

THESE

En vue de l'obtention du : **DOCTORAT**

Structure de Recherche : Laboratoire de Recherche en Informatique et Télécommunications

Discipline : Sciences de l'ingénieur

Spécialité : Informatique et Télécommunications

Présentée et soutenue le 03/12/2021 par :

Kaoutar FARNANE

Conception et optimisation des formes d'ondes pour les radars: Simulations et application aux radars d'aide à la conduite automobile

JURY

Mohammed OUMSIS	PES, École Supérieure de Technologie de Salé, Université Mohammed V-Rabat	Président
Mohammed KHALIL	PH, Faculté des Sciences et Techniques de Mohammadia, Université Hassan II- Casablanca	Examineur
Ouadoudi ZYTOUNE	PES, École Nationale des Sciences Appliquées, Université Ibn Tofail- Kénitra	Rapporteur/ Examineur
Benayad NSIRI	PES, École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Université Mohammed V- Rabat	Rapporteur/ Examineur
Ahmed Drissi EL MALIANI	PH, Faculté des Sciences, Université Mohammed V- Rabat	Rapporteur/ Examineur
Mourad OUADOU	PA, Faculté des Sciences, Université Mohammed V- Rabat	Invité
Khalid MINAOUI	PES, Faculté des Sciences, Université Mohammed V- Rabat	Directeur de Thèse

Année Universitaire : 2020/2021

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier monsieur Mohammed OUMSIS, Professeur d'Enseignement Supérieur à l'École Supérieure de Technologie de Salé, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider ce jury.

J'adresse mes remerciements à monsieur Mohammed KHALIL, Professeur habilité à la Faculté des Sciences et Techniques de Mohammadia, d'avoir bien voulu examiner ce travail et de participer à ce jury.

Je remercie également monsieur Ouadoudi ZYTOUNE, Professeur d'Enseignement Supérieur à l'École Nationale des Sciences Appliquées de Kénitra, d'avoir bien voulu examiner ce travail et d'en être le rapporteur.

J'adresse également mes remerciements à monsieur Benayad NSIRI, Professeur d'Enseignement Supérieur à l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers de Rabat, d'avoir bien voulu être rapporteur et de faire partie de mon jury de thèse.

Mes remerciements vont également à monsieur Ahmed Drissi EL MALIANI, Professeur habilité à la Faculté des Sciences de Rabat, d'avoir accepté de rapporter mes travaux de thèse et de faire partie de mon jury de thèse.

Mes remerciements vont aussi à monsieur Mourad OUADOU, Professeur assistant à la Faculté des Sciences de Rabat, d'avoir accepté d'être membre du jury.

Mes sincères remerciements vont à mon directeur de thèse monsieur Khalid MINAOUI, Professeur d'Enseignement Supérieur à la Faculté des Sciences de Rabat, pour tout ce qu'il m'a apporté tout au long de la thèse. Je le remercie de m'avoir proposé ce sujet de thèse qui m'a permis de découvrir le monde de la recherche. Sa disponibilité, son encadrement, ses conseils, son aide précieuse et ses qualités humaines et de chercheur m'ont permis de mener à bien cette thèse.

Mes vifs remerciements s'adressent également à ma famille pour leurs encouragements et leur soutien sans faille qu'ils m'ont apporté tout le long de mon cursus. Mes pensées vont particulièrement à mes chers parents, mes adorables sœurs et frères, qui ont toujours été là pour moi et ont su me redonner confiance dans les moments de doute.

Enfin je tiens à remercier toute personne qui m'a aidé, de près ou de loin, à l'élaboration de ce présent travail.

