure 3.3, est formé d'une bande ou d'un plateau surmonté d'une série de pointes centrées aux multiples de N/T . Dans le domaine du temps, la largeur d'une pointe

entre deux creux est de $2T/N$, leur largeur à demi-amplitude est de T/N et leur largeur à demi-puissance, à $0.6T/N$. Dans le domaine des fréquences, la largeur de la pointe entre deux nuls est $2/T$, la largeur à demi-amplitude est $1.2/T$ et sa largeur à demi-puissance est $0.8845/T$. Le plateau s'étend de $-T$ à $+T$ dans le domaine du temps, et dans le domaine des fréquences, d'une période de $-N/2T$ à $+N/2T$ se répétant à tous les multiples de la fréquence d'échantillonnage. La hauteur moyenne relative du plateau d'après la restriction du volume constant est égale à $1/\sqrt{2N}$, mais cette hauteur est largement dépassée par la valeur maximale du plateau.

3.5 Inter-corrélation des m-séquences

Puisqu'une nouvelle séquence peut être employée à chaque impulsion, il est important de connaître les résultats possibles de la convolution entre la présente séquence et la précédente, soit l'inter-corrélation entre les deux séquences. La fonction d'inter-corrélation donne des résultats complètement différents selon que les m-séquences diffèrent d'après leur fréquence, leur semence ou leur configuration. Le tableau 3.3 donne, en valeur absolue et en décibel, les limites de la fonction d'inter-corrélation pour ces trois situations.

3.5.1 M-séquences avec différentes fréquences.

Un changement de la fréquence initiale du signal émis produit le même effet à la sortie du compresseur que si la cible se déplaçait avec une vitesse constante. Pour obtenir le résultat de la fonction d'auto-corrélation, il faut que la séquence du compresseur soit aussi modifiée pour être adaptée à celle émise. Sachant que le diagramme d'ambiguïté a la forme d'une punaise, i.e. un plateau surmonté d'une pointe

Tableau 3.3 Inter-corrélation des codes pseudo-aléatoires (m-séquences) (valeur maximale de la fonction).

| Longueur du code | Fréquences différentes | | Semences différentes | | Configurations différentes | |
|------------------|------------------------|-----------------|----------------------|---------------|----------------------------|---------------|
| | Minimum (dB) | Maximum (dB) | Minimum (dB) | Maximum (dB) | Minimum (dB) | Maximum (dB) |
| 15 | 5.7 (-9.5) | 7.0 (-6.6) | 4 (-11.5) | 5 (-9.5) | 5 (-9.5) | 9 (-4.4) |
| 31 | 8.9 (-10.9) | 12.0 (-8.2) | 6 (-14.3) | 7 (-12.9) | 7 (-12.9) | 15 (-6.3) |
| 63 | 13.6 (-13.3) | 17.4 (-11.2) | 10 (-16.0) | 11 (-15.2) | 11 (-15.2) | 26 (-7.8) |
| 127 | 20.1 (-16.0) | 25.0 (-14.1) | 13 (-19.8) | 16 (-18.0) | 17 (-17.5) | 51 (-7.9) |
| 255 | 30.1 (-18.6) | 38.2 (-16.5) | 19 (-22.6) | 22 (-21.3) | 26 (-19.8) | 100 (-8.1) |

centrale comme montré à la figure 3.3, il est possible d'exploiter cette caractéristique pour contrer l'interférence et ceci en modifiant la fréquence initiale d'une impulsion à l'autre. La largeur de bande du récepteur doit être plus large que celle du signal pour être en mesure de suivre les déplacements du spectre du signal. La valeur maximale de la fonction d'inter-corrélation entre deux m-séquences identiques mais de fréquence initiale différente ne peut pas être plus élevée que la valeur maximale du plateau à condition que les fréquences initiales ne diffèrent pas d'un multiple de la fréquence d'échantillonnage. Le tableau 3.3 donne les meilleures et pires valeurs maximales du plateau pour toutes les m-séquences de même longueur.

Les valeurs centrales de la fonction d'ambiguïté le long de l'axe des fréquences sont reliées par une fonction sinc,

$$X(0, f_d) = T \cdot \frac{\sin(\pi f_d T)}{\pi f_d T}$$

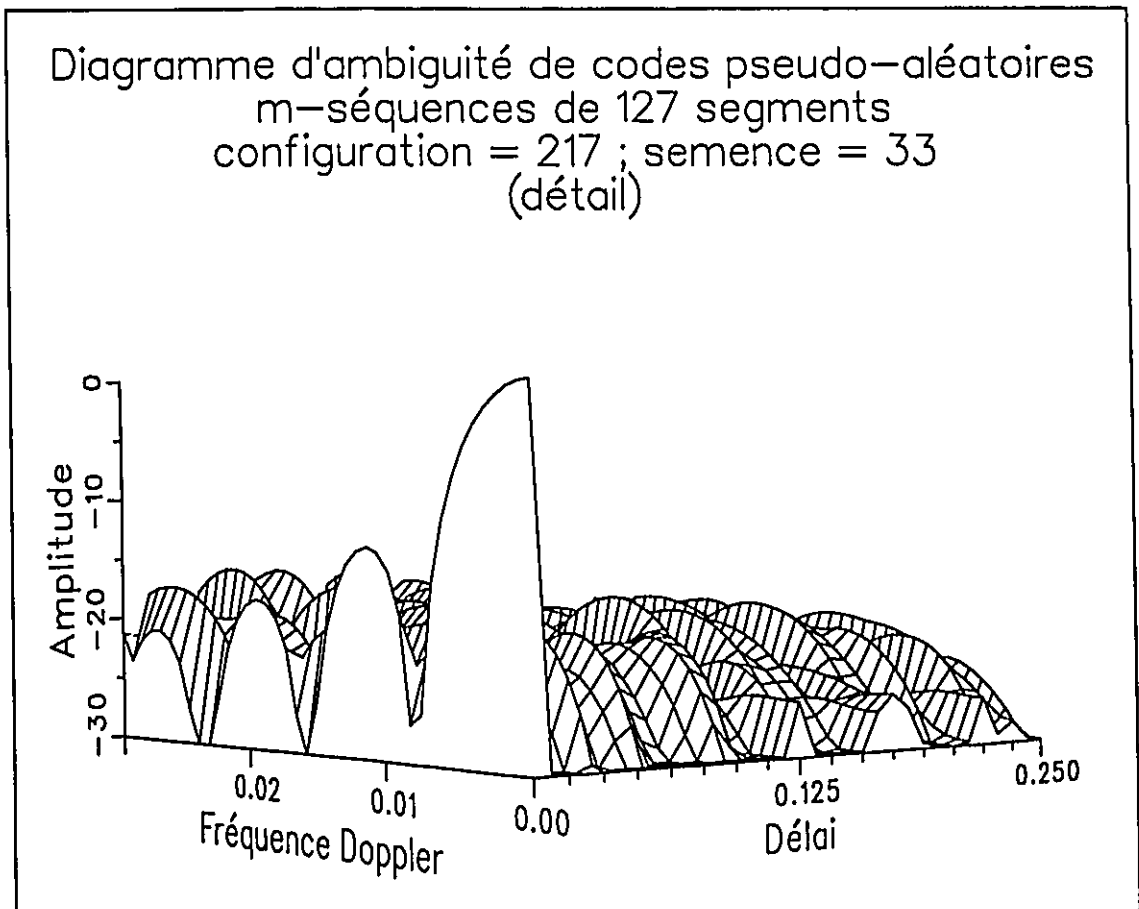


Figure 3.5 Diagramme d'ambiguïté détaillé d'un code biphasé.

dont la hauteur des premiers lobes secondaires est respectivement égale à -13.3 dB, -17.8 dB, -20.8 dB, (etc). Il se peut que la hauteur maximale du plateau soit inférieure à celle de ces lobes (figure 3.5). Cela se produit pour les codes ayant plus de 63 segments. Pour éviter que l'intercorrélation entre deux codes consécutifs produise une réponse plus élevée que le maximum du plateau, la variation de la fréquence initiale entre les impulsions transmises devra être supérieure à $2/T$ pour les codes de 63 segments et moins, et supérieure à $4/T$ pour les codes ayant plus de 63 segments.

3.5.2 M-séquences avec différentes semences.

Les m-séquences provenant de la même configuration ont le même cycle sauf que chaque séquence débute à un point différent du cycle. Donc entre deux m-séquences quelconques, il y a deux groupes de segments consécutifs identiques, l'un deux ayant au moins 2^{N-1} segments, et l'autre, la différence, soit au plus $2^{N-1} - 1$ segments. La fonction d'inter-corrélation (haut de la figure 3.6) possède deux lobes dominants; le principal, d'amplitude supérieure ou égale à 2^{N-1} , et le secondaire, d'amplitude inférieure ou égale à $2^{N-1} - 1$. Chacun des deux lobes correspond à la corrélation parfaite entre les mêmes groupes de segments. La somme des amplitudes des lobes dominants doit toujours être égale à $2^N - 1$. L'amplitude du lobe dominant dépend de sa position, et est égale à $2^N - 1 - k$ lorsqu'il est situé à k cases du centre de la fonction d'inter-corrélation. Si le lobe dominant s'éloigne au-delà de $2^{N-1} - 1$ cases du centre, il devient secondaire, et le lobe secondaire devient le lobe dominant. Il y a donc toujours un lobe supérieur ou égal à 2^{N-1} .

Si la position de la cible demeure dans la même cellule de distance (ou case portée), les lobes dominants des auto-corrélations sont toujours au même endroit, tandis que ceux des inter-corrélations ne le sont pas nécessairement. Il ne reste qu'à choisir les différentes semences de façon à ce que les lobes dominants des inter-corrélations ne soient pas situés au centre mais dispersés autour. Le tableau 3.3 donne, parmi toutes les configurations d'une même longueur, le minimum et le maximum des valeurs maximales des fonctions d'inter-corrélation, excluant les deux lobes dominants, entre une semence donnée et toutes les autres semences de la même configuration.

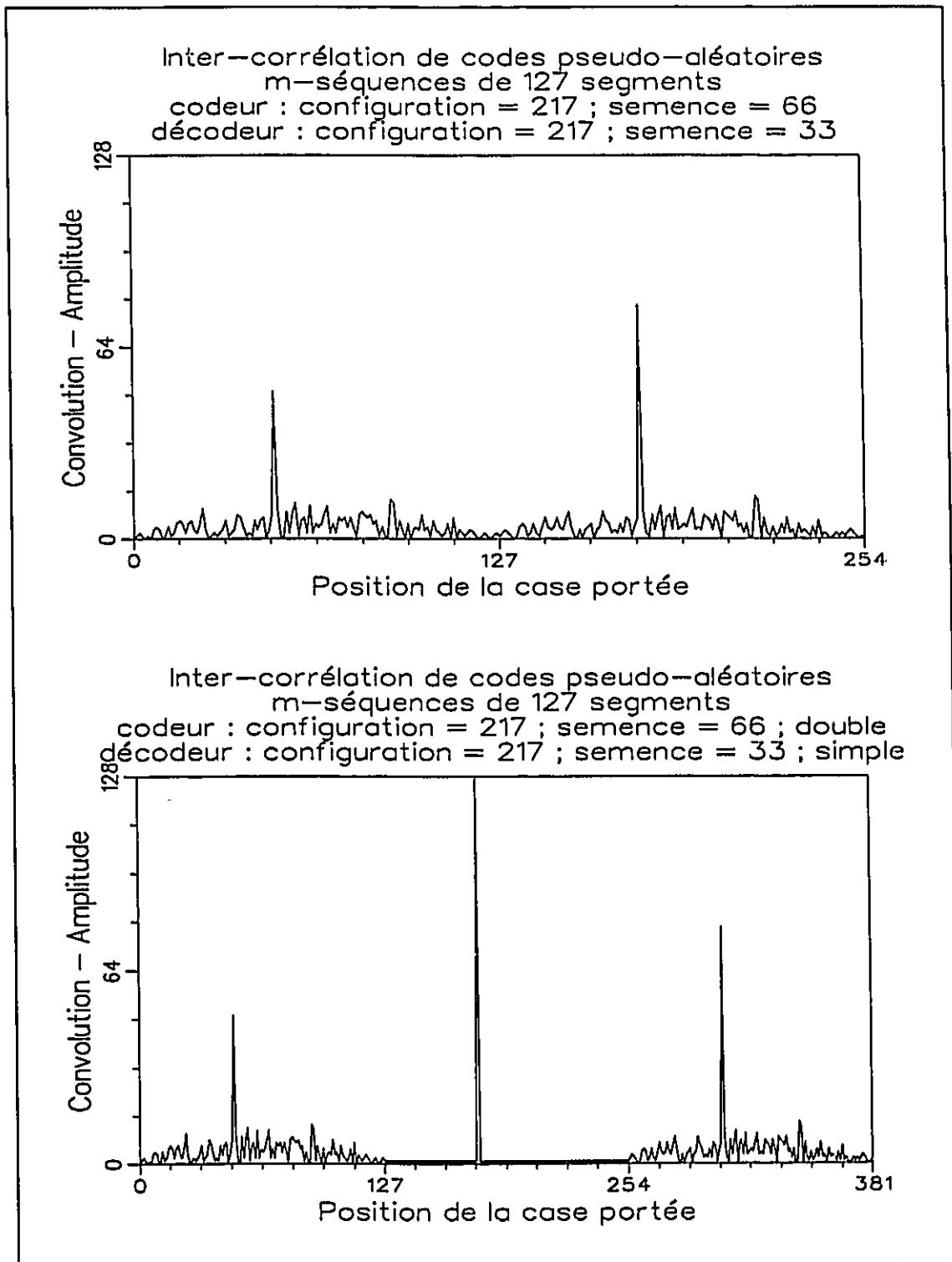


Figure 3.6 Fonction d'inter-corrélation entre m-séquences simples (haut) ou entre m-séquences simple et double (bas) de la même configuration.

Il y a des situations où la fonction d'inter-corrélation possède la même valeur maximale que la fonction d'auto-corrélation, i.e. qu'elle est égale au nombre de segments dans le code, comme montré à la figure 3.6 (bas). C'est le cas lorsque le filtre adapté à une m-séquence, décode une autre m-séquence de la même configuration qui est répétée deux fois. Puisqu'il s'agit de m-séquences provenant de la même configuration, la m-séquence se retrouve au complet à un point particulier de la m-séquence double. Si la nouvelle fonction d'inter-corrélation est divisée en trois parties de même durée, la première et la dernière parties correspondront à la fonction d'inter-corrélation pour séquence simple, tandis que la partie centrale correspondra à la fonction d'auto-corrélation périodique. Celle-ci est caractérisée par des valeurs unitaires partout sauf au point où les séquences coïncident (5^e propriété des codes pseudo-aléatoires à l'annexe). Comme pour les fonctions d'inter-corrélation de séquences simples, les lobes dominants ne sont pas nécessairement situés au centre de la fonction d'auto-corrélation.

3.5.3 M-séquences avec différentes configurations.

La fonction d'inter-corrélation (figure 3.7) entre deux m-séquences provenant de deux configurations différentes ou de deux configurations miroirs n'est pas facilement analysable, ses limites étant difficilement prévisibles. Le tableau 3.3 donne les limites inférieure et supérieure de la valeur maximale de la fonction d'inter-corrélation entre deux m-séquences de configuration différente lorsque la fréquence Doppler est nulle. Même si la limite supérieure est très élevée, la moyenne des valeurs pour le pic principal est beaucoup plus près de la limite inférieure que de la limite supérieure. Comparé au tableau 3.2, la limite inférieure du maximum de cette fonction d'inter-corrélation est supérieure ou égale au maximum des lobes secondaires dominants de l'auto-corrélation.

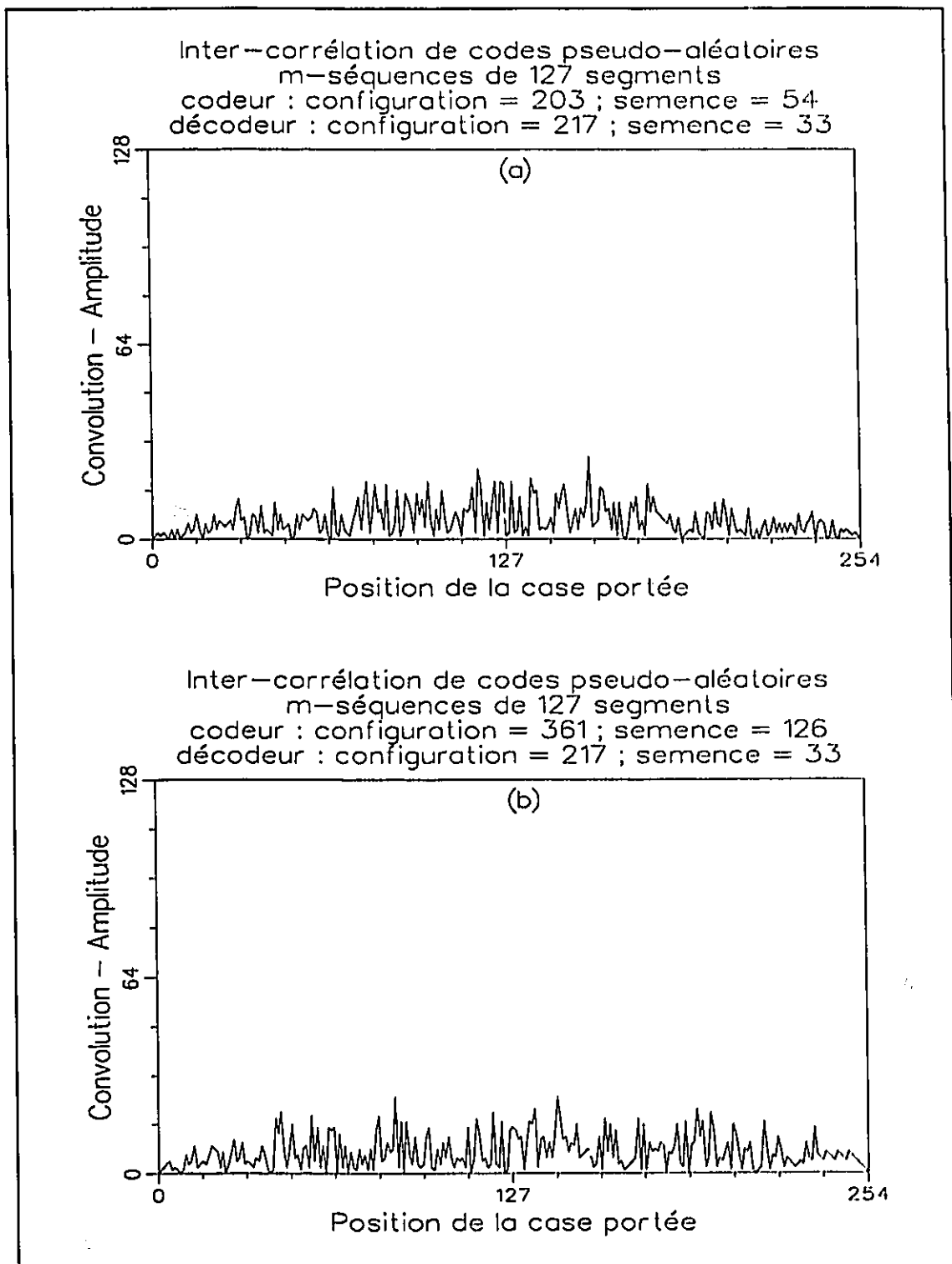


Figure 3.7 Fonctions d'inter-corrélation entre deux m-séquences provenant de différentes configurations (a) ou de configurations miroirs (b).

3.6 Influence de l'échantillonnage

Le nombre d'échantillons par segments peut influencer les fonctions d'auto-corrélation et d'ambiguïté des codes biphasés. L'amplitude de ces fonctions est proportionnelle au nombre de coefficients utilisés par le filtre du compresseur, à moins de la normaliser par rapport au nombre total de coefficients utilisés. Leur durée ne dépend que de la longueur de l'impulsion non-comprimée et est indépendante du nombre d'échantillons. La longueur de l'impulsion comprimée ou la largeur temporelle de la pointe du diagramme d'ambiguïté est égale à la longueur de l'impulsion non-comprimée divisée par le rapport de compression ou le nombre de segments du code. La largeur de la pointe dans le domaine des fréquences est inversement proportionnelle à la longueur de l'impulsion non-comprimée et est donc indépendant du nombre d'échantillons par segment.

Lorsqu'il y a un seul échantillon par segment, le diagramme d'ambiguïté composé d'une punaise centrée à la fréquence nulle est périodique dans le domaine des fréquences à raison de l'inverse de la durée d'un segment, définissant ainsi la fréquence de segmentation, ce qui correspond dans ce cas à la fréquence d'échantillonnage. S'il existe plus d'un échantillon par segment, il y aura autant de sous-diagrammes ou de punaises, tel que montré à la figure 3.8, qu'il y a d'échantillons par segment à cause des lobes secondaires du spectre analogique (figure 3.4). La largeur de chaque sous-diagramme reste égale à la fréquence de segmentation, mais la période du diagramme au complet augmente pour demeurer égale à la fréquence d'échantillonnage.

Le sous-diagramme principal, celui qui est centré à tous les multiples de la fréquence d'échantillonnage, a générale-

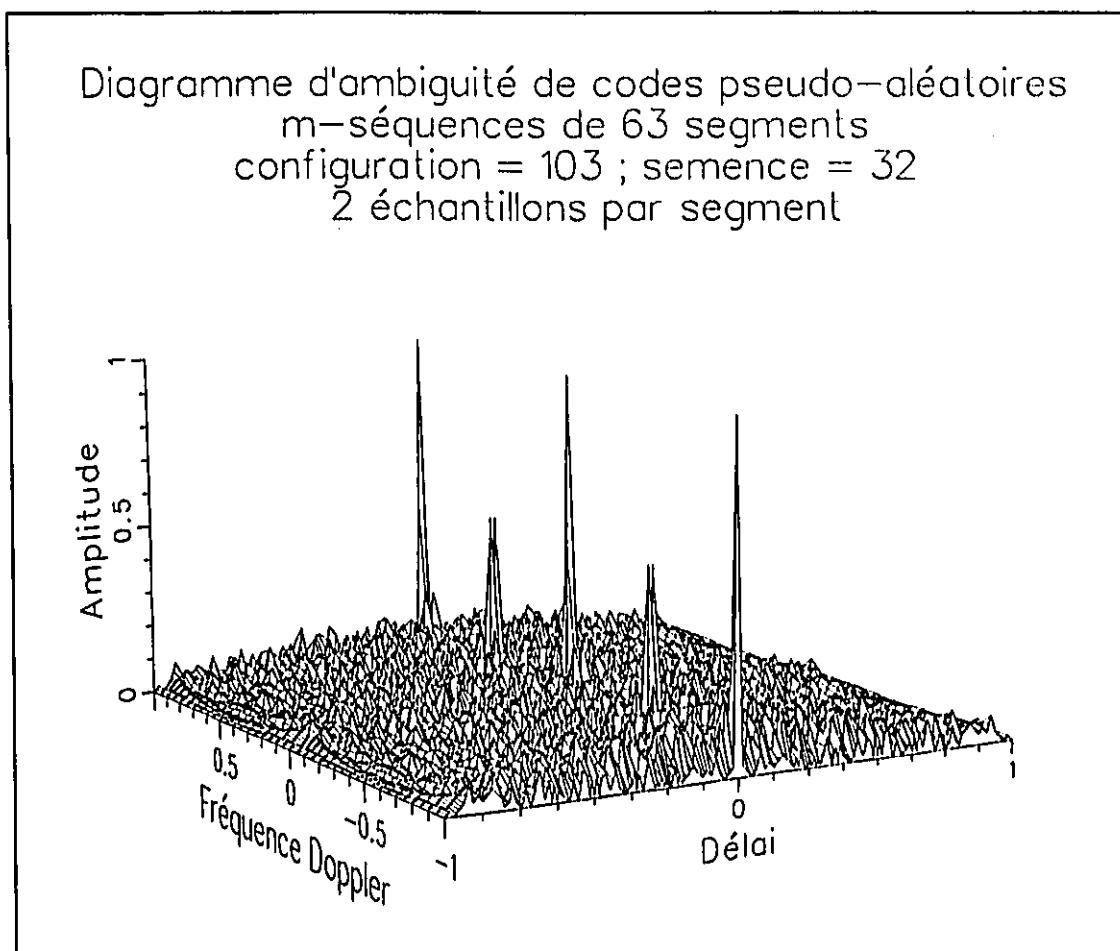


Figure 3.8 Diagramme d'ambiguïté d'une m-séquence lorsque deux échantillons sont utilisés par segment.

ment une amplitude plus élevée que les autres sous-diagrammes, mais dans aucun cas l'amplitude ne peut pas être proportionnellement supérieure à celle du diagramme simple lequel correspond à un seul échantillon par segment. Ceci est dû au fait que les valeurs de la fonction d'ambiguïté changent linéairement entre les segments, et qu'en présence de Doppler, tous les échantillons d'un segment sont déphasés vectoriellement, résultant ainsi en une diminution de l'amplitude, sauf aux multiples de la fréquence d'échantillonnage où le déphasage résultant est nul. Les valeurs centrales de la fonction d'ambiguïté demeurent quant même nulles aux multiples de la fréquence de segmentation, sauf toujours aux multiples de la

fréquence d'échantillonnage où elles égalent le nombre d'impulsions utilisés par le compresseur. Bref, si seul le principal sous-diagramme d'ambiguïté est utilisé, le nombre d'échantillons par segment affecte peu les dimensions de la pointe et l'amplitude du plateau du diagramme d'ambiguïté.

Les résultats des fonctions d'inter-corrélation du tableau 3.3 peuvent aussi s'appliquer lorsque les segments ont plus d'un échantillon, à condition de multiplier l'amplitude par le nombre d'échantillons utilisés. De même, les fréquences initiales des différents codes devront se limiter au sous-diagramme d'ambiguïté principal. Il est à noter que les résultats des fonctions d'inter-corrélation de m-séquences avec différentes semences ou configurations s'appliquent seulement lorsqu'il n'y a aucune vitesse Doppler. Les résultats peuvent aussi varier considérablement si le filtre du compresseur ne possède pas la même fréquence que le signal reçu. À moins d'utiliser un filtre Doppler, ces techniques ne devront être utilisées que lorsque la vitesse prédite de la cible est constante.

Le compresseur peut ne pas utiliser tous les échantillons disponibles d'un segment mais, afin de maximiser le rapport signal sur bruit, il est plus avantageux que le décodeur utilise tous les échantillons disponibles sinon les signaux ne seront plus adaptés comme tel. En plus, l'utilisation de plus d'un échantillon par segment permet d'éviter qu'un seul échantillon arrive lors d'une transition, et de réduire le repliement du spectre du signal échantillonné.

3.7 Applications

Les codes biphasés peuvent être utilisés pour la surveillance des cibles mobiles en autant que leur vitesse Doppler ne dégrade pas trop le gain entre le lobe principal et les lobes

secondaires. Généralement les codes biphasés sont surtout utilisés pour la poursuite des cibles, car connaissant la vitesse de la cible, il est possible, en modifiant les coefficients du filtre du compresseur, de le centrer sur la fréquence Doppler et ainsi d'obtenir une meilleure détection. En outre, plus le code est long, plus il est sélectif et plus il rejette les autres vitesses.

Un radar opérant dans la bande S avec des fréquences agiles situées entre 2.7 et 3.2 GHz servira de modèle. La largeur de bande à 3 dB du faisceau de l'antenne est de 1.5° , et sa vitesse de rotation, de 10 ou 20 r/min. La fréquence de répétition est variable et se situe autour de 600 Hz. La vitesse maximale permise pour notre exemple est 1200 m/s ce qui correspond à une fréquence Doppler de 24 kHz. La fréquence d'échantillonnage est de 5 MHz ou de 10 MHz, à raison d'un échantillon par segment. La durée de chaque segment et de l'impulsion comprimée est de 200 ns ou 100 ns. Le nombre de segments permet de varier la valeur relative des lobes secondaires et la largeur de la pointe du diagramme d'ambiguïté dans le domaine des fréquences. La largeur à demi-puissance de cette pointe est supérieure à 24 kHz pour des codes de moins de 18.43 μ s, et la largeur entre deux nuls est supérieure à 24 kHz pour des codes de moins de 41.67 μ s.

Le tableau 3.4 donne pour différentes longueurs du code les limites de l'amplitude des lobes principaux et secondaires dominants et ainsi que la fréquence Doppler à 3 dB et sa vitesse correspondante. Ces résultats ont été calculés avec les conditions énumérées ci-haut. Il est à remarquer que des codes biphasés de 127 segments de 200 ns peuvent être utilisés pour détecter des cibles allant jusqu'à plus de 870 m/s. La valeur minimale du lobe principal de l'auto-corrélation du code de 255 segments de 200 ns est déclarée nulle parce que la fréquence Doppler maximale de 24 kHz est située au delà du nul

Tableau 3.4 Auto-corrélation des codes pseudo-aléatoires (m-séquences) (Radar de bande S de 3GHz; vitesse Doppler maximale de 1200 m/s).

| Longueur du code | Fréquence et vitesse Doppler à 3 dB | Lobe principal | | Lobe secondaire | |
|--|-------------------------------------|----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| | | Maximum (dB) | Minimum (dB) | Minimum (dB) | Maximum (dB) |
| Période d'échantillonnage et impulsion comprimée de 200 ns | | | | | |
| 15 | 147 kHz 7370 m/s | 15 (-0.00) | 14.9 (-0.07) | 3 (-14.0) | 5.00 (-9.54) |
| 31 | 71.3 kHz 3566 m/s | 31 (-0.00) | 29.9 (-0.32) | 4 (-17.8) | 7.00 (-12.9) |
| 63 | 35.1 kHz 1755 m/s | 63 (-0.00) | 53.9 (-1.35) | 6 (-20.4) | 11.0 (-15.2) |
| 127 | 17.4 kHz 871 m/s | 127 (-0.00) | 62.4 (-6.17) | 8 (-24.0) | 21.4 (-15.5) |
| 255 | 8.67 kHz 434 m/s | 255 (-0.00) | 0.0 (-----) | 13 (-25.9) | 30.9 (-18.3) |
| Période d'échantillonnage et impulsion comprimée de 100 ns | | | | | |
| 15 | 295 kHz 14740 m/s | 15 (-0.00) | 15.0 (-0.02) | 3 (-14.0) | 5.00 (-9.54) |
| 31 | 143 kHz 7132 m/s | 31 (-0.00) | 30.7 (-0.08) | 4 (-17.8) | 7.00 (-12.9) |
| 63 | 70.2 kHz 3509 m/s | 63 (-0.00) | 60.7 (-0.33) | 6 (-20.4) | 11.0 (-15.2) |
| 127 | 34.8 kHz 1741 m/s | 127 (-0.00) | 108. (-1.37) | 8 (-24.0) | 16.0 (-18.0) |
| 255 | 17.3 kHz 867 m/s | 255 (-0.00) | 125. (-6.23) | 13 (-25.9) | 29.5 (-18.7) |

à 19.6 kHz. Un autre fait intéressant, résultant de la comparaison des tableaux 3.3 et 3.4, est que les lobes secondaires restent faibles pour des fréquences Doppler inférieures à la fréquence à demi-puissance.

3.8 Conclusion

Ce chapitre a permis d'étudier les caractéristiques des codes pseudo-aléatoires. Ils ont été choisis parce qu'ils sont plus nombreux que les autres codes biphasés considérés. Parmi ces codes pseudo-aléatoires, les m -séquences ont les lobes secondaires de la fonction d'auto-corrélation les plus bas.

Ce chapitre donne également les résultats de l'inter-corrélation entre des m -séquences différentes. Même si l'inter-corrélation entre deux m -séquences de semences différentes possède deux lobes secondaires dominants, le niveau des autres lobes est plus faible que ceux correspondants à des fréquences ou à des configurations différentes.

Nous avons également examiné le diagramme d'ambiguïté des codes biphasés et analysé l'influence de l'échantillonnage sur celui-ci. Malgré un diagramme d'ambiguïté en forme de punaise, les codes pseudo-aléatoires peuvent, dans certaines conditions, être utilisés pour détecter des cibles mobiles.

Chapitre 4

Les codes polyphases

4.1 Introduction

Ce chapitre présente les divers codes polyphases pouvant être obtenus des signaux modulés en fréquence, et plus spécifiquement les codes dérivés du signal chirp. Nous y décrivons les fonctions d'ambiguïté et d'inter-ambiguïté analogiques et de leurs homologues numériques.

4.2 Catégories de codes polyphases

Les codes polyphases peuvent être obtenus en échantillonnant la phase d'un signal continu modulé en fréquence. La figure 4.1 montre cinq catégories de modulation en fréquence. Il y a la modulation linéaire en rampe communément appelé chirp, la modulation discrète en escalier ou step-chirp, la modulation linéaire en "V" ou v-chirp, la modulation non linéaire de type Taylor, et les codes de Costas où les fréquences discrètes sont choisies selon un code particulier et non selon un ordre régulier comme pour le step-chirp.

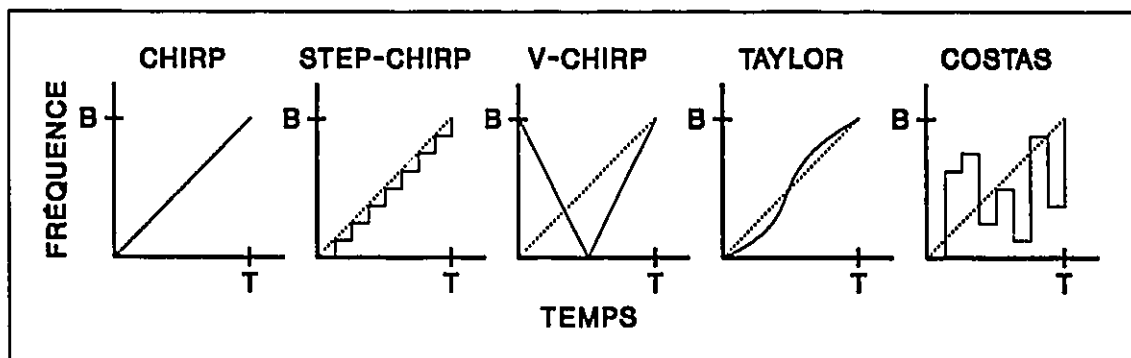


Figure 4.1 Diverses catégories de signaux modulés en fréquence.

Ces signaux de durée T ont presque tous un spectre de largeur égale à B . Les impulsions comprimées correspondantes ont une durée τ approximativement égale à $1/B$, produisant ainsi un rapport de compression de $B \cdot T$. Généralement le nombre d'échantillons est égal au rapport de compression afin d'obtenir une impulsion comprimée de même durée que la période d'échantillonnage. Le nombre de fréquences discrètes des signaux step-chirp et de Costas est habituellement égal à la racine carré du rapport de compression pour éviter que le spectre du segment associé à chaque fréquence discrète ne se superpose aux autres.

Le diagramme d'ambiguïté des codes polyphases chirp, step-chirp et Taylor ont la forme d'une lame de couteau tandis que celui des codes de Costas est similaire à celui des codes biphasés et a la forme d'une punaise. Le diagramme d'ambiguïté des codes polyphases v-chirp ressemble à deux couteaux placés en "X" surmonté d'une pointe centrale. Le tableau 4.1 donne le niveau moyen des lobes secondaires de certains codes polyphases.

Tableau 4.1 Auto-corrélation des codes polyphases.

| Codes polyphases | Longueur (N) | Lobes secondaires |
|------------------|-------------------------------|-------------------------------|
| Chirp | $N=1, 2, 3, \dots$ | $\sim \frac{\sqrt{2/N}}{\pi}$ |
| Step-Chirp | $N=M^2$ $M=1, 2, 3, \dots$ | $\sim \frac{\sqrt{1/N}}{\pi}$ |
| Costas | $N=M^2$ $M=1, 2, 3, \dots$ | $\sim \sqrt{1/N}$ |

Lors de mes recherches précédentes^[18, 22, 23, 24], j'ai étudié les caractéristiques et la construction de ces codes polypha-

ses en vue de pouvoir les utiliser pour contrer le brouillage radar. Cette thèse traite particulièrement des codes dérivés du signal chirp puisque ce sont ceux qui sont théoriquement les plus faciles à analyser. Il est aussi possible de générer plusieurs codes polyphases chirp en modifiant la fréquence initiale tout en gardant les mêmes propriétés pour la fonction d'auto-corrélation.

4.3 Les codes polyphases chirp

Le code polyphase chirp est obtenu en échantillonnant la phase du signal continu chirp lequel est modulé linéairement en fréquence. Cette séquence peut servir à coder la phase d'un signal polyphase. La figure 4.2 présente un signal continu chirp, le signal discret correspondant et la phase à chaque échantillon. Le premier échantillon ou segment coïncide avec le début du signal continu. Il est possible d'obtenir d'autres codes polyphases en modifiant le nombre d'échantillons, la fréquence initiale ou le rapport de compression. Les deux codes polyphases chirp les plus connus sont les codes P3 et P4⁽⁷⁾. Ces codes ont un nombre d'échantillons égal au rapport de compression et une fréquence initiale respectivement égale à 0 et $-B/2$, B étant la largeur de bande de la modulation du signal.

Le spectre du signal continu chirp, comme celui de la figure 4.3, ressemble à une fenêtre carrée de largeur de bande B . La représentation spectrale du code polyphase chirp peut être obtenue en répétant le spectre du signal continu à tous les multiples de la fréquence d'échantillonnage. La représentation complexe permet d'échantillonner à une fréquence deux fois plus petite que la fréquence de Nyquist, car l'image du spectre pour les fréquences négatives est annulée.

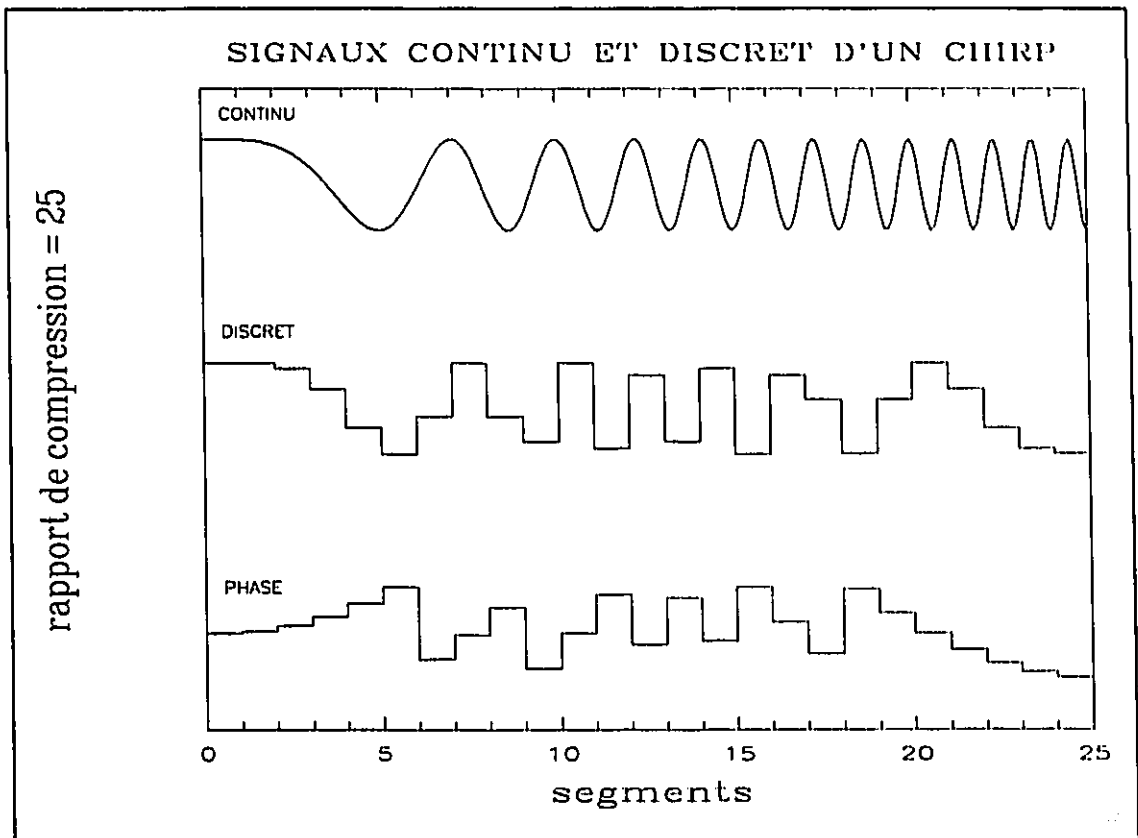


Figure 4.2 Description des signaux continu et discret chirp pour un rapport de compression de 25.

Le but de cette thèse étant d'étudier l'inter-corrélation numérique entre deux séquences polyphasées différentes, il est alors nécessaire de connaître auparavant les fonctions d'auto-corrélation et d'ambiguïté de ces séquences. Ces fonctions étant la convolution du code transmis avec la réponse impulsionnelle du filtre adapté, la convolution linéaire numérique des séquences ressemble à la version échantillonnée de la convolution analogique des signaux continus correspondants. La ressemblance est d'autant plus exacte quand le nombre d'échantillons par segment est élevé pour éviter tout repliement des spectres. Il est donc possible de prévoir le comportement de la fonction d'ambiguïté numérique par une analyse de la fonction d'ambiguïté analogique.

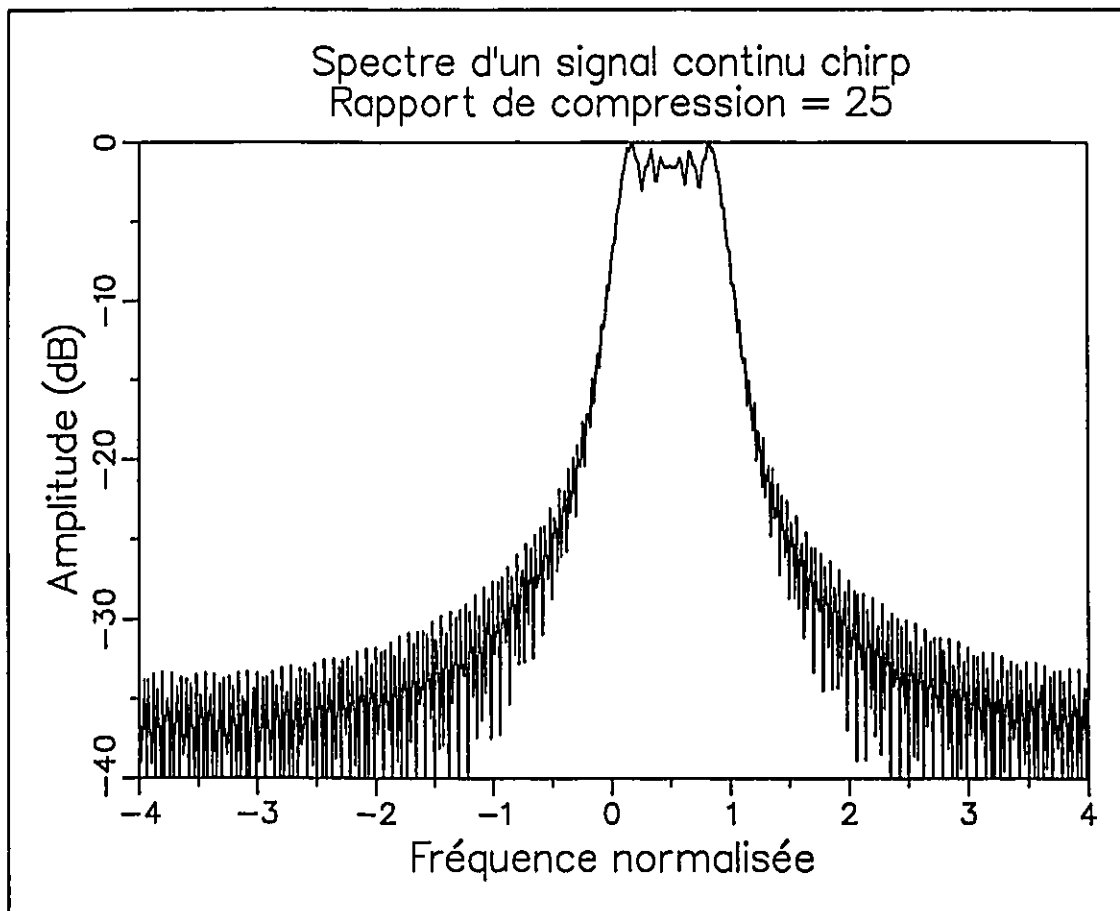


Figure 4.3 Amplitude spectrale typique d'un signal continu chirp.

La séquence numérique dont le premier échantillon ne coïncide pas avec le début du signal continu chirp équivaut à une séquence numérique du signal chirp dont les fréquence et phase initiales ont été modifiées. Comme il sera vu, une modification de la phase initiale ne perturbe pas l'amplitude de la fonction d'ambiguïté, tandis qu'une modification de la fréquence initiale décale le diagramme d'ambiguïté dans le domaine des fréquences.

4.4 Fonction d'ambiguïté des signaux continus chirp.

La réponse à la sortie du compresseur est donnée par ⁽¹⁾:

$$X(T_R, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \cdot u^*(t+T_R) \cdot e^{j\Theta_d(t)} \cdot e^{-j\Theta_m(t+T_R)} dt$$

$$\Theta_d(t) = \theta_d + 2\pi f_d t$$

$$\Theta_m(t) = \theta_m + 2\pi f_m t$$

et est définie comme étant la fonction d'ambiguïté où:

- $u(t)$: représentation complexe du signal émis par le générateur et qui sert en même temps de référence pour le compresseur.
- T_R : délai par rapport au centre de la fonction d'ambiguïté.
- f_d : fréquence Doppler du signal.
- θ_d : déphasage initial du signal.
- f_m : fréquence modifiée du compresseur.
- θ_m : déphasage initial du compresseur.

La fréquence Doppler f_d est égale à deux fois la vitesse radiale de la cible divisée par la longueur d'onde de la porteuse, tandis que θ_d est la différence de phase initiale entre le signal retourné et la fréquence de référence. Ce déphasage varie selon la position de la cible. Les paramètres f_m et θ_m permettent de modifier le filtre du compresseur afin de compenser les effets de f_d et de θ_d . Une valeur positive de T_R correspond à une cible située plus loin que la référence $T_R=0$, tandis qu'une valeur positive de f_d correspond à une cible se rapprochant du radar.

Le signal complexe continu chirp est défini comme suit :

$$u(t) = A \cdot p(t) \cdot e^{j\Theta(t)}$$

$$\Theta(t) = \theta_0 + 2\pi f_0 t + \pi k \cdot t^2$$

$$p(t) = \begin{cases} 1 & ; 0 \leq t \leq T \\ 0 & ; t < 0, t > T \end{cases}$$

où

- A : amplitude de l'impulsion.
- f_0 : fréquence initiale.
- θ_0 : phase initiale.
- k : variation temporelle de la fréquence = B/T
- T : durée de l'impulsion.
- B : largeur de bande de la modulation = $k \cdot T$

La fonction d'ambiguïté de ce signal chirp est :

$$X(T_R, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} A \cdot A \cdot p(t) \cdot p(t+T_R) \cdot e^{j(\theta_0 + \theta_d + 2\pi(f_0 + f_d)t + \pi k \cdot t^2)} \cdot e^{-j(\theta_0 + \theta_m + 2\pi(f_0 + f_m) \cdot (t+T_R) + \pi k(t+T_R)^2)} dt$$

$$X(T_R, f_d) = A^2 \cdot e^{j(\theta_d - \theta_m - 2\pi(f_0 + f_m)T_R - \pi k \cdot T_R^2)} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} p(t) \cdot p(t+T_R) \cdot e^{j2\pi(f_d - f_m - k \cdot T_R)t} dt$$

$$X(T_R, f_d) = A^2 \cdot e^{j\alpha} \cdot \frac{\sin[\pi\beta(T - |T_R|)]}{[\pi\beta(T - |T_R|)]} \cdot (T - |T_R|) ; -T \leq T_R \leq +T$$

$$\alpha = \theta_d - \theta_m + \pi(f_d - f_m) \cdot (T - T_R) - 2\pi(f_0 + f_m)T_R - \pi k \cdot T \cdot T_R$$

$$\beta = f_d - f_m - k \cdot T_R$$

Le diagramme d'ambiguïté correspondant a la forme d'un couteau appuyée sur un plateau dont une coupe montrant une ellipse

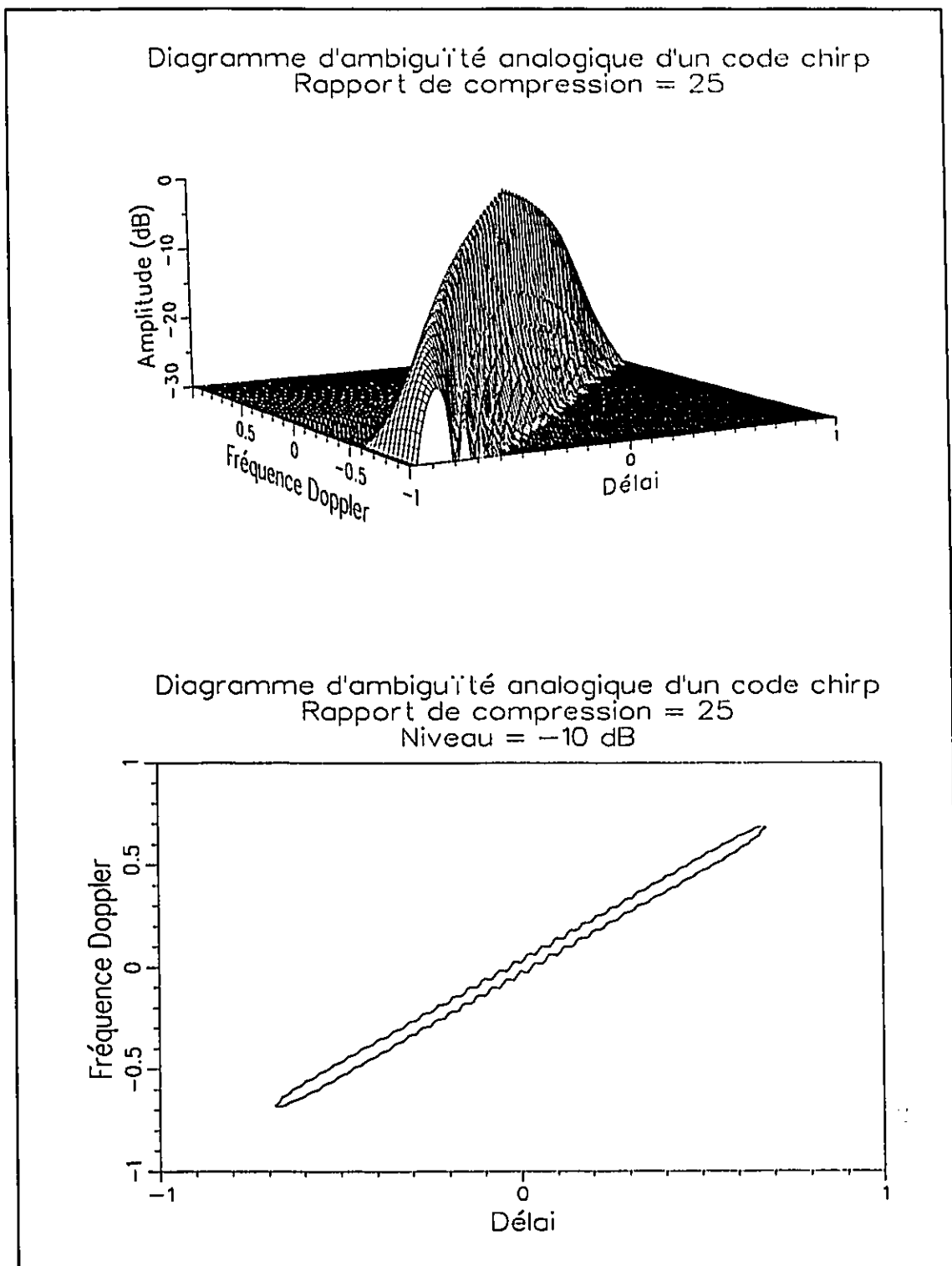


Figure 4.4 Diagramme d'ambiguïté d'un signal continu chirp vu en trois dimensions (haut) et en coupe de niveau (bas).

effilée est dessinée à la figure 4.4. Il existe plusieurs combinaisons délai - fréquence Doppler (ou distance - vitesse Doppler) qui produisent la même amplitude. Il y a donc ambiguïté entre une cible immobile et une autre située à une distance $T_R \cdot c/2$ plus loin et se déplaçant vers le radar avec une vitesse Doppler $f_d = k \cdot T_R$. Les maximums de la fonction d'ambiguïté sont situés sur la droite:

$$f_d = f_m + k \cdot T_R$$

et diminuent linéairement avec la valeur absolue de T_R . D'après la fonction et le diagramme d'ambiguïté, les fréquences Doppler qui peuvent être détectées sont comprises entre:

$$f_m - B \leq f_d \leq f_m + B$$

Lorsque la fréquence Doppler de la cible est centrée sur la fréquence du filtre, ($f_d = f_m$), ou vice versa, l'amplitude de la fonction d'ambiguïté devient:

$$|X(T_R, 0)| = A^2 \cdot \frac{\sin[\pi k \cdot T_R (T - |T_R|)]}{[\pi k \cdot T_R (T - |T_R|)]} \cdot (T - |T_R|) ; -T \leq T_R \leq +T$$

Cette fonction, dessinée à la figure 4.5, est une fonction sinc x multipliée par une fenêtre triangulaire où l'argument x est une fonction quadratique de T_R . Ainsi les zéros ou les creux de la fonction d'auto-corrélation ne sont pas espacés également sur l'axe T_R mais sont positionnés d'après les racines T_{R_m} de l'équation du deuxième ordre suivante:

$$\pi k \cdot T_R (T - T_R) = +m\pi ; 0 \leq T_R \leq +T$$

$$\pi k \cdot T_R (T + T_R) = -m\pi ; -T \leq T_R \leq 0$$

$$T_{R_m} = \begin{cases} +\frac{T}{2} \pm \frac{T}{2} \sqrt{1 - \frac{4m}{k \cdot T^2}} ; 0 \leq T_R \leq +T \\ -\frac{T}{2} \pm \frac{T}{2} \sqrt{1 - \frac{4m}{k \cdot T^2}} ; -T \leq T_R \leq 0 \end{cases}$$

$$m = 1, 2, 3, \dots, \lfloor k \cdot T^2 / 4 \rfloor$$

Le nombre de lobes secondaires de la fonction d'auto-corrélation est égal à $k \cdot T^2 - 2$ ou à $k \cdot T^2 - (k \cdot T^2 \text{ modulo } 4)$ selon que $k \cdot T^2$ est un multiple de 4 ou non. Les lobes secondaires voisins du lobe principal sont les plus élevés avec une amplitude de -13.2 dB plus basse que celle du lobe principal. Pour des valeurs de $k \cdot T^2$ beaucoup plus grandes que 4, la largeur entre les deux zéros du lobe principal est environ $2/k \cdot T$, et la largeur à 3 dB (demi-puissance) est environ $0.88/k \cdot T$. Généralement, l'inverse du produit $k \cdot T$ est utilisé comme longueur de l'impulsion comprimée, établissant du fait même un rapport de compression d'impulsion égale à $k \cdot T^2$ ou $B \cdot T$.

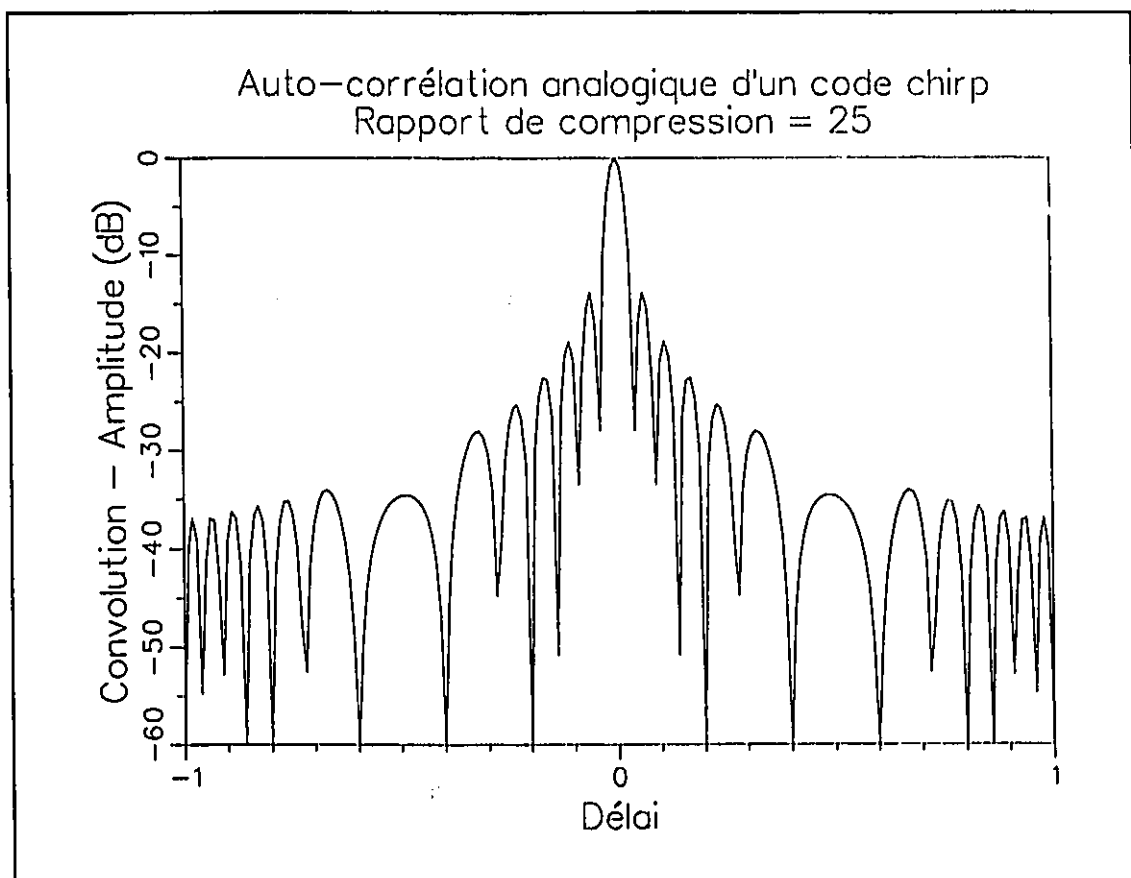


Figure 4.5 Fonction d'auto-corrélation analogique d'un signal continu chirp.

Le produit $k \cdot T$, qui est sensiblement égal à la largeur de bande du signal B_s , doit égaler le plus possible la bande passante de récepteur B_r afin d'avoir le meilleur rapport signal/bruit. Dans ce cas, la longueur de l'impulsion comprimée est approximativement égale à l'inverse des bandes passantes du récepteur et du signal. Il y a une perte de signal lorsque la largeur de bande du signal B_s est plus grande que la bande passante du récepteur B_r , tandis qu'il y a un surplus de bruit lorsque la situation inverse est rencontrée, i.e. $B_r > B_s$. Dans les deux cas ceci se traduit par une diminution du rapport signal/bruit.

4.5 Fonction d'inter-ambiguïté des signaux continus chirp.

La fonction d'inter-ambiguïté est l'ensemble des fonctions d'inter-corrélation en fonction de la fréquence Doppler, et est donnée par:

$$X(T_R, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} u_1(t) \cdot u_2^*(t+T_R) \cdot e^{j\theta_d(t)} \cdot e^{-j\theta_m(t+T_R)} dt$$

où $u_1(t)$ et $u_2(t)$ sont respectivement les représentations complexes du signal émis par le générateur et du signal de référence pour le compresseur:

$$u_1(t) = A_1 \cdot p_1(t) \cdot e^{j(\theta_1 + 2\pi f_1 t + \pi k_1 t^2)}$$

$$u_2(t) = A_2 \cdot p_2(t) \cdot e^{j(\theta_2 + 2\pi f_2 t + \pi k_2 t^2)}$$

$$p_1(t) = 1 ; 0 \leq t \leq T_1$$

$$p_2(t) = 1 ; 0 \leq t \leq T_2$$

La fonction d'ambiguïté est un cas particulier de la fonction d'inter-ambiguïté où le compresseur est parfaitement adapté au signal émis par le générateur. La fonction d'inter-ambiguïté des signaux continus chirp est définie par:

$$X(T_R, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} A_1 \cdot A_2^* \cdot p_1(t) \cdot p_2^*(t+T_R) \cdot e^{j(\theta_1 + \theta_d + 2\pi(f_1 + f_d)t + \pi k_1 t^2)} \\ \cdot e^{-j(\theta_2 + \theta_m + 2\pi(f_2 + f_m)(t+T_R) + \pi k_2 (t+T_R)^2)} dt$$

$$X(T_R, f_d) = A_1 \cdot A_2^* \cdot e^{j(\theta_1 - \theta_2 + \theta_d - \theta_m - 2\pi(f_2 + f_m)T_R - \pi k_2 T_R^2)} \\ \int_{-\infty}^{+\infty} p_1(t) \cdot p_2^*(t+T_R) \cdot e^{j\pi(k_1 - k_2)t^2} \\ \cdot e^{j2\pi((f_d - f_m) + (f_1 - f_2) - k_2 T_R)t} dt$$

L'inconvénient de cette équation est que l'intégrale indéfinie de l'exponentielle du carré d'une variable n'a pas d'expression analytique, et qu'elle doit être simulée par ordinateur. Le paragraphe 4.7 traite de la fonction d'inter-ambiguïté numérique, et donne un exemple de diagramme d'inter-ambiguïté numérique à la figure 4.8. Un aperçu du diagramme d'inter-ambiguïté analogique correspondant est obtenu en utilisant que le sous-diagramme central, puisque les autres sous-diagrammes sont déplacés à l'infini.

Lorsque l'expression:

$$2\pi((f_d - f_m) + (f_1 - f_2) - k_2 T_R)t > \pi(k_1 - k_2)t^2$$

est satisfaite, la fonction d'inter-ambiguïté peut être évaluée approximativement avec une fonction d'ambiguïté décalée en fréquence Doppler:

$$X(T_R, f_d) = A_1 \cdot A_2^* \cdot e^{j(\theta_d - \theta_{m'} - 2\pi(f_2 + f_m)T_R - \pi k_2 T_R^2)} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} p_1(t) \cdot p_2^*(t + T_R) \cdot e^{j2\pi(f_d - f_{m'} - k_2 T_R)t} dt$$

$$f_{m'} = f_m - (f_1 - f_2) \quad ; \quad \theta_{m'} = \theta_m - (\theta_1 - \theta_2)$$

$$|X(T_R, f_d)| = \begin{cases} A_1 \cdot A_2 \cdot \frac{\sin[\pi\beta'(T_2 - |T_R|)]}{[\pi\beta'(T_2 - |T_R|)]} \cdot (T - |T_R|) & ; -T_2 \leq T_R \leq \min(0, T_1 - T_2) \\ A_1 \cdot A_2 \cdot \frac{\sin[\pi\beta' \min(T_1, T_2)]}{\pi\beta'} & ; \min(0, T_1 - T_2) \leq T_R \leq \max(0, T_1 - T_2) \\ A_1 \cdot A_2 \cdot \frac{\sin[\pi\beta'(T_1 - |T_R|)]}{[\pi\beta'(T_1 - |T_R|)]} \cdot (T_1 - |T_R|) & ; \min(0, T_1 - T_2) \leq T_R \leq T_1 \end{cases}$$

$$\beta' = f_d - f_{m'} - k_2 T_R$$

Lorsque $T_1 = T_2$, et $k_1 = k_2$, l'équation de l'amplitude de la fonction d'inter-ambiguïté se simplifie à celle d'une simple fonction d'ambiguïté, où la différence des fréquences initiales équivaut à une modification de la fréquence Doppler. La différence des phases initiales n'affecte pas l'amplitude de la fonction d'inter-ambiguïté.

$$X(T_R, f_d) = A_1 A_2^* \cdot e^{j\alpha'} \cdot \frac{\sin[\pi\beta'(T - |T_R|)]}{[\pi\beta'(T - |T_R|)]} \cdot (T - |T_R|) ; -T \leq T_R \leq +T$$

$$\alpha' = \theta_d - \theta_{m'} + \pi(f_d - f_{m'}) \cdot (T - T_R) - 2\pi(f_2 + f_m)T_R - \pi k \cdot T \cdot T_R$$

$$\beta' = f_d - f_{m'} - k \cdot T_R$$

Les différences de la durée T , de la variation temporelle de la fréquence k , et de la fréquence initiale f_0 doivent respecter les contraintes du système telles que la portée maximale de la détection, la fréquence de répétition, la bande passante du récepteur et la longueur de l'impulsion comprimée. Ainsi pour pouvoir utiliser différentes variations

de la fréquence pour le générateur codeur et le décodeur, $k_1 \neq k_2$, tout en conservant un rapport signal/bruit optimum, il est nécessaire d'utiliser des signaux de différentes longueurs, $T_1 \neq T_2$, de telle façon que les largeurs de bande des signaux du générateur et du compresseur, $B_1 = B_2$, soient égales à la largeur de bande du récepteur. De même, pour pouvoir varier la fréquence initiale tout en conservant le spectre du signal transmis à l'intérieur de la bande passante du récepteur, il faut que la largeur de bande du signal soit inférieure à celle du récepteur. Cependant, ceci diminue le rapport signal/bruit.

4.6 Fonction d'ambiguïté des séquences numériques chirp.

Les séquences polyphases chirp sont des suites numériques obtenues en échantillonnant directement les signaux continus chirp. On les exprime de la façon suivante:

$$u(i\tau - t_0) = u(t|t=i\tau - t_0) = A p(i\tau - t_0) \cdot e^{j\Theta_0(i\tau - t_0)} ; I_0 \leq i \leq N-1+I_0$$

$$\Theta_0(i\tau - t_0) = \Theta_0(t|t=i\tau - t_0) = \theta_0 + 2\pi f_0 \cdot (i\tau - t_0) + \pi k \cdot (i\tau - t_0)^2$$

$$\Theta_0(i\tau - t_0) = \theta_0 - 2\pi f_0 \cdot t_0 + \pi k \cdot t_0^2 + 2\pi f_0 \cdot (i\tau) - \pi k t_0 \cdot (i\tau) + \pi k (i\tau)^2$$

où i est le numéro de l'échantillon dans la séquence, τ , la période d'échantillonnage, N , le nombre d'échantillons dans la séquence, A , l'amplitude des impulsions, t_0 , le délai entre le début de l'impulsion et le premier échantillon I_0 , et θ_0 , la phase initiale. Un délai t_0 non nul équivaut à une modification des fréquence et phase initiales. La fonction d'ambiguïté discrète pour de telles séquences est définie comme étant la corrélation complexe numérique entre la séquence émise et celle reçue:

$$X(I_R, f_d) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} u(i\tau - t_o) \cdot u^*(i\tau + I_R\tau) \cdot e^{j\Theta_d(i\tau - t_o)} \cdot e^{-j\Theta_m(i\tau + I_R\tau)}$$

$$X(I_R, f_d) = \begin{cases} A \cdot A^* \cdot \sum_{i=-I_R}^{N-1-I_o} e^{j\Theta(t)} & ; -(N-1-I_o) \leq I_R \leq -I_o \\ A \cdot A^* \cdot \sum_{i=I_o}^{N-1-I_R} e^{j\Theta(t)} & ; -I_o \leq I_R \leq N-1-I_o \end{cases}$$

$$\Theta(t) = \Theta_o(i\tau - t_o) - \Theta_o(i\tau + I_R\tau) + \Theta_d(i\tau - t_o) - \Theta_m(i\tau + I_R\tau)$$

$$\begin{aligned} \Theta(t) = & \theta_o + 2\pi f_o(i\tau - t_o) + \pi k(i\tau - t_o)^2 \\ & - \theta_o - 2\pi f_o(i\tau + I_R\tau) - \pi k(i\tau + I_R\tau)^2 \\ & + \theta_d + 2\pi f_d(i\tau - t_o) \\ & - \theta_m - 2\pi f_m(i\tau + I_R\tau) \end{aligned}$$

$$X(I_R, f_d) = A \cdot A^* \cdot e^{j\Theta_A} \sum_i e^{j\Theta_B(i)}$$

$$\Theta_A = \theta_d - \theta_m - 2\pi(f_o + f_d)t_o - 2\pi(f_o + f_m)I_R\tau + \pi k(t_o^2 - I_R^2\tau^2)$$

$$\Theta_B(i) = 2\pi(f_d - f_m)i\tau - 2\pi k(t_o + I_R\tau)i\tau$$

où I_R est la position de l'échantillon qui correspond à T_R dans le domaine analogique. Le diagramme d'ambiguïté pour une séquence polyphase de 25 échantillons et pour un rapport de compression de 25, est donné à la figure 4.6. Puisque la séquence obtenue demeure la même pour des signaux analogiques dont la fréquence initiale est espacée d'un multiple de la fréquence d'échantillonnage, de même le diagramme d'ambiguïté se répète sur l'axe des fréquences à tous les multiples de la fréquence d'échantillonnage. Plus le nombre d'échantillons est grand par rapport au produit $B \cdot T$, plus les périodes du diagramme d'ambiguïté sont espacées. A la limite, nous obtenons une seule période comme pour le signal continu chirp.

Par contre si le nombre d'échantillons est plus petit que $2B \cdot T$, les diagrammes d'ambiguïté, se chevauchant, peuvent amener plus d'un lobe dominant pour une même détection.

Comme pour le diagramme d'ambiguïté analogique, les maximums du diagramme d'ambiguïté numérique sont situés sur la droite

$$f_d = f_m + k(t_o + I_R \tau)$$

Ces maximums ne décroissent pas linéairement avec la fréquence Doppler, mais décroissent avec des fluctuations^[27]. Ceci est expliqué par le fait que les échantillons arrivant à des moments spécifiques ne correspondent pas nécessairement au maximum de la fonction d'ambiguïté.

Lorsque la fréquence du filtre égale la fréquence Doppler, la fonction d'ambiguïté numérique devient la fonction d'auto-corrélation numérique laquelle est définie par:

$$X(I_R, 0) = A \cdot A \cdot e^{j\{\pi k(t_o^2 - I_R^2 \tau^2) - 2\pi f_o(t_o + I_R \tau)\}} \sum_I e^{-j2\pi k(t_o + I_R \tau) i}$$

Cette fonction d'auto-corrélation représentée à la figure 4.7 ressemble à une version échantillonnée de la fonction d'auto-corrélation des signaux continus de la figure 4.5. A cause de la position des échantillons qui est déterminée par leur nombre, la fonction d'auto-corrélation numérique peut avoir des caractéristiques différentes de la version continue. Cependant, plus le nombre d'échantillons augmente, plus la version numérique ressemble à la fonction d'auto-corrélation continue.

Les lobes secondaires dominants aux extrémités de la fonction d'auto-corrélation sont causés par le chevauchement des diagrammes d'ambiguïté. Plus le nombre d'échantillons

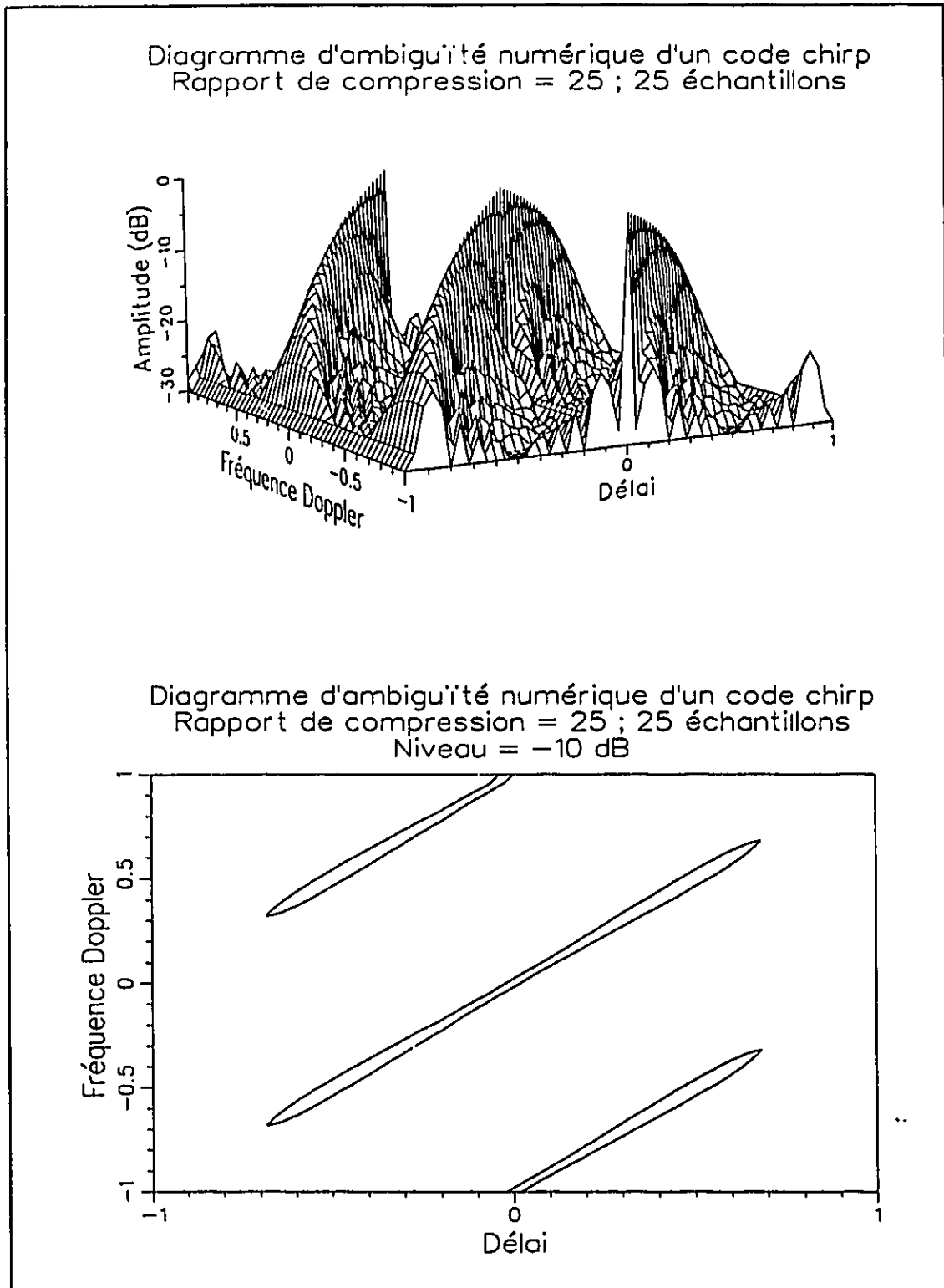


Figure 4.6 Diagramme d'ambiguïté d'une séquence numérique chirp vu en trois dimensions (haut) et en coupe de niveau (bas).

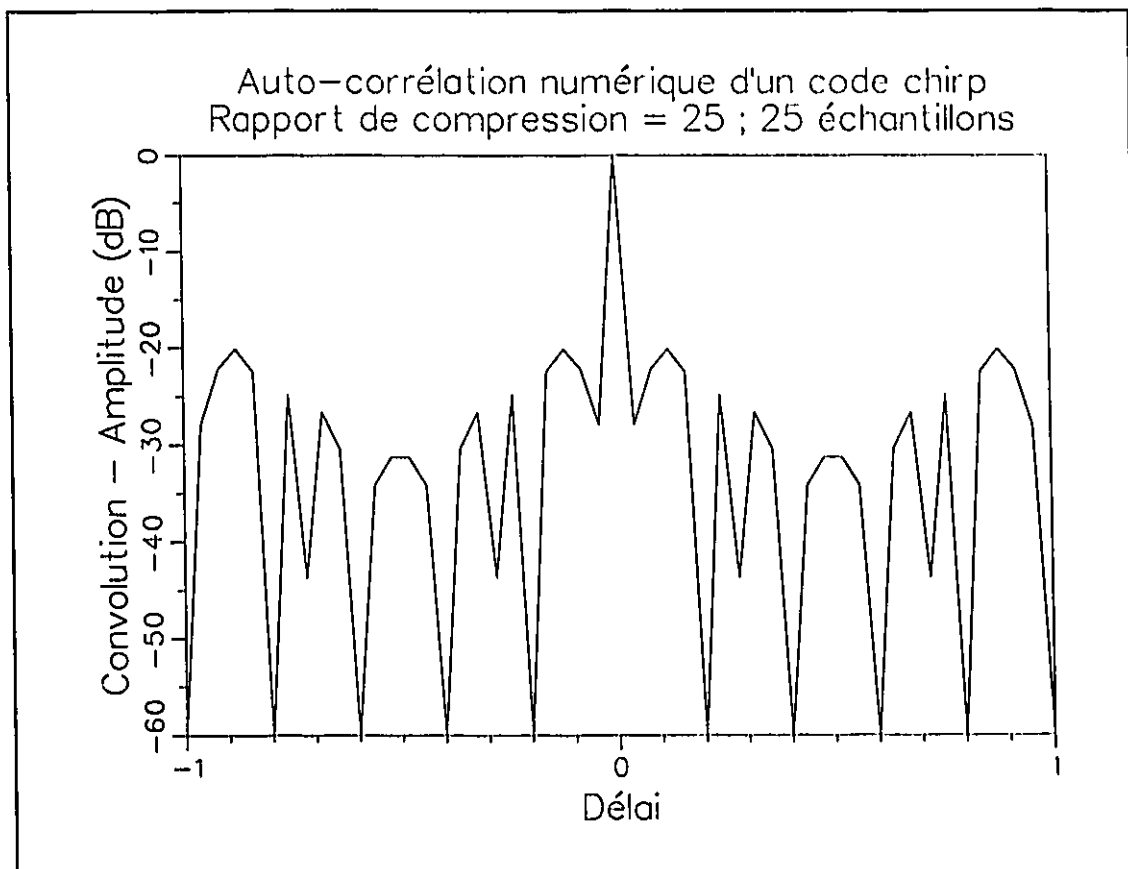


Figure 4.7 Fonction d'auto-corrélation d'une séquence numérique chirp.

diminue, plus ces lobes grossissent et se rapprochent du centre car les diagrammes d'ambiguïté se rapprochent davantage les uns des autres. Plus le nombre d'échantillons augmente, plus ces lobes secondaires disparaissent car les diagrammes d'ambiguïté s'éloignent davantage les uns des autres. Lorsque le nombre d'échantillons est supérieur à $2BT$, ces lobes secondaires aux extrémités ont presque complètement disparus.

L'amplitude des lobes secondaires voisins du lobe principal de la fonction d'auto-corrélation numérique peuvent être inférieurs à ceux de la fonction continue. Ceci est dû à ce que les lobes secondaires de la fonction d'auto-corrélation continue ne coïncident pas nécessairement avec les échantillons. Lorsque le nombre d'échantillons est égal à

$B \cdot T$, il est possible d'éviter le premier lobe à -13.2 dB et ainsi qu'une partie des suivants. Par analyse vectorielle, l'amplitude et la largeur du premier et dernier lobes secondaires de la fonction d'auto-corrélation numérique sont respectivement autour de $\sqrt{2N}/\pi$ et \sqrt{N} . Si le nombre d'échantillons est supérieur à $B \cdot T$, les premiers lobes secondaires augmentent en amplitude et ressemblent davantage aux lobes secondaires de la fonction d'auto-corrélation continue.

La largeur du lobe principal de la fonction numérique est égale à la période d'échantillonnage, mais ne peut être moindre que la largeur de l'impulsion comprimée continue. Lorsque le nombre d'échantillons est égal à $B \cdot T$, et que celui-ci est beaucoup plus grand que 4, le premier échantillon de chaque côté de la valeur centrale de la fonction d'auto-corrélation numérique coïncide approximativement avec les premiers nuls de la fonction d'auto-corrélation analogique. Dans ce cas, la largeur de l'impulsion comprimée est presque égale à la largeur de l'impulsion analogique, et elle demeure constante à cette valeur même si le nombre d'échantillons augmente.

La variation du nombre d'échantillons ne permet pas de supprimer à la fois les lobes secondaires voisins et lointains. Un nombre d'échantillons égal à $B \cdot T$ semble être le nombre approprié pour obtenir les meilleures caractéristiques pour la largeur du lobe principal et la suppression des lobes secondaires au voisinage du lobe principal. Quant à la suppression des lobes secondaires aux extrémités de la fonction d'auto-corrélation, elle est obtenue en utilisant différentes techniques de pondération temporelle ou fréquentielle afin de réduire les discontinuités.

Puisque le signal reçu est analogique, la largeur de bande du signal doit égaler le plus possible la bande passante du récepteur afin d'avoir le meilleur rapport signal à bruit. Dans le cas où la bande passante du récepteur est plus grande que la largeur de bande du signal, il est possible d'ajouter un filtre numérique pour rejeter le surplus de bruit. Cependant, la fréquence d'échantillonnage des composantes I & Q doit rester supérieure ou égale à la fréquence maximale du récepteur (et non à celle du signal) pour éviter le recouvrement du bruit sur le signal.

4.7 Fonction d'inter-ambiguïté des séquences numériques chirp

Comme pour la fonction d'ambiguïté, la fonction d'inter-ambiguïté des séquences numériques chirp ressemble à la version échantillonnée de la fonction d'inter-ambiguïté des signaux continus correspondants. Du fait même, la fonction d'inter-ambiguïté numérique se répète dans le domaine des fréquences Doppler à tous les multiples de la fréquence d'échantillonnage.

Les séquences numériques du générateur et du compresseur peuvent différer selon leur fréquence initiale, f_1 et f_2 , leur variation temporelle de la fréquence instantanée, k_1 et k_2 , leur durée, T_1 et T_2 , et leur déphasage, θ_1 et θ_2 . Ces déphasages affectent seulement la phase de la fonction d'inter-corrélation mais non l'amplitude.

Les fréquences initiales peuvent varier en autant que le spectre du signal transmis demeure à l'intérieur de la bande passante du récepteur. Une différence entre les fréquences initiales f_1 et f_2 déplace le diagramme d'inter-ambiguïté dans le domaine des fréquences Doppler d'un écart égal à la différence. Si k , T et kT^2 sont constants, le diagramme

d'inter-ambiguïté devient un diagramme d'ambiguïté décalé sur l'axe des fréquences Doppler d'une valeur égale à la différence des fréquences initiales.

$$X(I_R, f_d) = \begin{cases} A \cdot A^* \cdot e^{j\Theta_A} \sum_{i=-I_R}^{N-1-I_0} e^{j\Theta_B(i)} ; & -(N-1-I_0) \leq I_R \leq -I_0 \\ A \cdot A^* \cdot e^{j\Theta_A} \sum_{i=I_0}^{N-1-I_R} e^{j\Theta_B(i)} ; & -I_0 \leq I_R \leq N-1-I_0 \end{cases}$$

$$\Theta_A = \theta_1 - \theta_2 + \theta_d - \theta_m - 2\pi(f_1 + f_d)t_o - 2\pi(f_2 + f_m)I_R\tau + \pi k(t_o^2 - I_R^2\tau^2)$$

$$\Theta_B(i) = 2\pi(f_1 - f_2 + f_d - f_m)i\tau - 2\pi k(t_o + I_R\tau)i\tau$$

Pour que les différentes impulsions comprimées aient la même longueur, il faut que leur produit $k \cdot T$ correspondant soient égaux. Si les variations temporelles de la fréquence instantanée, k_1 et k_2 , sont inégales, mais que les produits $k_1 \cdot T_1$ et $k_2 \cdot T_2$ sont égaux, le nombre d'échantillons de chaque séquence est proportionnel au facteur $k \cdot T^2$ correspondant. Dans le cas où $k_1 \cdot T_1^2$ et $k_2 \cdot T_2^2$ sont très différents, la coupe du diagramme d'ambiguïté ressemble à un parallélogramme (figure 4.8) dont le rapport des pentes des côtés est égal au rapport de $k_1 \cdot T_1^2$ et $k_2 \cdot T_2^2$. Le diagramme d'inter-ambiguïté est répété en fréquence Doppler à tous les multiples de la fréquence d'échantillonnage.

Les diagrammes d'inter-ambiguïté peuvent être représentés en utilisant une méthode semblable à celle utilisée pour les codes de Costas⁽¹³⁾ pour déterminer en gros la forme du diagramme d'ambiguïté des signaux modulés avec des fréquences discrètes. La technique consiste à déplacer dans le plan Doppler-distance un des deux tracés de la fréquence en fonction du temps au point correspondant à la fréquence

Diagramme d'inter-ambiguïté numérique de codes chirp
 Codeur : rapport de compression = 128 ; 128 échantillons
 Décodeur : rapport de compression = 64 ; 64 échantillons

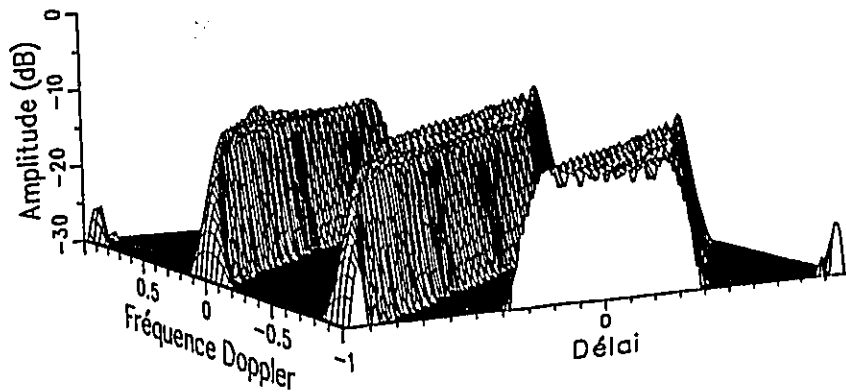


Diagramme d'inter-ambiguïté numérique de codes chirp
 Codeur : rapport de compression = 128 ; 128 échantillons
 Décodeur : rapport de compression = 64 ; 64 échantillons
 Niveau = -20 dB

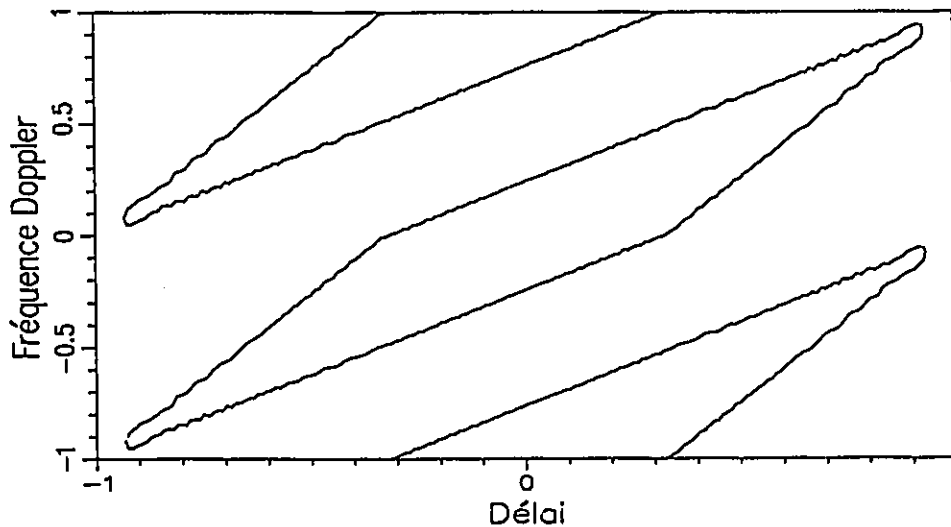


Figure 4.8 Diagramme d'inter-ambiguïté entre 2 séquences numériques chirp. de rapports de compression différents (64 et 128) et de largeurs de bande de modulation égales, en 3D (haut) et en coupe de niveau (bas).

Doppler et au délai désirés, pendant que l'autre demeure fixé à l'origine. La surface commune aux deux tracés superposés est proportionnelle à l'amplitude du diagramme d'inter-ambiguïté au même point Doppler-distance. Par ce moyen il est possible de retrouver la forme du parallélogramme mentionné plus haut. Il est à noter que l'amplitude maximale de la fonction d'inter-corrélation ne peut être proportionnellement supérieure à la longueur de la séquence la plus courte.

4.8 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter diverses catégories de codes polyphases pouvant être obtenus des signaux modulés en fréquence comme le chirp, le step-chirp, le v-chirp, le FM non linéaire de type Taylor, et les codes de Costas. Parmi ceux-ci, seuls les codes polyphases dérivés du chirp ont été analysés plus en détail, laissant l'analyse des autres catégories de codes polyphases à recherches futures.

Nous avons développé les équations des fonctions d'ambiguïté et d'inter-ambiguïté analogiques afin de connaître les caractéristiques de leurs homologues numériques. Ainsi il est possible d'obtenir d'autres codes différents en variant la fréquence initiale tout en conservant les mêmes valeurs pour la largeur de l'impulsion comprimée et la hauteur des lobes secondaires. La différence de fréquence initiale entre les codes produit une fonction d'inter-corrélation possédant deux lobes dominants comme dans le cas de la fonction d'inter-corrélation entre deux codes biphasés pseudo-aléatoires de semence différente.

Suite à l'analyse des codes biphasés et polyphases, il est maintenant possible de passer à la deuxième partie de la thèse, soit l'utilisation de la compression d'impulsion numérique pour réduire le brouillage radar.

Chapitre 5

Suppression du brouillage radar

5.1 Introduction

Ce chapitre présente les avantages qu'offre la compression d'impulsion numérique pour réduire le brouillage radar. Les types de brouillage ou d'interférence radar étudiés ici sont le bruit gaussien, les trains d'impulsions et les répliques de codes.

Les deux premiers types de brouillage sont facilement supprimés par la compression d'impulsion, tandis que pour réduire davantage l'interférence causée par les répliques de codes il est parfois nécessaire de recourir à des techniques additionnelles comme l'intégration d'une salve d'impulsions différentes chirp ou pseudo-aléatoires.

5.2 Bruit gaussien

Un processus aléatoire comme le bruit gaussien peut être représenté par sa fonction d'auto-corrélation $R(\tau)$ ou par sa densité spectrale de puissance $S(f)$ ⁽²⁸⁾.

$$R(\tau) = E \{x(t+\tau)x^*(t)\}$$
$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

Le cas idéal est une fonction d'auto-corrélation égale à une fonction de delta Dirac, ou une densité spectrale de puissance uniforme, permettant que toutes les valeurs soient indépendantes. Dans la pratique nous supposons que le bruit échantillonné est gaussien et que sa densité spectrale de puissance est uniforme à $N_0/2$.

La densité spectrale de puissance $S_o(f)$ du processus aléatoire à la sortie d'un filtre linéaire est le produit de la densité spectrale de puissance à l'entrée $S_i(f)$ avec le carré de l'amplitude de la réponse en fréquence du filtre $|H(f)|^2$. De même, la fonction d'auto-corrélation à la sortie $R_o(\tau)$ est la convolution de la fonction d'auto-corrélation à l'entrée $R_i(\tau)$ avec la fonction d'auto-corrélation de la réponse impulsionnelle du filtre $\rho(\tau)$:

$$\begin{aligned} S_o(f) &= S_i(f) |H(f)|^2 \\ R_o(\tau) &= R_i(\tau) * \rho(\tau) \\ \rho(\tau) &= h(\tau) * h^*(-\tau) \end{aligned}$$

Pour une densité spectrale uniforme à l'entrée du filtre, la densité spectrale à la sortie est le produit de $|H(f)|^2$ avec une constante, ou bien, la fonction d'auto-corrélation à la sortie est le produit de $\rho(\tau)$ avec une constante:

$$\begin{aligned} S_N(f) &= \frac{N_o}{2} |H(f)|^2 \\ R_N(\tau) &= N_o \rho(\tau) \end{aligned}$$

La variance ou la puissance du bruit à la sortie $R_N(0)$ est la puissance du bruit à l'entrée multipliée par $\rho(0)$. Chaque coefficient complexe du filtre ayant une puissance unitaire, l'énergie de n'importe quel code biphasé ou polyphasé étudié dans cette thèse est égale au nombre de coefficients dans le filtre.

La puissance du bruit à la sortie peut se calculer autrement. Le filtre de compression numérique effectue l'addition d'une série de produits. Chaque échantillon du bruit étant indépendant des autres, leur produit avec les coefficients du filtre les laissent toujours indépendants. Il s'agit donc d'une somme de valeurs aléatoires indépendantes également distribuées, dont la variance de la somme est la somme des variances. La puissance du bruit à la sortie est

égale à la puissance du bruit à l'entrée multipliée par le nombre de coefficients dans le filtre.

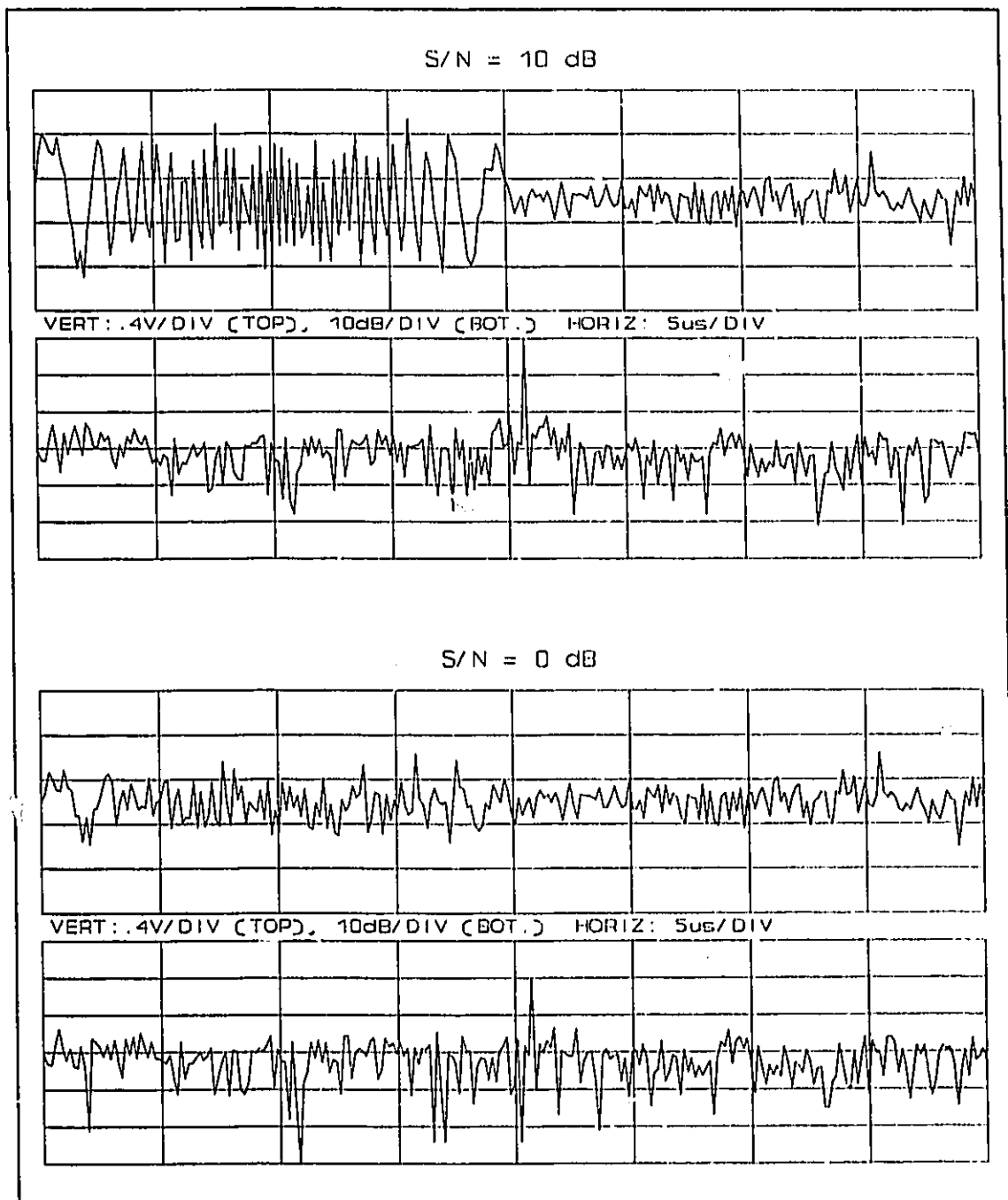


Figure 5.1 Formes d'ondes étalées et comprimées pour un code P3 de longueur 128 perturbé par du bruit gaussien.

La puissance crête du signal à la sortie est la puissance crête du signal à l'entrée multipliée par le carré du nombre de coefficients dans le filtre, car lorsqu'il y a parfaite adaptation l'amplitude de la sortie est égale à l'amplitude de l'entrée multipliée par le nombre de coefficients dans le filtre. Le gain en puissance du rapport signal à bruit est donc égal au nombre de coefficients dans le filtre. Un code de 128 échantillons permet d'améliorer le rapport signal à bruit de 21 dB. La figure 5.1 représente un code polyphase perturbé par du bruit gaussien avec un rapport signal à bruit à l'entrée de 0 et 10 dB. Même si le signal est complètement noyé par le bruit, le signal comprimé est toujours perceptible.

5.3 Train d'impulsions

Ce deuxième type de brouillage, formé de plusieurs impulsions courtes également espacées et d'amplitude constante, peut être utilisé dans le but de produire plusieurs fausses cibles ou d'empêcher la détection de la vraie cible en faisant augmenter le seuil de détection d'un récepteur à taux de fausse alarme constant (TFAC ou "CFAR").

Ce type de brouillage est analysé comme du bruit. En fait, puisque la fonction d'auto-corrélation du filtre ressemble à une fonction de delta dirac, les différentes valeurs du filtre peuvent être considérées comme étant mutuellement indépendantes et également distribuées. Ces caractéristiques ne sont pas affectées par la multiplication avec des constantes ou du bruit. Puisque le corrélateur effectue l'addition d'une série de multiplications, la variance de la somme de ces valeurs est la somme de leurs variances. Comme pour le bruit gaussien, la puissance du brouillage à la sortie du filtre est approximativement égale à la puissance du

brouillage à l'entrée multipliée par le nombre de coefficients dans le filtre.

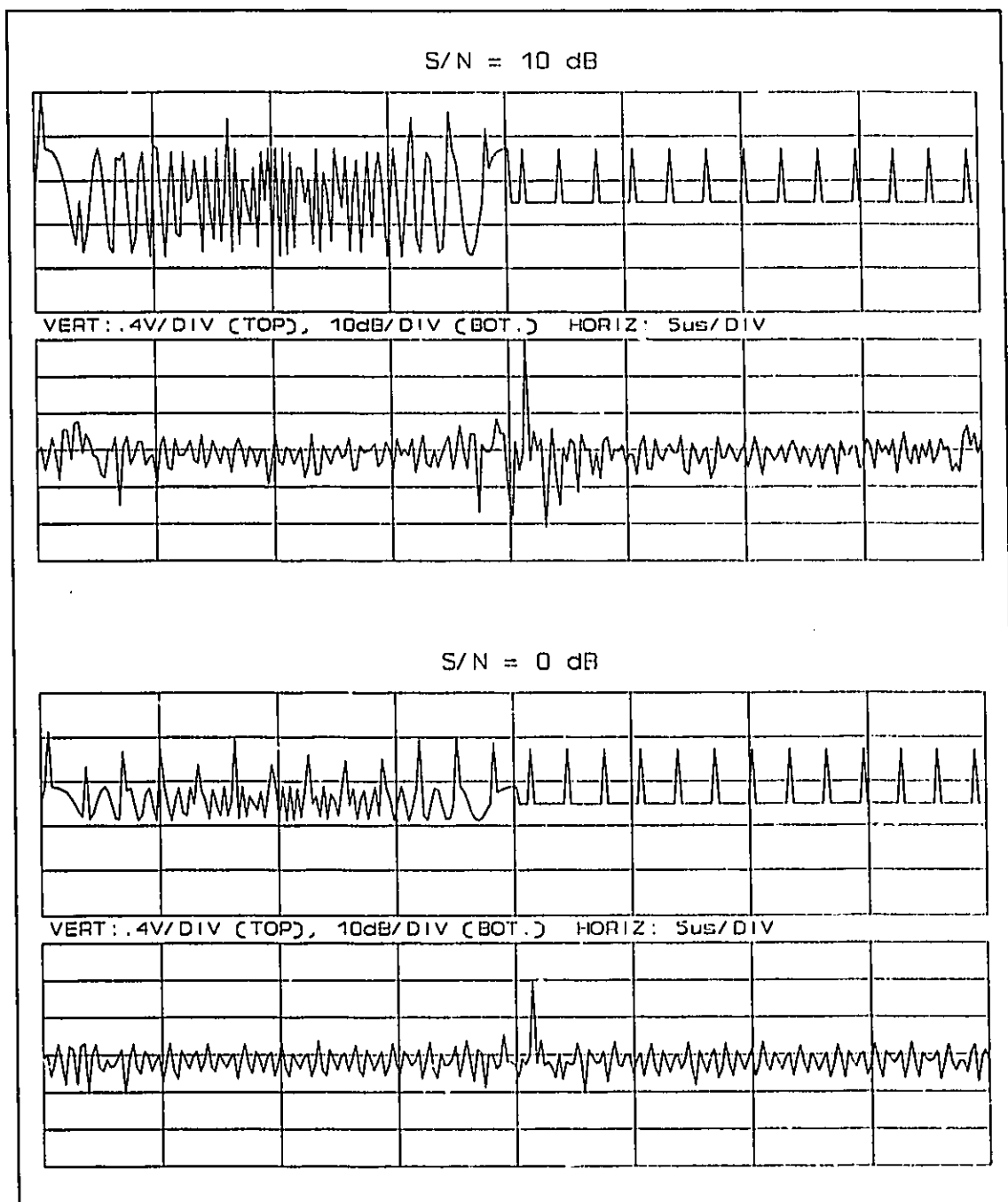


Figure 5.2 Formes d'ondes étalées et comprimées pour un code P3 de longueur 128 perturbé par un train d'impulsions. Le facteur d'utilisation du train d'impulsion est de 10%.

La figure 5.2 représente un code polyphase perturbé par un train d'impulsions dont le facteur d'utilisation est de 10%. Le rapport signal à brouillage à l'entrée est de 10 et 0 dB. Le gain du rapport signal à bruit est indépendant du facteur d'utilisation du train d'impulsions, en autant que le nombre d'impulsions comprises dans le signal soit élevé.

5.4 Répliques de codes

Ce type de brouillage est le plus nuisible et le plus difficile à contrer. Il est généralement produit avec un brouilleur-répéteur muni de mémoires numériques des radiofréquences, comme montré à la figure 5.3, qui stockent une réplique du signal pour le retransmettre dès cet intervalle de transmission ou lors du prochain. Si le brouilleur-répéteur retransmet la réplique durant le même intervalle, la fausse cible sera plus éloignée du radar que la vraie cible, mais ressemblera en tout point à une vraie cible, d'où l'impossibilité de la contrer. Si le brouilleur veut simuler une cible plus près du radar, il doit retransmettre la réplique lors du prochain intervalle. Le filtre, étant adapté à un nouveau code, produit une inadéquation ou une interférence qui peut être exploitée afin de contrer les fausses cibles situées entre le radar et la vraie cible.

L'interférence entre les divers codes étudiés produit deux types de résultats; soit que l'interférence produit un signal composé de plusieurs faibles fluctuations qui forment un genre de plateau sur toute la plage de l'inter-corrélation, soit que l'interférence produit le même type de plateau accompagné de quelques pointes de plus grande amplitude.

Le premier type d'interférence s'applique à l'inter-corrélation entre les m-séquences avec différentes fréquences initiales ou avec différentes configurations. Il peut être

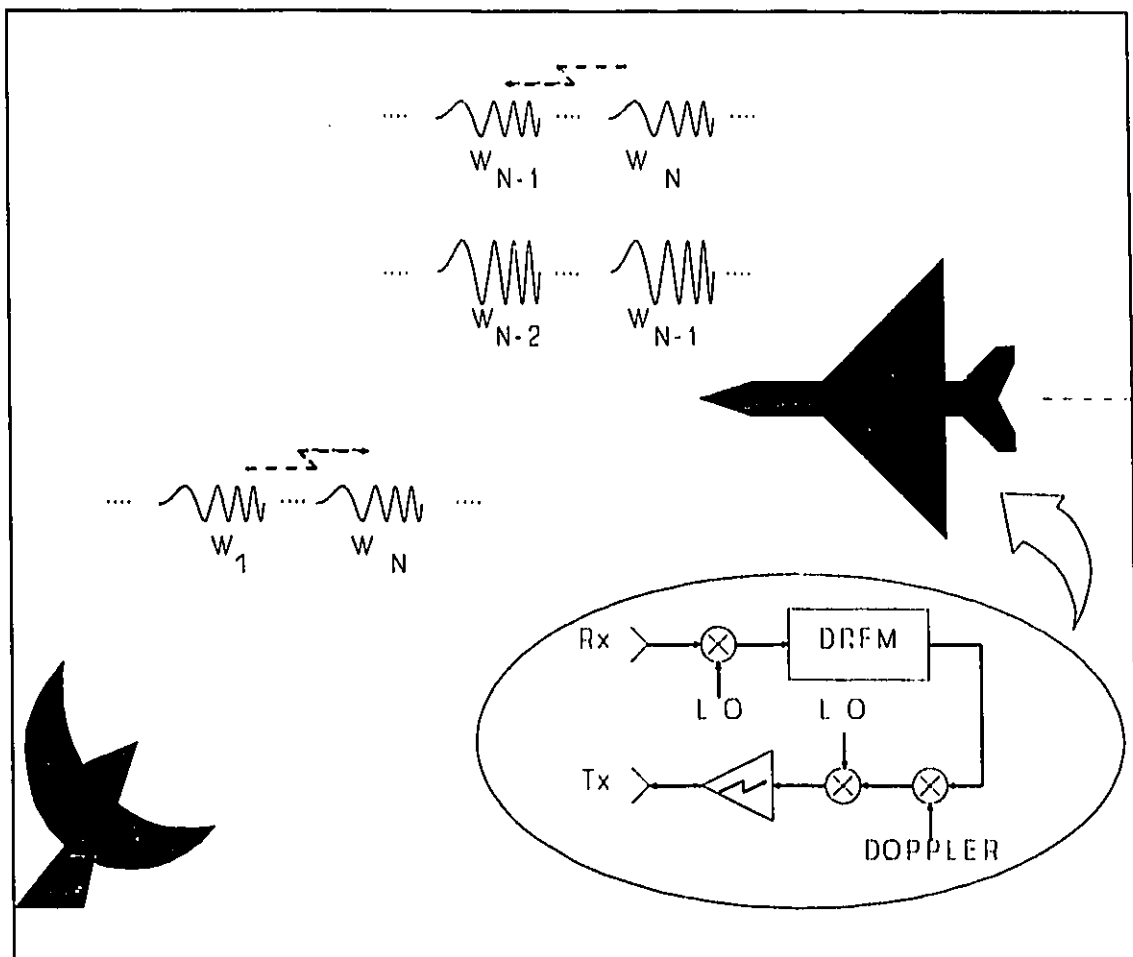


Figure 5.3 Illustration d'un brouilleur-répéteur muni d'une mémoire numérique des radiofréquences "DRFM" dans une tentative de reproduction de fausses cibles vers le radar adaptatif.

contré en choisissant les codes dont la valeur maximale de l'inter-corrélation est minimale. Le tableau 3.3 donne les valeurs maximales de l'inter-corrélation pour un rapport signal à brouillage de 0 dB. Plus ces valeurs maximales sont petites plus il est possible de détecter la pointe d'un faible signal de retour. Le brouillage peut être considéré comme du bruit puisque les séquences sont indépendantes et non corrélées entre elles. La puissance maximale du brouillage à la sortie est la variance de la valeur centrale de l'inter-corrélation, et est égale à la puissance du brouillage à l'entrée multipliée par l'énergie du filtre. Le gain du rapport signal

à brouillage à la sortie est égal au nombre de coefficients dans le filtre.

Le deuxième type d'interférence s'applique à l'inter-corrélation entre les m-séquences avec différentes semences ou entre les séquences polyphases chirp avec différentes fréquences initiales. L'inter-corrélation entre deux séquences différentes du même type produit de faibles lobes secondaires et deux lobes principaux étroits et décentrés. Ces lobes principaux sont distants de la longueur d'une impulsion non comprimée et la somme de leur amplitude est égale à l'amplitude du lobe principal de l'auto-corrélation.

La présence de ces grand lobes est causée par la corrélation partielle qui existe entre les séquences. En effet, les m-séquences pseudo-aléatoires ont le même cycle parce qu'elles sont produites avec le même générateur mais sont circulairement décalées à cause de leur semence différente. On observe le même phénomène pour l'inter-corrélation de deux séquences chirp avec différentes fréquences initiales que pour l'auto-corrélation d'une séquence avec une fréquence Doppler. L'échantillonnage quadratique à la fréquence de Nyquist ramène toutes les fréquences à une fréquence comprise entre 0 et la fréquence d'échantillonnage. Le changement de fréquence initiale est alors perçu comme un décalage circulaire de la même séquence. Ainsi lors du traitement de la compression d'impulsion, une portion du signal aura la même fréquence, à une phase près, que la fréquence du filtre, créant ainsi un lobe principal. Les deux séquences restent donc partiellement corrélées.

Les pointes de ces inter-corrélations peuvent être aussi élevées que la pointe centrale de l'auto-corrélation. Toutefois, la position des pointes de l'inter-corrélation varient d'un code à l'autre, tandis que celle de la pointe de l'auto-

corrélation reste toujours au même endroit. Le gain du rapport signal à brouillage à la sortie, sans compter les pointes principales, est le même que pour le premier type de brouillage, et est égal au nombre de coefficients dans le filtre. Si une simple détection avec un seuil est suffisant pour réduire le premier type de brouillage, des méthodes additionnelles doivent être utilisées pour contrer davantage le dernier type.

5.4.1 Détection cumulative

Une des méthodes est la détection cumulative qui consiste à accumuler les détections dans chaque cellule de distance. Après plusieurs transmissions, la cellule de distance correspondant à la pointe centrale de l'auto-corrélation comptera plusieurs détections, tandis que les autres cellules de distance n'en compteront que quelques unes. Il est important pour cette méthode que les pointes de l'inter-corrélation soient les plus étroites possible pour n'être détectées que sur quelques cellules de distances.

Les figures 5.4 et 5.5 représentent respectivement le résultat de la détection cumulative pour des codes biphasés et polyphasés. Dans les deux cas, il s'agit d'une salve de 100 différentes impulsions choisies aléatoirement pour des rapports signal à brouillage de 0, -10, -20 et -30 dB. Pour ces simulations, la détection est effectuée en fixant le seuil à 10 dB sous la valeur maximale de l'auto-corrélation. Généralement un récepteur TFAC est utilisé pour effectuer la détection^[3]. Celui-ci est composé d'un registre à décalage dont la valeur centrale est comparée à un seuil de détection fixé par la moyenne des valeurs précédentes et/ou suivantes.

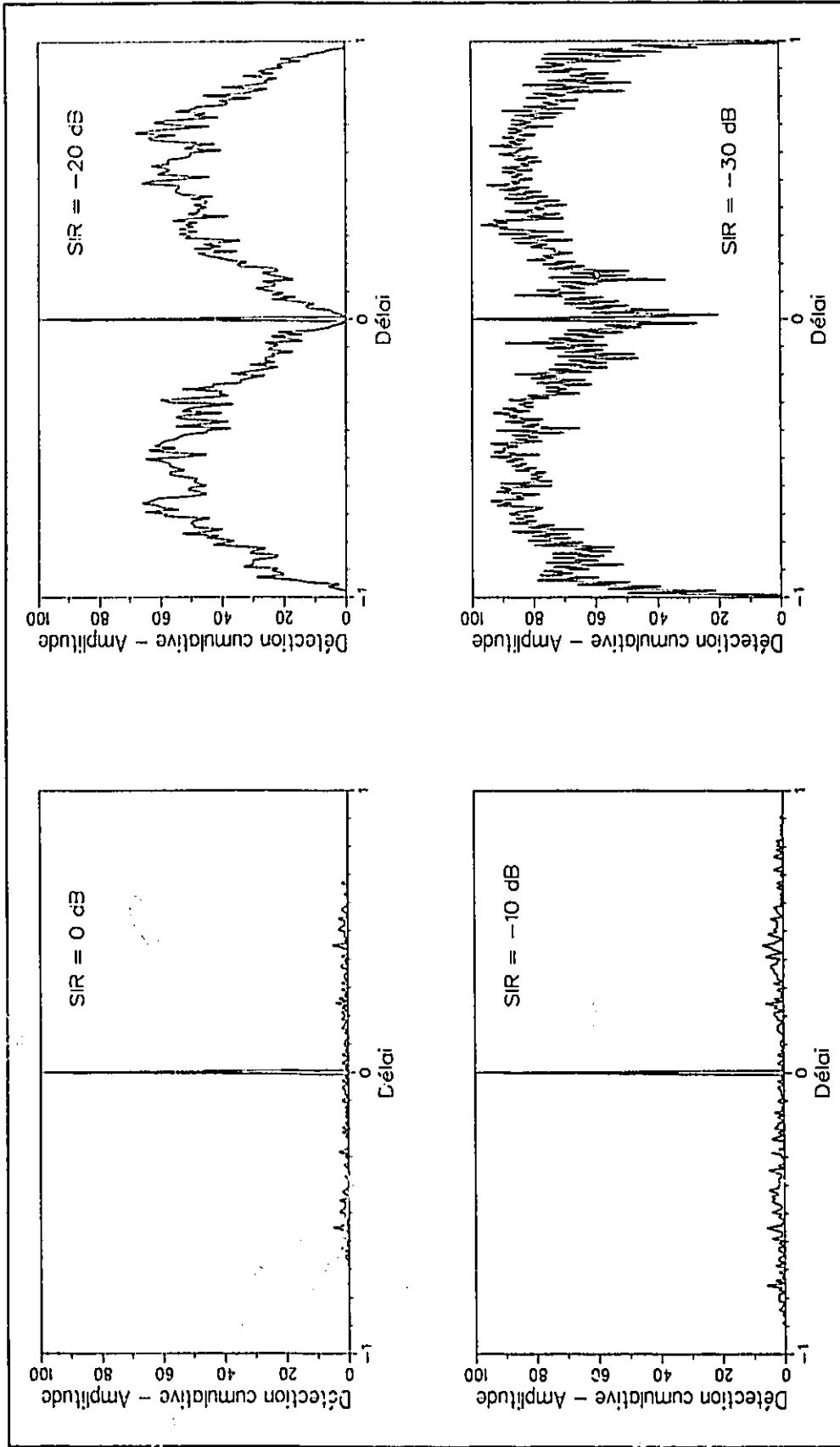


Figure 5.4 Détection cumulative de 100 impulsions aléatoires de type pseudo-aléatoire de longueur 127. Les courbes correspondent à des rapports signal à brouillage (SIR) de 0 dB, -10 dB, -20 dB et -30 dB.

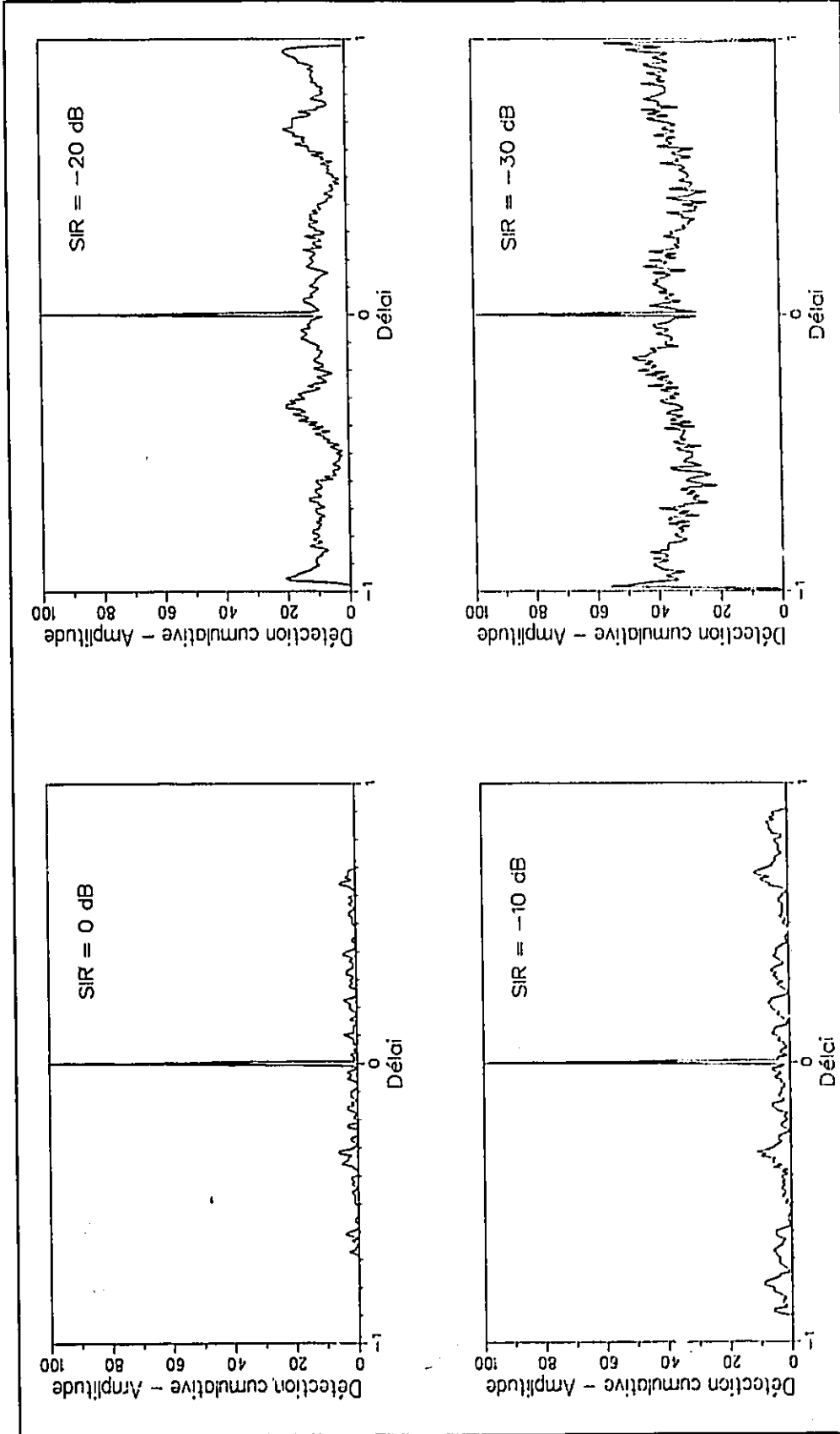


Figure 5.5 Détection cumulative de 100 impulsions aléatoires de type chirp de longueur 128. Les courbes correspondent à des rapports signal à brouillage (SIR) de 0 dB, -10 dB, -20 dB et -30 dB.

5.4.2 Intégration cohérente

L'intégration cohérente peut être aussi utilisée à la place de la détection cumulative. Elle consiste à additionner les réponses de plusieurs transmissions et à effectuer la détection par la suite. Si la cible ne bouge pas, les valeurs centrales des fonctions d'auto-corrélation seront en phase, tandis que les autres valeurs des fonctions d'auto-corrélation et celles des fonctions d'inter-corrélation seront hors de phase. Le résultat final est une pointe centrale et des lobes secondaires très faibles. Cette méthode, en plus de diminuer les effets du brouillage, permet également d'abaisser les lobes secondaires.

Les figures 5.6 et 5.7 représentent respectivement le résultat de l'intégration cohérente pour des codes biphasés et polyphasés. Dans les deux cas, il s'agit d'une salve de 100 impulsions différentes choisies aléatoirement pour des rapports signal à brouillage de 0, -10, -20 et -30 dB.

5.4.3 Suppression des cibles mobiles

Selon le diagramme d'ambiguïté et certains paramètres du radar comme la longueur d'onde et la durée de l'impulsion, il peut être possible de détecter des cibles possédant une vitesse Doppler relative au radar. Les séquences biphasés ont un diagramme d'ambiguïté en forme de punaise et ne peuvent détecter que de faibles vitesses Doppler. La fréquence Doppler à 6 dB est égale à $0.6/T$, où T est la longueur de l'impulsion non comprimée. Les séquences chirp, avec un diagramme d'ambiguïté en forme de lame de couteau, peuvent détecter de plus grandes vitesses, mais possèdent une ambiguïté en distance. La fréquence à 6 dB est égale à $B/2$, où B est la largeur de bande de la modulation.

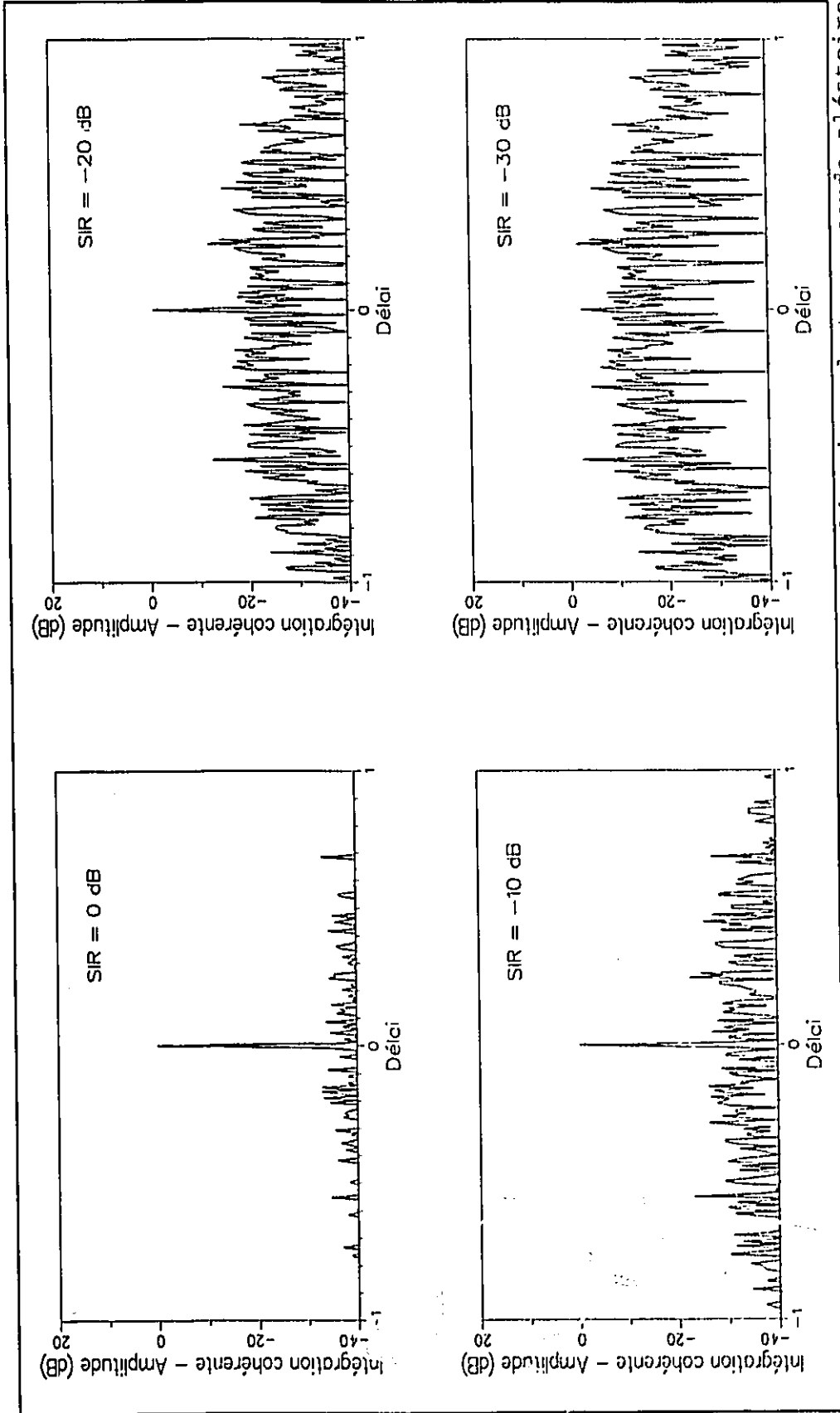


Figure 5.5 Intégration cohérente de 100 impulsions aléatoires de type pseudo-aléatoire de longueur 127. Les courbes correspondent à des rapports signal à brouillage (SIR) de 0 dB, -10 dB, -20 dB et -30 dB.

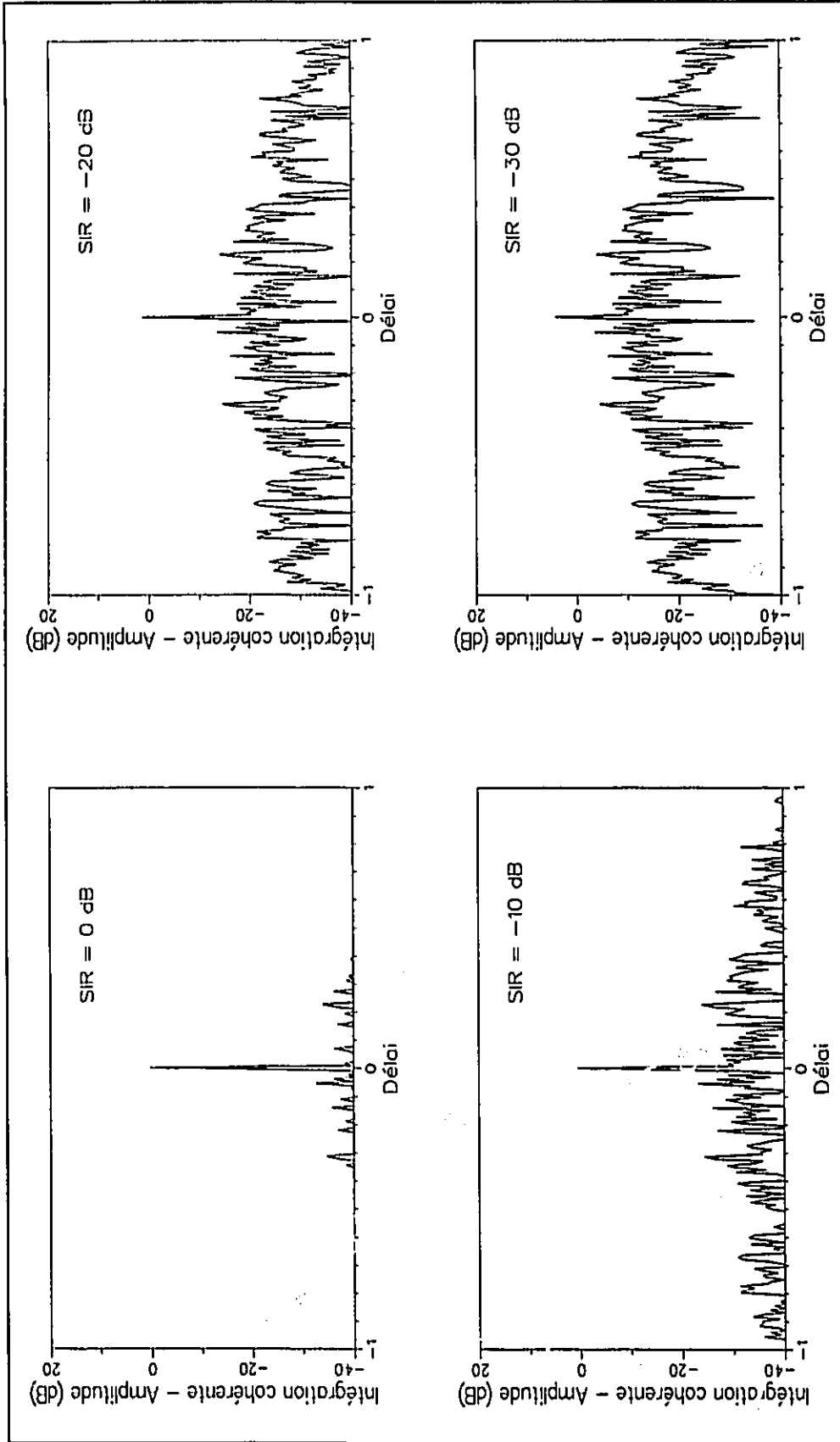


Figure 5.7 Intégration cohérente de 100 impulsions aléatoires de type chirp de longueur 128. Les courbes correspondent à des rapports signal à brouillage (SIR) de 0 dB, -10 dB, -20 dB et -30 dB.

Le diagramme d'ambiguïté est une représentation dans le plan distance-vitesse de l'amplitude du signal comprimé mais non de sa phase. Ses propriétés sont conservées lorsque seule l'amplitude du signal est utilisée pour effectuer la détection. L'emploi de codes polyphases permet, dans les cas de détection simple ou de détection cumulative, de détecter des cibles plus rapides que celles détectées par les codes biphasés. Cependant, ces propriétés peuvent ne pas être applicables lorsque l'intégration cohérente est utilisée, car celle-ci tient compte également de l'amplitude et de la phase du signal.

Lorsque la cible possède une vitesse relative au radar, le déphasage initial de chaque signal de retour, θ_d , varie d'une impulsion à l'autre à cause du déplacement de la cible. Les lobes centraux des auto-corrélations possèdent également cette variation de phase et leur intégration tend à les annuler. L'intégration est parfaite aux fréquences Doppler qui sont des multiples de la fréquence de répétition ("PRF") car la phase initiale de chaque retour est un multiple de 2π . Il est possible de récupérer le lobe principal en utilisant une banque de filtres Doppler qui élimineraient la composante due au déplacement de la cible. Ce filtrage consiste à effectuer une transformée de Fourier sur toutes les cellules de même distance pour la salve d'impulsions, et à prendre le maximum de la transformée comme valeur pour cette distance. Cette technique effectue un repliement des fréquences et ne permet plus de distinguer les fréquences Doppler qui sont séparées par un multiple de la fréquence de répétition. Ce phénomène est appelé l'ambiguïté vitesse et peut être supprimé en variant la fréquence de répétition ("staggered PRF")⁽³¹⁾.

Il est à noter que, lorsque la cible possède une vitesse Doppler, le temps d'arrivée des retours, t_o , varie selon cette vitesse, et que les échantillons du signal ne correspon-

dent plus au même moment d'une impulsion à l'autre. Pour les séquences binaires, où le déphasage des formes d'ondes émises est constant pour la durée d'une cellule de distance, la variation de la phase du même échantillon ne dépend que de l'effet Doppler. Cependant, pour les séquences chirp, où le déphasage des formes d'ondes émises varie continuellement, la variation de la phase du même échantillon dépend en plus de la fréquence initiale du signal émis. Ainsi la phase du lobe central dépend principalement de la fréquence Doppler mais aussi des types de code et d'agilité utilisés. Les variations non constantes de la phase ne sont pas éliminées par le filtrage Doppler. Également, puisque les retours se déplacent d'une impulsion à l'autre, les échantillons de la fonction d'ambiguïté ne correspondent plus au même moment d'une impulsion à l'autre, et causent à chaque impulsion une variation de l'amplitude de l'impulsion comprimée d'une cible mouvante⁽²⁷⁾.

Il est à remarquer que l'intégration cohérente ne permet pas de récupérer les lobes principaux des fonctions d'auto-corrélation des séquences chirp qui ont déviés de la cellule centrale à cause de la fréquence Doppler. La raison est que la phase d'un lobe non central n'est plus constante d'une impulsion à l'autre: elle dépend de sa position par rapport au centre, de la fréquence Doppler, du déplacement des échantillons, des types de code et de l'agilité. Cependant, il est possible d'utiliser l'intégration de la puissance du signal, où la phase serait perdue, pour pouvoir détecter ces lobes principaux qui ont décalé par rapport à l'origine. Toutefois, leur valeur moyenne n'étant plus nulle, les lobes secondaires sont moins réduits par cette technique.

Il se peut que les impulsions comprimées d'une vraie cible soient réparties sur plus d'une cellule de distance à cause de la position et du déplacement de la cible. Si la

cible ne parcourt pas plus que la distance d'une cellule durant la salve, la pire dégradation est de 6 dB. Les impulsions comprimées des séquences chirp peuvent aussi être réparties sur plusieurs cellules car ils tendent à s'élargir lorsqu'il y a une fréquence Doppler.

Il faut considérer des compromis et des limitations pour pouvoir utiliser l'intégration cohérente dans les conditions désirées. Ainsi, le gain du rapport signal à brouillage est relié au nombre de coefficients dans le filtre et au nombre d'impulsions transmises. Celui-ci ne doit pas permettre qu'une cible parcourt plus d'une cellule de distance durant la salve, et est aussi limité par le nombre d'impulsions qu'une antenne rotative peut émettre vers la même cible.

5.4.4 Applications

Les techniques de suppression des répliques de codes sont appliquées à deux radars fictifs; un radar à balayage électronique de bande X dont la fréquence porteuse est de 10 GHz et la fréquence de répétition de 10 kHz, et le radar de bande S utilisé au paragraphe 3.5. Les deux types de séquences ont été comparées pour le compresseur expérimental; des séquences chirp de 128 cellules de distance avec un produit $B \cdot T$ égal à 128, et des séquences pseudo-aléatoires de longueur 127 produites à partir d'un générateur binaire à 7 registres à décalage dont la configuration du raccordement est 211₈⁽²⁵⁾.

Dans le cas du premier radar, la fréquence Doppler maximale correspondant à une vitesse Doppler de 1200 m/s est de 80 kHz. Le trajet maximal d'une cible à vitesse maximale durant une salve de 100 impulsions est de 12 mètres. La longueur des cellules de distance pour un compresseur numérique fonctionnant à 10 MHz est de 15 m. Ainsi le trajet maximal est inférieur à une cellule de distance. Les séquen-

ces binaires et chirp ont respectivement une durée de 12.7 us et 12.8 us. La portée minimale due à la durée de l'impulsion est de 1.92 Km et la portée maximale fixée par le PRF est de 15 Km.

L'intégration cohérente du signal avec et sans filtre Doppler, et l'intégration de la puissance du signal lorsqu'il n'y a pas de brouillage sont comparées pour les séquences pseudo-aléatoires et chirp. Les résultats sont respectivement présentés à la figure 5.8. Les courbes représentent le gain en dB du lobe principal sur les lobes secondaires en fonction de la vitesse Doppler. Les valeurs des courbes ont été calculées à tous les multiples de la moitié de la fréquence de répétition, soit 5 kHz ou 75 m/s, pour bien apercevoir les minimums et maximums de l'intégration cohérente. On remarque facilement que l'intégration cohérente du signal est sensible à la vitesse Doppler pour les deux types de séquences, et que l'intégration avec filtre Doppler donne de meilleurs résultats que l'intégration de la puissance.

La figure 5.9, 5.11 donne le gain de l'intégration cohérente avec filtre Doppler en fonction de la vitesse pour différents rapports signal/brouillage (100, 0, -10 et -20dB) pour les deux types de séquences. On observe pour cette application que l'intégration de 100 séquences différentes ($S/I = 0$ dB) permet d'améliorer le rapport de la puissance crête du signal sur celle du brouillage de 30 dB. Ce gain est obtenu avec les séquences pseudo-aléatoires et chirp pour des vitesses inférieures à 300 m/s.

Comme expliqué auparavant, les séquences chirp ne détectent pas mieux les vitesses Doppler élevées que les séquences binaires, d'autant plus que la base de l'impulsion comprimée est élargie par l'effet Doppler. La figure 5.10 montre les impulsions comprimées à la sortie du filtre Doppler

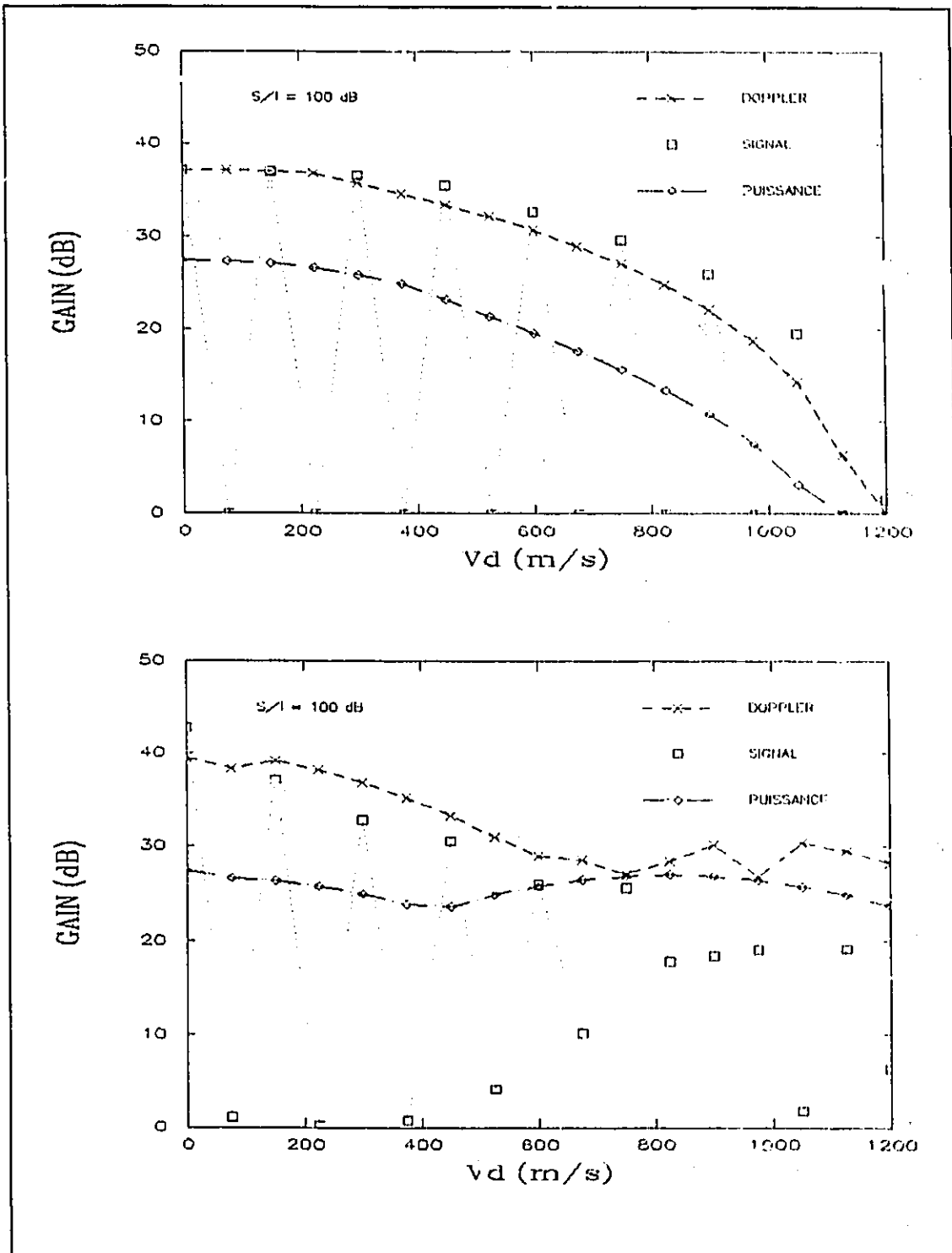


Figure 5.8 Intégration de 100 impulsions de type pseudo-aléatoire (haut) ou chirp (bas) choisies aléatoirement, sans brouillage. Radar de 10 GHz, prf de 10 kHz, f_s de 10 MHz.

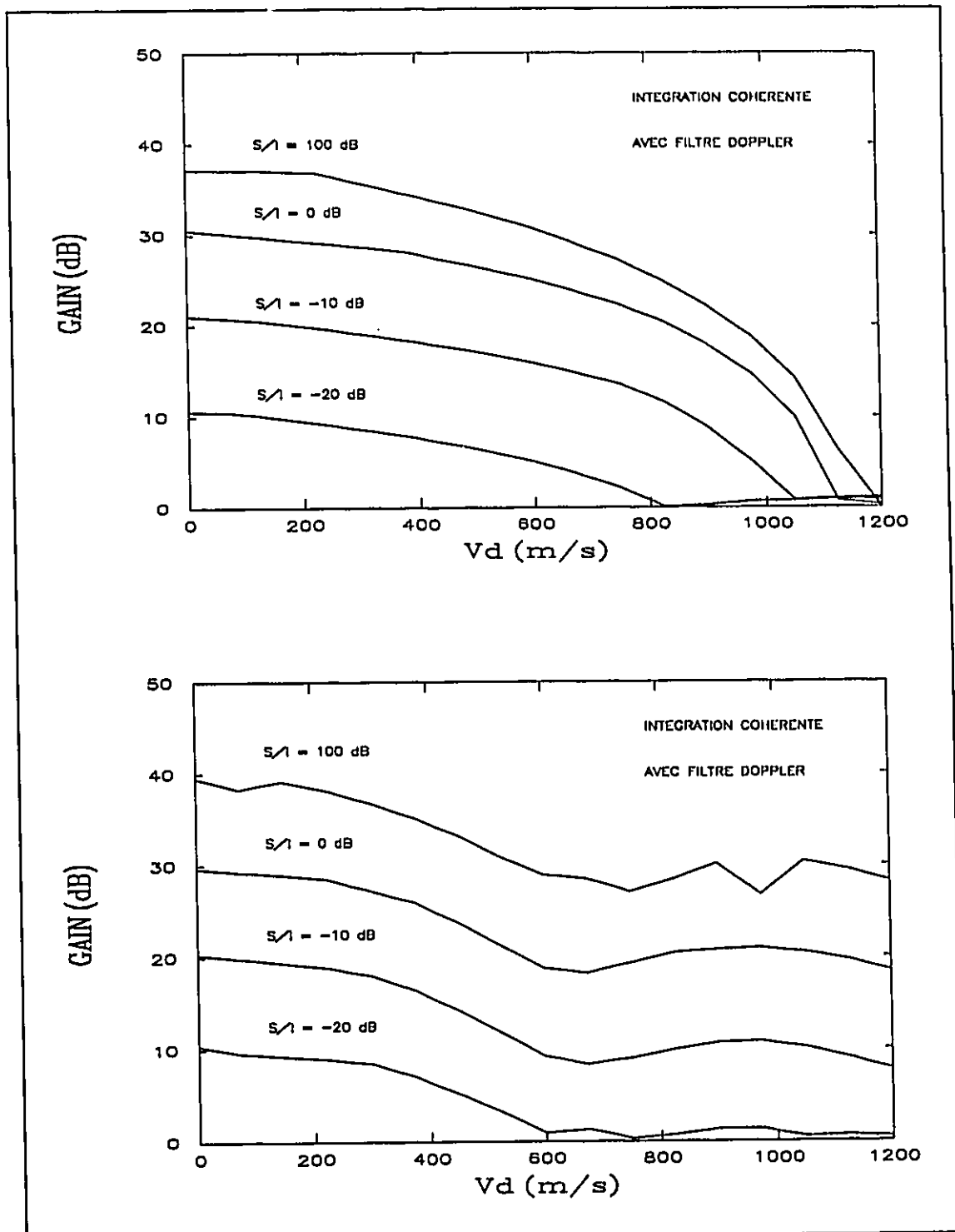


Figure 5.9 Intégration de 100 impulsions de type pseudo-aléatoire (haut) ou chirp (bas) choisies aléatoirement pour différents S/I. Radar de 10 GHz, prf de 10 kHz, f_c de 10 MHz.

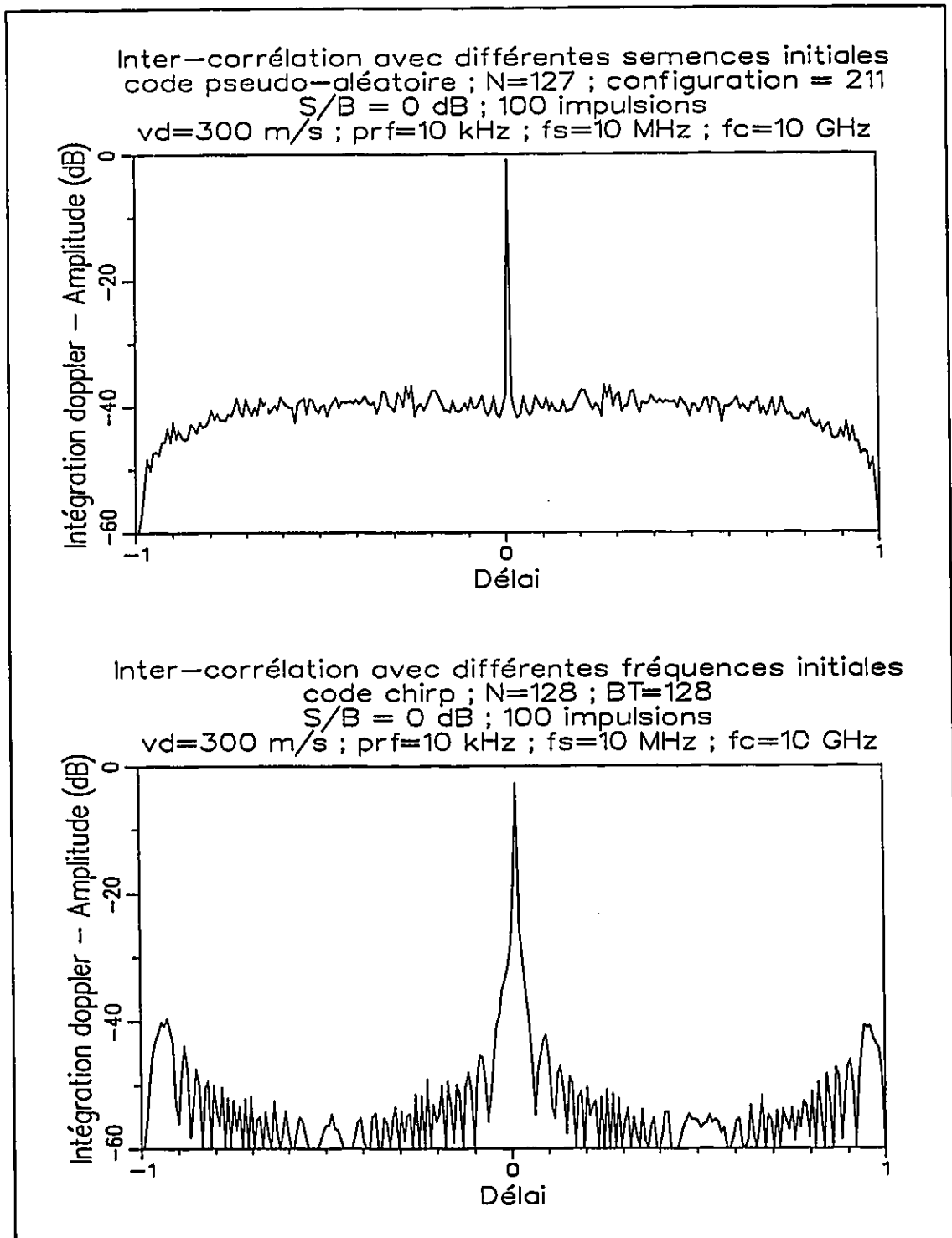


Figure 5.10 Filtrage Doppler de 100 impulsions de type pseudo-aléatoire (haut) ou chirp (bas) choisies aléatoirement sans brouillage. $V_d = 300$ m/s, $f_c = 10$ GHz, $prf = 10$ kHz, $f_s = 10$ MHz.

pour des salves des 100 séquences pseudo-aléatoires ou chirp sans brouillage.

Le second radar de bande S opère à plusieurs fréquences autour de 3 GHz, avec une fréquence de répétition moyenne de 600 Hz. Avec une période de révolution de 10 r/min et une largeur de faisceau de 1.5° , l'antenne peut transmettre jusqu'à 15 impulsions vers la même cible pendant un balayage de 25 ms. Durant ce temps, une cible voyageant à 1200 m/s parcourt 30 mètres, soit l'équivalent de deux cellules de distance lorsque le compresseur numérique fonctionne à 10 MHz, ou d'une cellule de distance pour un compresseur fonctionnant à 5MHz. La fréquence Doppler maximale correspondant à 1200 m/s est de 24 kHz. Les séquences binaires et chirp ont respectivement une durée de 25.4 us et 25.6 us. La portée minimale due à la durée de l'impulsion est de 3.84 Km et la portée maximale fixée par le PRF est de 250 Km.

La figure 5.11 compare l'intégration cohérente du signal avec et sans filtre Doppler, et l'intégration de la puissance du signal lorsqu'il n'y a pas de brouillage pour les séquences pseudo-aléatoires et chirp. Les valeurs des courbes ont été calculées à tous les multiples de la moitié de la fréquence de répétition, soit 300 Hz ou 15 m/s. En plus d'observer les mêmes particularités que pour le premier radar, on remarque, pour cet exemple, que l'intégration cohérente du signal avec ou sans filtre Doppler pour les séquences chirp est sensible aux vitesses Doppler supérieures à 300 m/s.

La raison de cette dégradation est que la phase α de la fonction d'ambiguïté dépend entre autres du déphasage initial, de la fréquence Doppler, du délai par rapport au centre, et de la fréquence initiale:

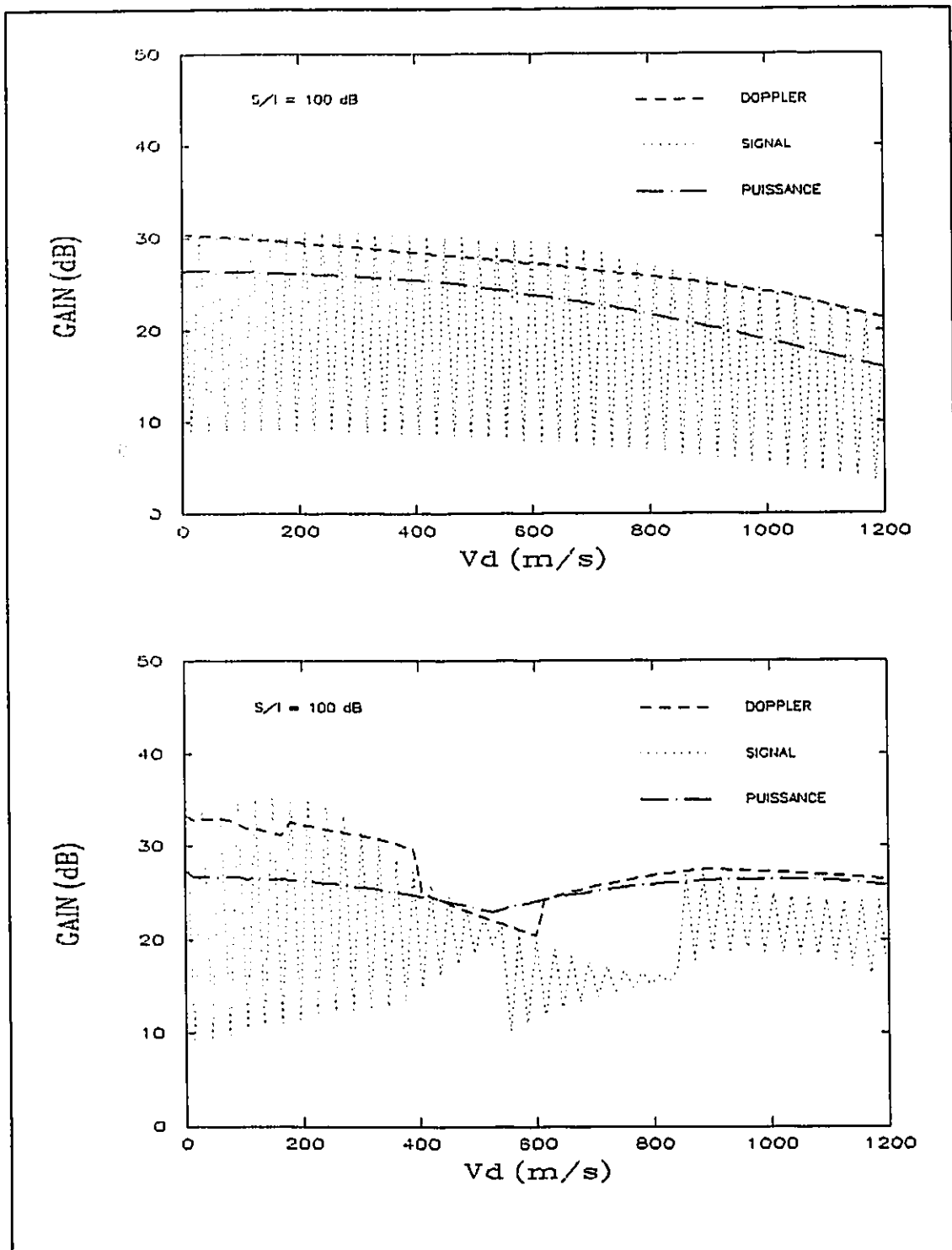


Figure 5.11 Intégration de 15 impulsions de type pseudo-aléatoire (haut) ou chirp (bas) choisies aléatoirement, sans brouillage. Radar de 3 GHz, prf de 600 Hz, f_s de 5 MHz.

$$\alpha = \theta_d + \pi f_d(T - T_R) - 2\pi f_o T_R - \pi k \cdot T \cdot T_R$$

La variation de cette phase d'une impulsion à l'autre devient

$$\Delta\alpha = \Delta\theta_d + \pi f_d(\Delta T_R) - 2\pi((f_o + \Delta f_o)\Delta T_R + \Delta f_o T_R) - \pi k \cdot T \cdot \Delta T_R$$

$$\Delta\alpha = \Delta\theta_d + \pi(f_d + kT)\Delta T_R - 2\pi(f_o\Delta T_R + T_R\Delta f_o)$$

$$\Delta\theta_d = \frac{2\pi f_d}{PRF} \quad ; \quad \Delta T_R = \frac{f_d}{f_c \cdot PRF} \quad ; \quad -B \leq \Delta f_o \leq +B$$

$$-\pi \leq \theta_d \leq +\pi \quad ; \quad -\frac{\tau}{2} \leq T_R \leq +\frac{\tau}{2} \quad ; \quad -\frac{B}{2} \leq f_o \leq +\frac{B}{2}$$

En supposant que la vitesse Doppler de la cible est constante pour toutes les transmissions, il en va de même pour la variation du déphasage initiale $\Delta\theta_d$ et pour la variation du délai ou du temps d'arrivée du signal ΔT_R . Les variations constantes de la phase peuvent être filtrées par le filtrage Doppler. Cependant, la phase α , qui dépend également de la fréquence initiale f_o laquelle varie aléatoirement entre $-B/2$ et $+B/2$, est alors soumise à une variation aléatoire proportionnelle au délai T_R et inversement proportionnelle à la fréquence de répétition. Ce délai T_R , qui représente la position de l'échantillon à l'intérieur de la cellule de distance de longueur τ , varie entre $-\tau/2$ et $+\tau/2$ et crée des variations aléatoires de la phase comprises entre $-\pi/2$ et $+\pi/2$. Ces variations ne sont pas annulées par le filtrage Doppler, mais nuisent plutôt aux autres fréquences Doppler.

La figure 5.12 donne le gain de l'intégration cohérente avec filtre Doppler en fonction de la vitesse pour différents rapports signal/brouillage (100, 0, -10 et -20dB) pour les deux types de séquences. On observe que l'intégration de 15

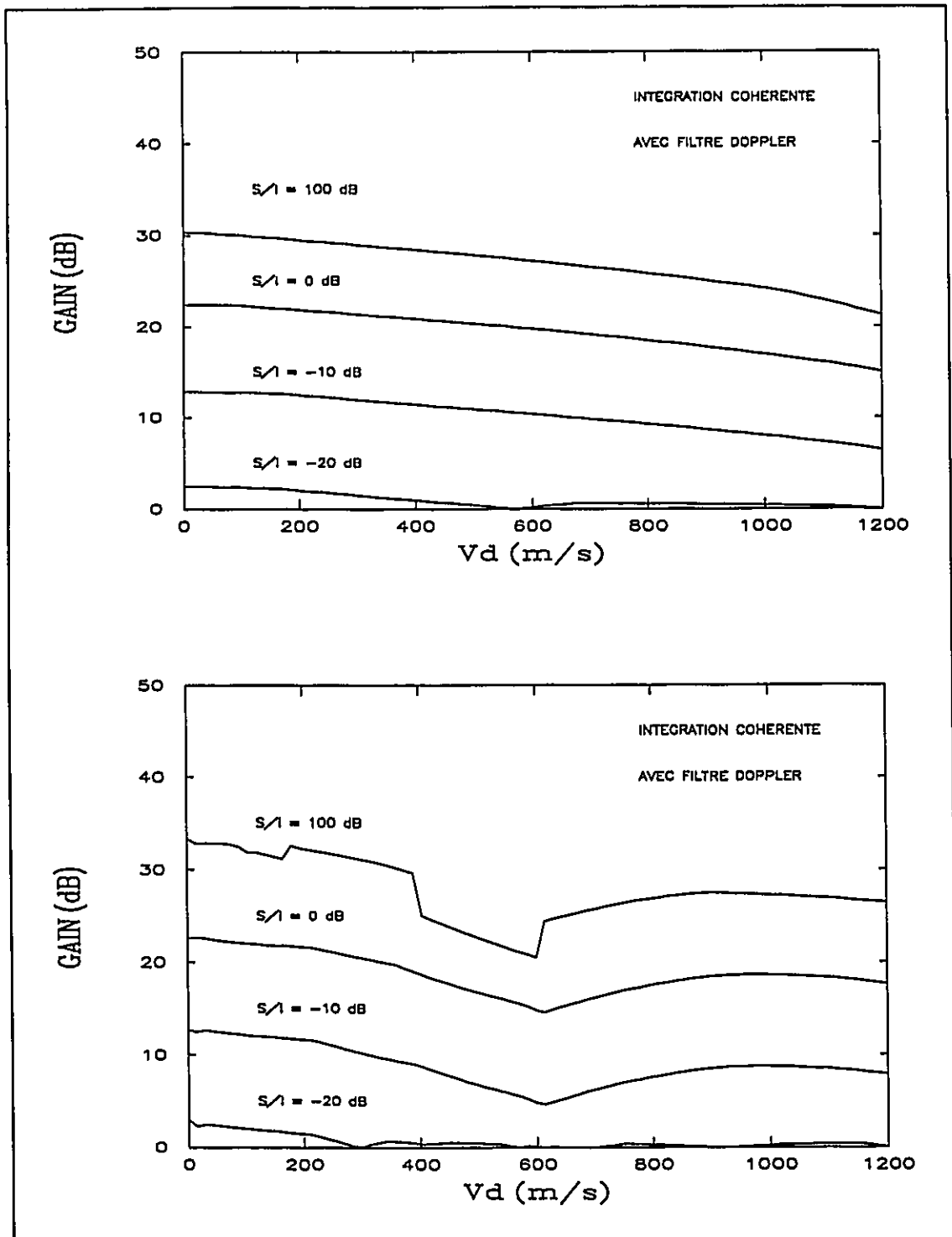


Figure 5.12 Intégration de 15 impulsions de type pseudo-aléatoire (haut) ou chirp (bas) choisies aléatoirement pour différents S/I. Radar de 3 GHz, prf de 600 Hz, f_s de 5 MHz.

séquences différentes ($S/I = 0$ dB) permet d'améliorer le rapport de la puissance crête du signal sur celle du brouillage de 22 dB. Un gain de 20 dB est obtenu avec les séquences pseudo-aléatoires et chirp pour des vitesses inférieures à 300 m/s.

C'est ainsi que les résultats pour le radar rotatif de bande S sont moins performants que ceux du radar de bande X à balayage électronique, puisque la fréquence de répétition est plus petite, et que la cible parcourt une plus grande distance durant la transmission des impulsions. Toutefois, les résultats du radar à balayage électronique seraient différents si la distance parcourue par la cible était plus grande, ou si la position initiale de la cible était différente. Il semble que les séquences binaires soient supérieures aux séquences chirp pour la détection des cibles en mouvement, d'autant plus que l'impulsion comprimée des séquences chirp tendent à s'élargir avec les fréquences Doppler.

Il existe des compromis entre la vitesse maximale, la fréquence de répétition, le nombre de transmissions, la portée maximale du radar, la fréquence de la porteuse et la fréquence d'échantillonnage. Ainsi, la vitesse Doppler maximale est déterminée par la fréquence de la porteuse et la fréquence Doppler à 3 dB, celle-ci étant inversement proportionnelle à la longueur ou au nombre de segments de l'impulsion transmise. Cette vitesse permet de calculer le nombre d'impulsions qui peuvent être transmises pendant que la cible parcourt l'équivalent d'une cellule de distance. La fréquence de répétition détermine également la période entre les transmissions et la portée maximale du radar. L'idéal est de transmettre les impulsions dans le plus court laps de temps possible, mais ceci réduit considérablement la portée maximale du radar et rend les résultats sensibles à la position des échantillons à l'intérieur des cellules de distance.

5.5 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'évaluer la compression d'impulsion numérique en présence de différents types de brouillage radar comme le bruit gaussien, le train d'impulsions et les répliques de codes. Seulement les codes biphasés pseudo-aléatoires et les codes polyphasés dérivés du signal chirp ont été utilisés dans cette évaluation.

Dans les cas du bruit gaussien et du train d'impulsions, la compression d'impulsion permet d'augmenter le rapport de la puissance crête du signal sur la puissance moyenne du brouillage par un facteur égal au nombre de coefficients dans le filtre. Cependant, la compression d'impulsion ne peut pas différencier le signal utile du signal brouilleur si celui-ci renvoie une réplique du même code. Il est alors nécessaire d'utiliser un nouveau code à chaque transmission pour créer une inadaptation entre les codes successifs, et parvenir ainsi à contrer les répliques de codes.

Les types d'agilité de code employé dans cette thèse consistent à changer la semence des codes biphasés pseudo-aléatoires et la fréquence initiale des codes polyphasés chirp. Ces types d'agilité n'empêchent pas la détection des répliques de code, due à la présence de lobes dominants dans la fonction d'inter-corrélation, mais permettent de déplacer leur position d'une transmission à l'autre. Il est alors possible, en accumulant les réponses de plusieurs d'impulsions différentes, de concentrer le signal utile et d'éparpiller le signal brouilleur.

La détection cumulative et l'intégration cohérente ont été évaluées avec une salve de 100 impulsions différentes de type pseudo-aléatoire et chirp. Selon les simulations effectuées pour des cibles fixes, l'intégration cohérente et

les codes polyphases donnent de meilleurs résultats que la détection cumulative et les codes biphasés. Pour les cas étudiés, l'intégration cohérente permet de réduire davantage les lobes secondaires de la fonction d'auto-corrélation.

L'intégration cohérente seule ne peut pas détecter les cibles mobiles puisque la phase du lobe central de la fonction d'auto-corrélation n'est plus constante d'une impulsion à l'autre. Il est alors nécessaire d'effectuer un filtrage Doppler pour pouvoir accumuler les réponses du signal utile. D'après les simulations calculées pour un radar à balayage électronique et un radar rotatif, il est possible d'augmenter le rapport de la puissance crête du signal utile sur celui du signal brouilleur de 30 dB pour une salve de 100 impulsions de type pseudo-aléatoire ou chirp choisies aléatoirement, et de 22 dB pour 15 impulsions.

Toutefois, les codes polyphases ne permettent pas de mieux détecter les cibles rapides que les codes biphasés à cause d'une variation aléatoire de la phase qui, n'étant pas enlevée par le filtrage Doppler, tend à annuler le signal utile. L'intégration de la puissance peut être alors utilisée dans ces cas pour détecter les cibles plus rapides. Un autre désavantage des codes polyphases est que la base de l'impulsion comprimée tend à s'élargir avec les vitesses Doppler. Il existe aussi des compromis entre les différents paramètres du radar qui limitent le gain du rapport signal utile sur le signal brouilleur.

Une nouvelle évaluation pourra être faite en utilisant un détecteur TFAC comme ceci est fait en pratique. D'autres types de codes comme les codes polyphases step-chirp, ou d'autres types d'agilité de code comme le changement de la configuration des codes pseudo-aléatoires, peuvent aussi être utilisés pour la réduction du brouillage radar. Ce sont des

sujets qui peuvent faire l'objet de recherches futures. Suite à cette évaluation de la compression d'impulsion numérique en présence de brouillage radar, le prochain chapitre présente les diverses méthodes pour sa mise en application en temps réel.

Fin

Chapitre 6

Mise en application en temps réel

6.1 Introduction

Ce chapitre présente deux approches pour effectuer de la compression d'impulsion numérique en temps réel, soit le traitement des signaux dans le domaine des fréquences ou dans le domaine du temps. Deux processeurs numériques commerciaux y sont décrits, le HDSP 66110 et le IMS A100. Finalement, le chapitre termine avec une présentation du prototype expérimental développé conjointement par le CRDO et la compagnie Marconi Canada.

6.2 Implémentation en temps réel

Un critère important pour que la compression d'impulsion numérique soit utilisable est qu'elle puisse être effectuée en temps réel. La partie qui limite le plus le traitement des données est le calcul de la réponse du compresseur à un signal d'entrée. Cette réponse $y(n)$, étant la convolution numérique de la réponse impulsionnelle $h(n)$ du compresseur avec une séquence $x(n)$ obtenue en échantillonnant le signal d'entrée, est définie comme suit:

$$y(n) = x(n) * h(n) = \sum_{i=0}^{N-1} x(i) \cdot h(n-i) = \sum_{i=0}^{N-1} x(n-i) \cdot h(i)$$

Lorsque le filtre du compresseur est adapté au code transmis, sa réponse impulsionnelle est l'image miroir conjuguée de la séquence utilisée pour la transmission de l'impulsion codée. Le calcul de la convolution numérique peut être obtenu par deux méthodes; une méthode fréquentielle avec la transformée de Fourier discrète (TFD), et une méthode temporelle avec la corrélation numérique.

6.2.1 Implémentation fréquentielle

La convolution numérique est équivalente à calculer $X(k)$, la TFD du signal d'entrée, à la multiplier avec $H(k)$, la TFD de la réponse impulsionnelle du filtre, et à calculer $y(n)$, la TFD inverse de leur produit^[29].

$$x(n) * h(n) \Leftrightarrow X(k) \cdot H(k) = Y(k) \Leftrightarrow y(n)$$

Pour simuler une parfaite convolution, il faut que le nombre de points de la TFD soit supérieur ou égal à $L = N+M-1$, où L est le nombre de points de la convolution complète, N , le nombre de coefficients du filtre, et M , le nombre de valeurs du signal.

Puisque le signal a une très grande durée et que cela nécessite beaucoup de points pour la TFD, il est possible d'effectuer la convolution par sections et de superposer toutes les sections ensemble. Deux approches peuvent être employées; "overlap-add" où les sections d'entrée ont M points complétées avec $N-1$ zéros et les sections de sortie ont L points valides dont les $N-1$ premiers points sont additionnés aux $N-1$ derniers points de la précédente section de sortie, et "overlap-save" où les sections d'entrée ont L points dont les $N-1$ premiers points sont les $N-1$ derniers points de la précédente section d'entrée et les sections de sortie ont L points dont les $N-1$ premiers points ne sont pas valides.

Lorsque la longueur de la convolution est une puissance de 2, la transformée de Fourier rapide (TFR) peut remplacer la TFD. La TFR a l'avantage de nécessiter beaucoup moins de calculs que la TFD lorsque le nombre de points est élevé. Il est même avantageux de compléter la séquence d'entrée avec des zéros pour totaliser une puissance de 2 et d'utiliser la TFR, au lieu d'utiliser la TFD avec moins de points. La TFR peut

être visualisée comme étant composée de $\log_2 L$ étages de $L/2$ croisillons ou "butterflies" qui effectuent chacun une multiplication complexe et deux additions complexes. Il y a donc $(\log_2 L) \cdot L/2$ multiplications complexes et $L \cdot (\log_2 L)$ additions complexes pour la TFR comparativement à L^2 et $L^2 - L$ pour la TFD. Il est à noter que chaque multiplication complexe comprend 4 multiplications réelles et 2 additions réelles, et qu'une addition complexe comprend 2 additions réelles. La TFR inverse (TFR^{-1}) est une TFR dont les coefficients internes ont été conjugués et l'amplitude des valeurs à l'entrée a été divisée par le nombre de points.

Le calcul de la convolution d'une section du signal d'entrée comprend quatre étapes principales qui sont effectuées consécutivement. Il s'agit de l'acquisition des nouvelles valeurs complexes, du calcul de la TFR de ces valeurs, de la multiplication de cette TFR avec la TFR de la réponse impulsionnelle du filtre, et du calcul de la TFR inverse de ce produit. Il est possible, pour gagner du temps, d'utiliser plusieurs processeurs qui traiteraient simultanément plusieurs sections du signal d'entrée (traitement en parallèle), ou plusieurs étapes du traitement (traitement en cascade). Il est aussi possible d'effectuer en même temps le traitement en cascade et en parallèle. Le résultat de chaque étape est synchronisé avec les autres avant d'être passé au processeur suivant. Il est également possible d'effectuer le calcul de la TFR par $\log_2 L$ processeurs, un pour chaque étage de la TFR, afin d'augmenter la fréquence à laquelle les données peuvent entrer et sortir de la TFR.

Le nombre total d'opérations réelles pour effectuer la convolution d'une section de M points avec un filtre de N coefficients en utilisant la méthode "overlap-save" est $2L \cdot (\log_2 L)$ multiplications et $3L \cdot (\log_2 L)$ additions auxquelles il faut ajouter $2(N-1)$ additions pour la méthode

"overlap-add". Pour pouvoir effectuer cette convolution en temps réel, il faut que la durée de ces opérations soit plus courte que l'acquisition de M nouveaux points, sinon il sera nécessaire d'utiliser plusieurs processeurs pour effectuer le traitement en parallèle ou en cascade jusqu'à ce que la période de traitement soit plus petite que la période d'acquisition des sections. La période de traitement, qui est le délai entre l'entrée des différentes sections de données, est généralement plus critique que la durée de traitement qui est le délai entre l'entrée et la sortie d'une section de données.

6.2.2 Implémentation temporelle

La convolution numérique est aussi équivalente à la corrélation de $g(n)$, l'image miroir de la réponse impulsionnelle du filtre, avec le signal d'entrée $x(n)$:

$$y(n) = x(n) * g(-n) = \sum_{i=0}^{N-1} x(i) \cdot g(n+i) = \sum_{i=0}^{N-1} x(n+i) \cdot g(i) ; g(n) = h(-n)$$

Comme pour la TFD, la corrélation complète d'une section de M points avec un filtre de N coefficients s'étend sur $M+N-1$ points mais nécessite $M \cdot N$ multiplications complexes et $(M-1) \cdot (N-1)$ additions complexes, auxquelles il faut ajouter $N-1$ additions complexes pour rabouter les sections ensemble. Cependant, s'il est possible de conserver les $N-1$ dernières valeurs, la corrélation peut se faire continuellement en traitant un nouveau point à la fois, sans la nécessité de sectionner le signal d'entrée. Chaque point traité nécessite alors N multiplications complexes et $N-1$ additions complexes. Dans le cas où une corrélation complexe ne peut pas être employée, celle-ci peut être remplacée par quatre corrélations réelles effectuées entre les parties réelle et imaginaire du signal et celles de la réponse impulsionnelle du filtre. Le nombre total d'opérations réelles pour traiter chaque point est alors $4N$ multiplications et

$4(N-1) + 2$ additions. Pour pouvoir effectuer ces corrélations en temps réel, il faut que la durée de ces opérations soit plus courte que la période d'échantillonnage. Le traitement peut aussi se faire en plusieurs étapes en vue d'augmenter le taux de traitement.

Comme indiqué au tableau 6.1, la méthode fréquentielle nécessite beaucoup moins d'opérations que la méthode temporelle pour obtenir le même résultat. Ainsi la méthode fréquentielle "overlap-save" nécessite l'exécution de $2L \cdot (\log_2 L)$ multiplications et $3L \cdot (\log_2 L)$ additions réelles en M périodes d'échantillonnage, tandis que la méthode temporelle nécessite l'exécution de $4N$ multiplications et $4(N-1) + 2$ additions réelles en une période d'échantillonnage. Dans les deux cas, l'emploi simultané de plusieurs processeurs permet de conserver la même période de traitement tout en utilisant des circuits moins rapides. L'utilisation additionnelle de mémoire tampon, tels des registres à décalage, peut être nécessaire pour entrer et sortir continuellement les données.

Tableau 6.1 Nombre d'opérations pour effectuer une convolution complexe avec un filtre de 128 coefficients.

| Nombre de points de la FFT | Nombre de points traités | Méthode fréquentielle | | Méthode temporelle | |
|----------------------------|--------------------------|-----------------------|-----------|--------------------|-----------|
| | | Multiplications | Additions | Multiplications | Additions |
| 256 | 129 | 4096 | 6144 | 66048 | 65790 |
| 512 | 385 | 9216 | 13824 | 197120 | 196350 |
| 1024 | 897 | 20480 | 30720 | 459264 | 457470 |

Actuellement, des processeurs spécialisés peuvent effectuer très rapidement des TFR ou des corrélations. Ainsi pour une période d'échantillonnage de 200 ns et un filtre de 128 coefficients, la période de traitement doit être in-

férieure à 25.8 μ s avec l'utilisation de TFR de 256 points, à 77.0 μ s avec 512 points ou 179.4 μ s avec 1024 points, et inférieure à 0.2 μ s pour une corrélation continue.

6.3 Processeurs numériques commerciaux

6.3.1 HDSP 66110

La compagnie Array Microsystems (antérieurement appelé Signal Processing Technologies ou SPT) a conçu le tandem DASP/PAC pour le traitement des signaux numériques, et plus spécialement pour le calcul de la TFR^[30,31]. Le DASP, représentant le circuit HDSP 66110, est un processeur de séquences numériques, tandis que le circuit HDSP 66210, nommé "Programmable Array Controller" ou PAC, contrôle l'exécution des opérations.

Ces circuits peuvent effectuer des opérations arithmétiques complexes en point flottant sur des blocs de données à la fréquence de 40 MHz. Chaque bloc comprend huit valeurs réelles ou quatre valeurs complexes de 16 bits chacune. Ainsi la période de traitement pour une opération complexe sur une valeur est de 25 ns.

La FTR est exécutée avec un seul tandem DASP/PAC ou avec plusieurs de ces circuits branchés en série, chacun effectuant les calculs d'une étape de la FTR. Ces circuits effectuent la TFR avec entrelacement fréquentiel en base 2 ou en base 4. Le nombre d'additions est le même en base 2 et en base 4, tandis que le nombre de multiplications complexes en base 4 est inférieur de 25%^[32]. Le nombre de cycles nécessaire pour le calcul de la TFR en base 4 avec un seul circuit DASP/PAC, est donné par^[30]:

$$\begin{aligned} M(N+24) & ; N=4^M \\ (M+1)(N+24) & ; N=2 \cdot 4^M \end{aligned}$$

L'emploi de plusieurs circuits permet de diminuer le nombre de cycles à $24+N$ pour chaque circuit. Le nombre de circuits est alors de:

$$\begin{aligned} M & ; N=4^M \\ M+1 & ; N=2 \cdot 4^M \end{aligned}$$

Le tableau 6.2 donne le temps de calcul de la TFR en base 4 pour des séquences de points complexes avec un et plusieurs circuits, et le nombre de circuits nécessaires pour effectuer la TFR plus rapidement. Ainsi, à raison de 4 cycles par 100 ns, une TFR de 256 points complexes nécessite 28 μ s avec un seul circuit, ou 7 μ s avec 4 circuits branchés en série.

Tableau 6.2 Temps de calcul de la TFR en base 4 par le processeur HDSP 66110.

| Nombre de points | Temps total (us) | Nombre de circuits | Temps par circuit (us) |
|------------------|------------------|--------------------|------------------------|
| 128 | 15.2 | 4 | 3.8 |
| 256 | 28.0 | 4 | 7.0 |
| 512 | 67.0 | 5 | 13.4 |
| 1024 | 131 | 5 | 26.2 |

Une convolution linéaire de 128 points complexes comprend une TFR, une multiplication vectorielle et une TFR⁻¹ de 256 points. Cela représente 9 étapes de calcul de 7 μ s pour un total de 63 μ s. Ainsi la capacité de calcul est de 2.03 MHz pour un seul circuit, ou de 18.43 MHz pour 9 circuits en série. L'utilisation de TFR de 512 points permet d'augmenter la capacité de calcul à 2.61 MHz pour un circuit ou à 28.73

MHz pour 11 circuits. De même, l'utilisation de TFR de 1024 points permet d'augmenter la capacité de calcul à 3.11 MHz pour un circuit ou à 34.24 MHz pour 11 circuits en série. Le tableau 6.3 donne la capacité de calcul en MHz pour le traitement de la convolution de séquences complexes lorsque plusieurs circuits sont utilisés en même temps. La capacité de calcul doit être divisée par le nombre de circuits si un seul circuit est utilisé.

Tableau 6.3 Capacité de calcul (MHz) pour le traitement de la convolution par le processeur HDSP 66110.

| Longueur du code | Dimension de la TFR (nombre de circuits) | | | |
|---------------------|---|------------|-------------|--------------|
| | 128 (9) | 256 (9) | 512 (11) | 1024 (11) |
| 64 | 17.1 | 27.6 | 33.5 | 36.7 |
| 128 | - | 18.4 | 28.7 | 34.2 |
| 256 | - | - | 19.2 | 29.4 |

La compagnie Array Microsystems fabrique également une carte basée sur l'emploi du tandem DASP/PAC pour le traitement des signaux numériques. Il s'agit du "Frequency Domain Array Processor (FDAP) HDSP66. Cette carte a été évaluée par la section du radar aéroporté du CRDO pour le traitement de signaux radar comme la compression d'impulsion⁽³³⁾.

6.3.2 IMS A100

Le circuit IMS A100 de Inmos est un filtre numérique transversal à 32 étages qui peut être monté en cascade. Les mots du signal d'entrée ont 16 bits, tandis que ceux du signal de sortie ont 24 bits. Chaque circuit possède une entrée de 24 bits spécialement conçue pour le branchement en cascade de

plusieurs circuits. La vitesse de traitement est reliée au nombre de bits utilisés par les coefficients du filtre. Ainsi la vitesse est respectivement égale à 2.5 MHz, 3.3 MHz, 5.0 MHz et 10 MHz pour des coefficients de 16 bits, 12 bits, 8 bits et 4 bits. Le traitement interne de chaque circuit est effectué avec 36 bits afin d'éviter les effets de troncature et d'arrondi. Le circuit possède deux registres pour les coefficients qui peuvent à n'importe quel moment être utilisés pour la multiplication ou être accessibles de l'extérieur.

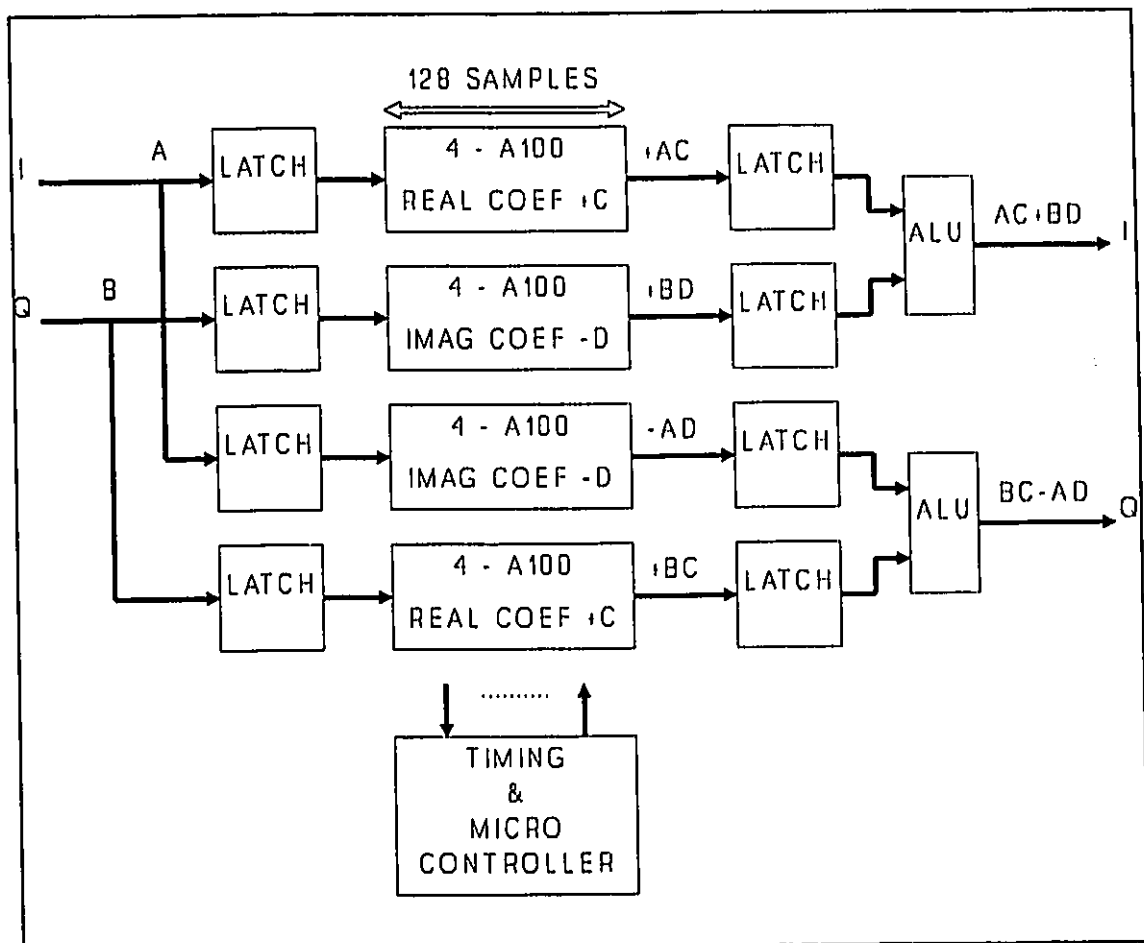


Figure 6.1 Schéma de principe du circuit du compresseur numérique et du circuit de commande.

Pour ces raisons, 4 circuits IMS A100 en cascade peuvent simuler une corrélation continue avec 128 coefficients. La figure 6.1 montre une corrélation complexe répartie en quatre

corrélations réelles et effectuée par 4 groupes de quatre circuits IMS A100. Les verrous permettent de stabiliser l'entrée et la sortie des données. Le micro contrôleur est surtout utilisé pour le chargement des coefficients dans les deux registres. Pendant qu'un registre est utilisé pour la corrélation avec le premier code, les coefficients pour le prochain code sont chargés dans le deuxième registre. Le rôle de chaque registre est inversé à chaque transmission.

À cause de l'interface entre les circuits, la précision finale des résultats demeure à 24 bits même si la précision pour chaque circuit est de 36 bits. La troncature des coefficients peut être vue comme étant du bruit blanc uniformément distribué, de variance $q^2/12$ ^[34], qui aurait été additionné aux coefficients exacts. La corrélation agit comme l'addition de 128 variables aléatoires indépendantes et également distribuées. Il est à noter qu'un bit est utilisé comme signe et qu'il n'est pas compté dans le pas de quantification q .

6.4 Compresseur d'impulsion numérique expérimental

En 1988, au moment de la conception initiale du compresseur d'impulsion numérique, les circuits IMS A100 étaient les plus avantageux au plan de la vitesse de calcul, de l'interconnexion entre les circuits, de la disponibilité et des prix. À partir de ces circuits, un compresseur numérique^[20] a été construit selon le bloc diagramme de la figure 6.1, et dont une photo est montrée à la figure 6.2. On peut y apercevoir les 16 circuits IMS A100 nécessaires pour la corrélation complexe avec 128 coefficients. La compression d'impulsion peut être effectuée à 5 ou 10 MHz et utiliser des coefficients de 8 ou 4 bits respectivement.

La figure 6.3 montre les fonctions d'auto-corrélation d'un code chirp simulées par un ordinateur avec des coef-

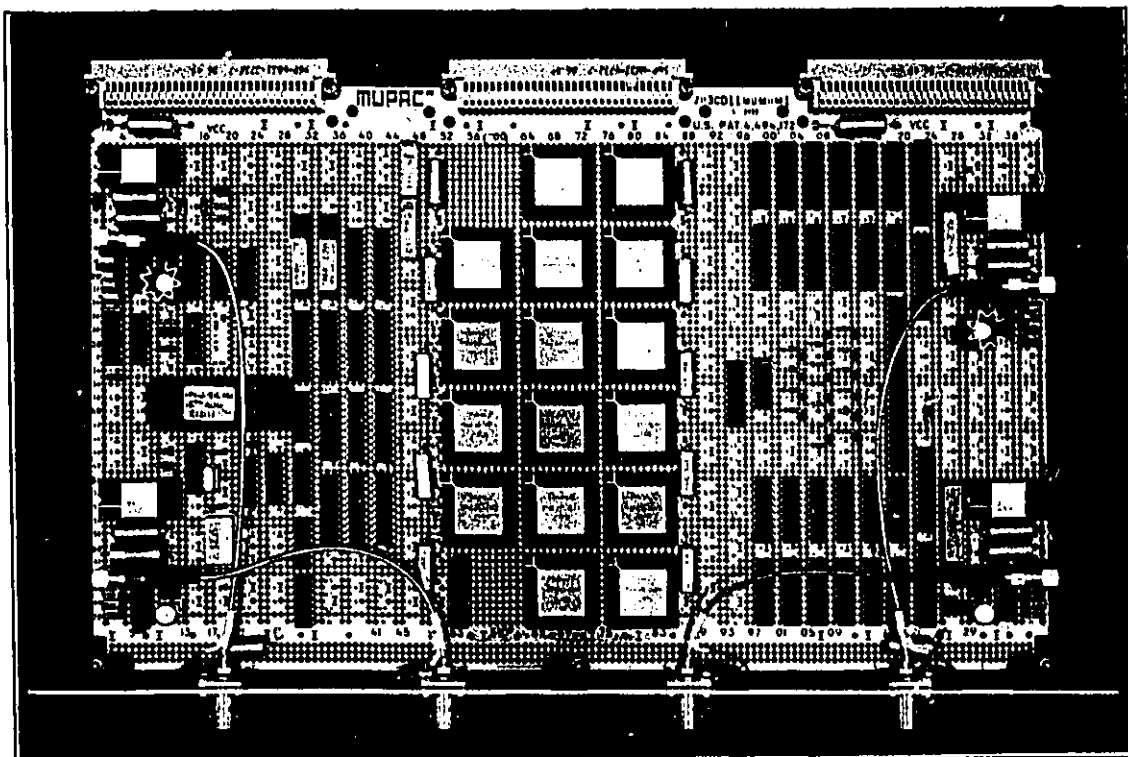


Figure 6.2 Photographie du circuit du compresseur numérique et du circuit de commande.

ficients de 8 et 4 bits. Le rapport signal à bruit dû à la quantification par troncature des coefficients est respectivement de 74 dB et 50 dB. Ainsi des coefficients de 4 bits donnent des résultats très acceptables.

Un générateur de signaux analogiques basé sur le lissage de formes d'ondes numérisées a été également développé d'après le diagramme de la figure 6.4. Combiné à un modulateur, un à démodulateur quadratique, à un convertisseur analogique-numérique et au compresseur numérique, un système expérimental⁽²⁰⁾ a été construit pour évaluer les résultats de la compression d'impulsion numérique dans différentes situations.

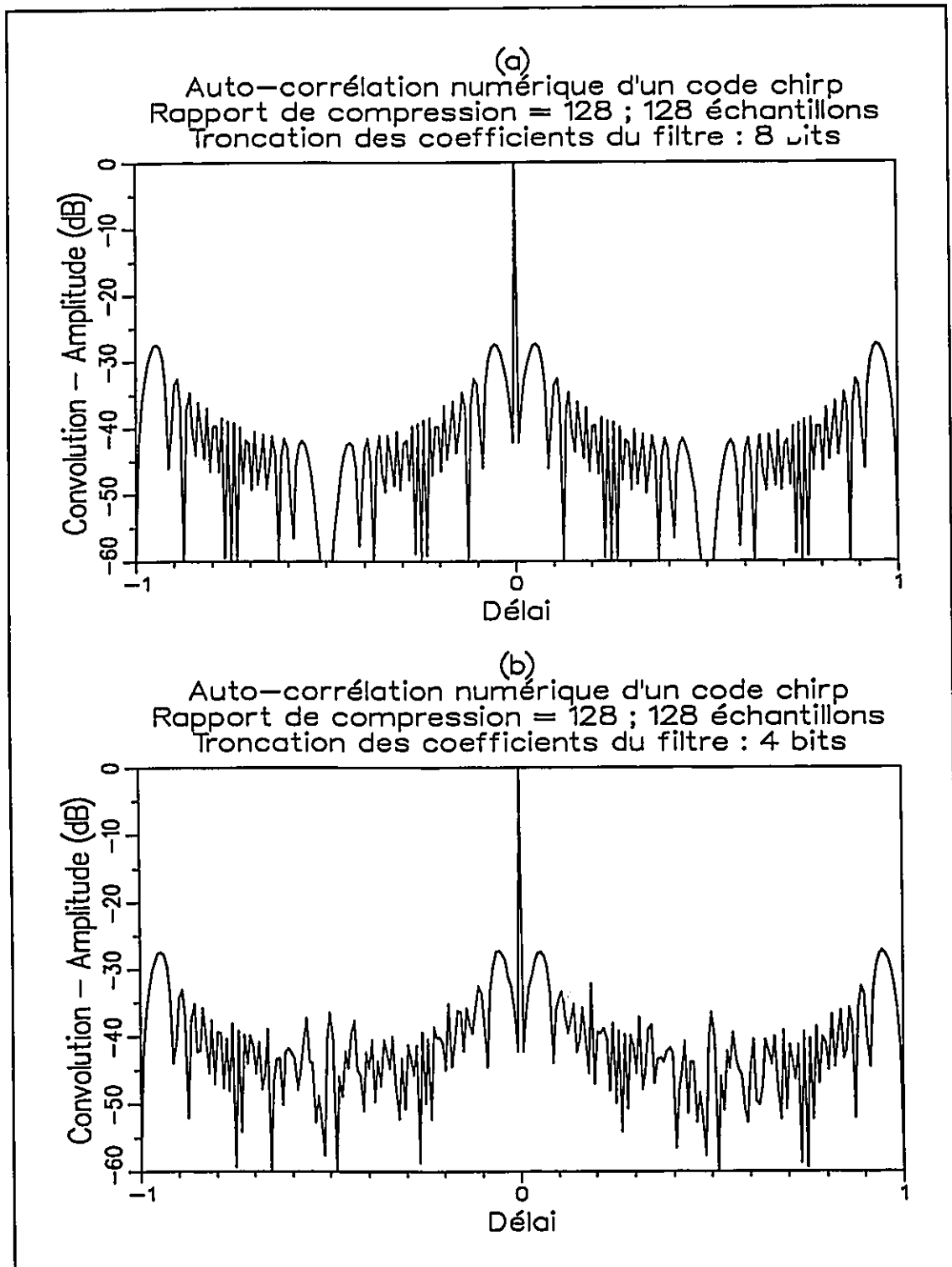


Figure 6.3 Fonctions d'auto-corrélation d'un code chirp de longueur 128 dont les coefficients du filtre ont 8 bits (a) et 4 bits (b).

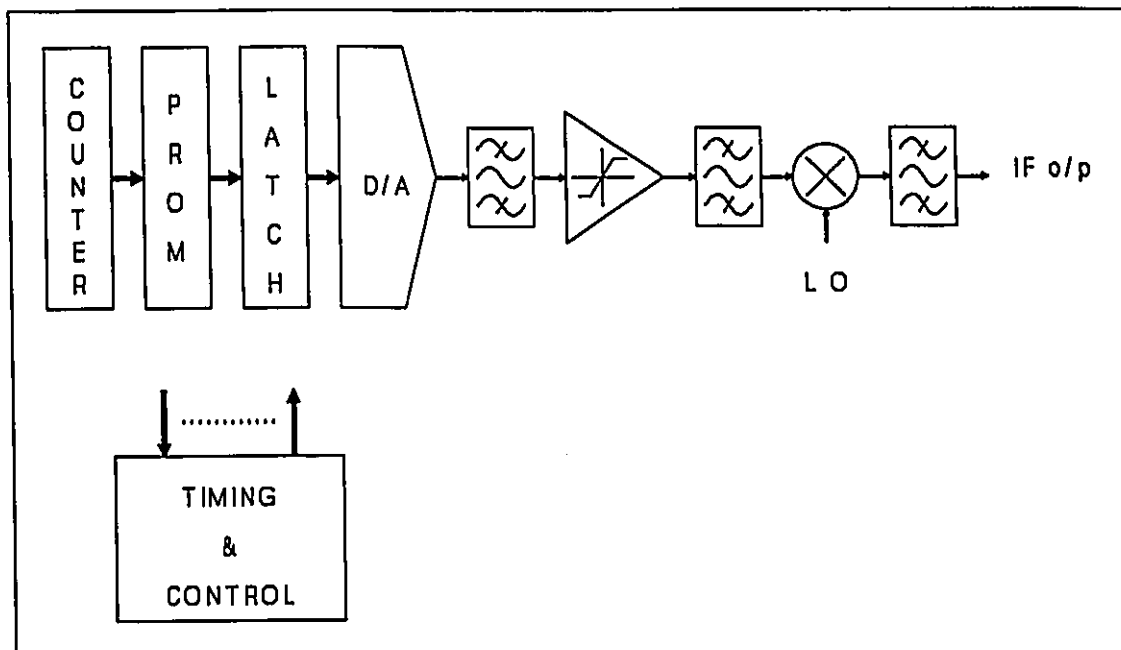


Figure 6.4 Schéma de principe du circuit de génération des formes d'ondes et du circuit de commande.

6.5 Conclusion

Ce chapitre a traité de la mise en application en temps réel de la compression d'impulsion numérique, des méthodes fréquentielle et temporelle pour le calcul numérique de la convolution, des processeurs numériques commerciaux spécialisés dans le traitement numérique du signal et du prototype expérimental construit par le CRDO et la compagnie Marconi Canada.

Bien que le traitement de la convolution dans le domaine des fréquences nécessite moins d'opérations arithmétiques que dans le domaine temporel, un circuit spécialisé comme le IMS A100 peut effectuer la compression d'impulsion plus rapidement avec des corrélations plutôt qu'avec des TFR. Le prototype expérimental utilisant 16 circuits IMS A100 peut effectuer la compression d'impulsion de codes de longueur 128 à la fréquence de 5 ou 10 MHz, et ainsi produire une impulsion comprimée de 200 ou 100 ns.

D'autres processeurs spécialisés comme le HDSP 66110 peuvent également traiter rapidement des convolutions. Pour une période d'échantillonnage de 200 ns et un filtre de 128 coefficients, la période de traitement doit être inférieure à 25.8 μ s avec l'utilisation de TFR de 256 points, à 77.0 μ s avec 512 points ou 179.4 μ s avec 1024 points, et inférieure à 0.2 μ s pour une corrélation continue.

Chapitre 7

Conclusion

La compression d'impulsion possède plusieurs avantages pour l'élimination ou la réduction du brouillage radar. Elle permet de réduire le bruit blanc ou toutes sortes d'interférences qui ne sont pas corrélées avec les signaux utilisés.

L'élimination des répliques de codes nécessite la sélection d'un nouveau code à chaque impulsion transmise. Pour exploiter cette technique avec des circuits analogiques il est nécessaire d'utiliser, pour chaque code, un circuit différent pour la transmission et la réception des signaux. L'emploi de circuits numériques permet de stocker plusieurs codes différents sur quelques puces électroniques.

J'ai analysé deux types de codes dans cette thèse; les codes biphasés pseudo-aléatoires, et les codes polyphasés chirp. Ces codes permettent de construire plusieurs codes différents de même longueur et de même rapport de compression. L'analyse comportait entre autres l'évaluation des fonctions d'auto-corrélation et d'inter-corrélation entre les codes successifs.

Ces codes ont été évalués pour la suppression du brouillage radar tel le bruit gaussien, les trains d'impulsions et les répliques de codes. Ces dernières nécessitent l'utilisation de techniques supplémentaires, comme la détection cumulative et l'intégration cohérente, pour supprimer davantage le résidu du brouillage. Pour pouvoir filtrer les cibles mobiles, il est nécessaire d'inclure à l'intégration cohérente un filtre Doppler qui élimine les variations de phases dues à l'effet Doppler.

J'ai aussi présenté deux méthodes pour la mise en application en temps réel de la compression d'impulsion numérique; une méthode fréquentielle avec l'emploi de la transformée de Fourier rapide, et une méthode temporelle en effectuant la corrélation entre les signaux. Deux circuits commerciaux ont été évalués pour effectuer le calcul de la convolution; le HDSP 66110 de Array Microsystems et le IMS A100 de Inmos. Un prototype expérimental utilisant les circuits IMS A100 est présenté ici.

Dans cette thèse, j'ai surtout évalué la compression d'impulsion numérique d'une façon analytique et numérique en ne présentant que des simulations de données obtenues avec un ordinateur et avec le prototype expérimental. Une étude future pourrait évaluer la compression d'impulsion numérique de signaux analogiques. Ceci permettrait d'évaluer l'échantillonnage, le bruit, le déplacement des cibles et la génération des différents signaux.

L'utilisation des codes step-chirp pour la détection des cibles mobiles serait aussi un sujet de recherche intéressant. Ils peuvent être meilleur que les codes chirp dans l'intégration cohérente d'une salve d'impulsions différentes. Une autre étude pourrait analyser l'emploi d'un détecteur à taux de fausse alarme constant (TFAC) dans la détection cumulative et l'intégration cohérente comparativement à un seuil fixe de détection.

A.M.D.G.

Bibliographie

1. Cook, C.E. et M. Bernfeld, "Radar Signals: An Introduction to Theory and Application", Academic Press, New York, 1967.
2. Skolnik, M.I., "Radar Handbook", McGraw-Hill, New York, 1970, chap. 20.
3. Skolnik, M.I., "Introduction to Radar Systems", McGraw-Hill, New York, 1980, chap. 11.
4. Lewis, B.L., F.F. Kretschmer, Jr. et W.W. Shelton, "Aspects of Radar Signal Processing", Artech House, Norwood, 1986, chap 2.
5. Frank, R.L., "Polyphase Codes with Good Non-Periodic Correlation Properties", IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-9, no. 1, pp. 43-45, janvier 1963.
6. Lewis, B.L. et F.F. Kretschmer Jr., "A New Class of Polyphase Pulse Compression Codes and Techniques", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-17, no. 3, pp. 364-372, mai 1981.
7. Lewis, B.L. et F.F. Kretschmer Jr., "Linear Frequency Modulation Derived Polyphase Pulse Compression Codes", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-18, no. 5, pp. 637-641, septembre 1982.
8. Barker, R.H., "Group Synchronizing of Binary Digital Systems", dans "Communication Theory", W. Jackson (ed.), pp. 273-287, Academic Press Inc., New York, 1953.

9. Delong, D.F., "Experimental Autocorrelation of Binary Codes", M.I.T./Lincoln Lab. Rapport 47G-0006, 24 octobre 1960 (AD245803).
10. Taylor, S.A., et J.L. MacArthur, "Digital Pulse Compression Radar Receiver", Appl. Phys. Lab. Tech. Digest, vol. 6, no. 4, pp. 2-10, 1967.
11. Golay, M.J.E., "Complementary Series", IRE Trans. on Information Theory, vol. IT-7, pp. 82-87, avril 1961.
12. Murakami, T., "Optimum Waveform Study for Coherent Pulse Doppler", RCA Report AD 641391, février 1965.
13. Costas, J.P., "A Study of a Class of Detection Waveforms Having Nearly Ideal Range-Doppler Ambiguity Properties", Proceedings of the IEEE, vol. 72, pp. 996-1009, août 1984.
14. Golomb, S.W. et H. Taylor, "Constructions and Properties of Costas Arrays", Proceedings of the IEEE, vol. 72, no 9, pp. 1143-1163, septembre 1984.
15. Freedman, A. et N. Levanon, "Staggered Costas Signals", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 22, no 6, pp. 695-702, novembre 1986.
16. Drumheller, D.M. et E.L. Titlebaum, "Cross-Correlation Properties of Algebraically Constructed Costas Arrays", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 27, no 1, pp. 2-10, janvier 1991.
17. Titlebaum, E.L., S.V. Marić et J.R. Bellegarda, "Ambiguity Properties of Quadratic Congruential Coding". IEEE

Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 27, no 1, pp. 18-29, janvier 1991.

18. Painchaud, G.R., J.A.H. McKenzie, M. Blanchette et A. Voy, "An Experimental Adaptive Digital Pulse Compression Subsystem for Multi-Function Radar Applications", Proceedings of the IEEE International Radar Conference, pp. 153-158, mai 1990.
19. McKenzie, J. et A. Voy, "Digital Pulse Compression Study and Design", contrat no. W7714-7-5459/01-5V, Compagnie Marconi Canada, Kanata, décembre 1989.
20. Voy, A., "Final Report for the Digital Pulse Compression System Exploratory Development and Evaluation", contrat no. W7714-9-9110/01-ST, Compagnie Marconi Canada, Kanata, novembre 1990.
21. INMOS Corporation, "The Digital Signal Processing Databook", Bath Press Ltd, Bath, juillet 1989.
22. Painchaud, G.R., M. Blanchette, "ECCM Advantages of Adaptive Digital Pulse Compression", Proceedings of the AGARD Avionics Panel Symposium on Electronic Counter-Counter Measures for Avionics Sensors and Communication Systems, pp. 16.1-16.6, octobre 1990.
23. Blanchette, M., "L'utilisation de la compression d'impulsion numérique comme contre-mesure électronique". DREO Signal Processing Workshop, mai 1991.
24. Delisle, C. et M. Blanchette, "L'application des codes de Costas et des codes à congruences quadratiques à la compression d'impulsion numérique". Note technique du CRDO, no 91-31, décembre 1991.

25. Nathanson, F.E., "Radar Design Principles", McGraw-Hill, New York, 1969, chap. 12.
26. Sarwate, D.V. et M.B. Pursley, "Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences", Proceedings of the IEEE, vol. 68, pp. 593-619, mai 1980.
27. Kretschmer, F.F., Jr. et B.L. Lewis, "Doppler Properties of Polyphase Coded Pulse Compression Waveforms", IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-19, no. 4, pp. 521-531, juillet 1983.
28. Papoulis, A., "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes", McGraw-Hill, New York, 1984.
29. Brigham, E. Oran, "The Fast Fourier Transform", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1974.
30. SPT, "Digital Array Signal Processor User's Guide", revision 3.0, nov 1989.
31. SPT, "Programmable Array Signal Processor User's Guide", revision 3.0, nov 1989.
32. Bellanger, Maurice, "Traitement numérique du signal; théorie et pratique", Masson, Paris, 1981, chap. 2.
33. Behroozi, V. et A. Damini, "Implementation of FFT and Pulse Compression Routines on the SPT Frequency Domain Array Processor", rapport CRDO 1041, Ottawa, septembre 1990.
34. Boite R. et Leich H., "Les filtres numériques, analyse et synthèse des filtres unidimensionnels", Masson, Paris, 1980, chap. 5.

Annexe

Propriétés des codes pseudo-aléatoires

Les principales propriétés des codes pseudo-aléatoires ou m-séquences sont les suivantes ^[25,26]:

1. Le nombre de segments positifs (déphasage = 0°) et le nombre de segments négatifs (déphasage = 180°) sont différents de 1 (propriété d'égalité ou "balance property").
2. Si les segments consécutifs de même polarité sont regroupés ensemble, la moitié de ces groupes de segments sont simples, le quart sont doubles, le huitième sont triples, etc. (propriété de suite ou "run property").
3. Si tous les segments d'une séquence sont comparés à ceux de la même séquence décalée circulairement, le nombre de segments pareils diffère du nombre de segments différents par au plus un (propriété de corrélation).
4. La fonction d'auto-corrélation aperiodique est symétrique par rapport à l'origine où le maximum est égal à $2^N - 1$ lorsqu'il n'y a pas de déphasage Doppler (figure 3.3).
5. La fonction d'auto-corrélation périodique (lorsque la séquence est répétée continuellement) possède deux valeurs; un maximum de $2^N - 1$ à l'origine et à toutes les périodes de la séquence, et un plateau égal à -1 entre les maximums.

6. La somme algébrique des fonctions d'auto-corrélation de toutes les conditions initiales pour une configuration donnée est égale à $(2^N-1)^2$ à l'origine, et de 2^N-1-k pour chaque segment situé à k cases de l'origine.
7. La valeur maximale de la fonction d'inter-corrélation de deux séquences de semences différentes et de même configuration est 2^N-1-k pour un segment situé à k cases de l'origine.
8. La somme algébrique des lobes secondaires de la fonction d'auto-corrélation est égale à -0.5 .
9. Le diagramme d'ambiguïté des codes pseudo-aléatoires est du type "punaise" avec une pointe à l'origine et un plateau autour.
10. Pour chaque configuration donnant des m -séquences, il existe une deuxième configuration formée en inversant l'ordre des bits de la première configuration laquelle donnera aussi des m -séquences. L'ordre des segments de ces séquences sera l'inverse de ceux de la première série de m -séquences. La deuxième configuration est aussi appelée la configuration miroir.
11. L'addition exclusive (XOR) de deux m -séquences d'une configuration donnée donne une m -séquence distincte des deux autres.
12. La séquence obtenue en permutant la phase des segments alternés d'une séquence est aussi une m -séquence.