Cette thèse vise à contribuer à l'étude du radar à compression d'impulsion, en considérant plus particulièrement les problèmes du choix de la forme d'onde et du traitement des signaux radar pour des applications relatives à l'aide à la conduite automobile. Notre contribution s'est développée selon trois axes majeurs. Dans le premier axe, nous avons proposé une nouvelle mise en forme de paires, et plus généralement d'ensembles de Golay, ayant un facteur de mérite égal à l'infini. Par la suite, on a montré ses bonnes performances au niveau du rejet des lobes secondaires de leur fonction d'ambiguïté. Plus précisément, on a vérifié qu'une très bonne réjection de ses lobes secondaires est assurée par l'émission "multipulse" des séquences de Golay. Le deuxième axe est consacré à l'utilisation des métaheuristiques algorithmes pour résoudre le problème des paires et ensembles de Golay à faibles lobes secondaires de la fonction d'ambiguïté. Pour cela, on a déterminé les paramètres à optimiser pour les paires ainsi que les ensembles de Golay. La résolution de ce problème nous a permis de trouver des séquences avantageuses. Le dernier axe développé dans cette thèse consiste à étudier les performances de l'estimation des paramètres de position et de vitesse des cibles en utilisant la forme d'onde basée paires, et plus généralement ensembles, de Golay. Sur cette base, un schéma de réception radar a été proposé pour ce type de forme d'onde ainsi que l'entrée-sortie de chaque bloc. Les simulations réalisées sous Matlab ont montré qu'une très bonne estimation des paramètres de distance et de vitesse est réalisée pour un seuil inférieur à 15 dB pour différents scénarios des vitesses et positions. Ainsi, le rapport signal à bruit en dessous de ce seuil ne permet plus une détection efficace des cibles.

Mots clés : Formes d'ondes radar, compression d'impulsion, codes de phase, fonction d'ambiguïté, filtre adapté, optimisation, estimation des paramètres.

This thesis aims to contribute to the study of pulse compression radar, more particularly by considering the problems of the choice of the waveform and the radar signals processing for applications relating to driving assistance. Our contribution has developed along three major axes. In the first axis, we have proposed a new shaping of pairs, and more generally of Golay sets, having a merit factor equal to infinity. Subsequently, its good performance was shown in terms of rejection of the secondary lobes of their ambiguity function. More precisely, it has been verified that very good rejection of its secondary lobes is ensured by the “multipulse” emission of the Golay sequences. The second axis is devoted to the use of metaheuristic algorithms to solve the problem of pairs and sets of Golay with low sidelobes of the ambiguity function. For this, we determined the parameters to be optimized for the pairs as well as the Golay sets. Solving this problem allowed us to find advantageous sequences. The last axis developed in this thesis consists in studying the performance of the estimation of the position and velocity of targets using the waveform based pairs, and more generally sets, of Golay. In this basis, a radar reception diagram has been proposed for this type of waveform as well as the input-output of each block. The simulations carried out using Matlab have shown that a very good estimation of the distance and velocity is carried out for a threshold lower than 15 dB for different scenarios of velocities and positions. Thus, the signal to noise ratio below this threshold does not allow effective detection of targets.

Keywords : Radar waveforms, pulse compression, phase codes, ambiguity function, adapted filter, optimization, parameter estimation.

Introduction générale	14
1 État de l'art sur les systèmes de détection d'obstacles	18
1.1 Introduction	18
1.2 Les systèmes de détection d'obstacles	18
1.2.1 Les systèmes passifs	18
1.2.2 Les systèmes actifs	19
1.3 Equation de radar	21
1.4 Types de radar	22
1.4.1 Radar à ondes continues	22
1.4.2 Radar à impulsion	28
1.4.3 Radar à compression d'impulsion	30
1.5 Filtre adapté	32
1.6 Fonction d'ambiguïté	34
1.6.1 Définition de la fonction d'ambiguïté	34
1.6.2 Propriété de la fonction d'ambiguïté	34
1.6.3 Fonction d'ambiguïté idéale	36
1.7 Conclusion	37
2 Sélection des séquences codées en phase pour le radar à compression d'impulsion	38
2.1 Introduction	38
2.2 Critère de sélection des séquences	39
2.2.1 Facteur de mérite	39
2.2.2 ISLR	41
2.2.3 PSLR	41

2.2.4	SLr	41
2.3	Familles connues	42
2.3.1	Séquences de Legendre	42
2.3.2	SBPA : m-séquences	42
2.3.3	Séquences de Barker	44
2.3.4	Séquences de Frank	45
2.3.5	Séquences de P1, P2, Px	45
2.3.6	Séquences de Chu	46
2.3.7	Séquences de P3, P4	46
2.4	Séquences complémentaire de Golay	47
2.4.1	Paire complémentaire de Golay	47
2.4.2	Paires de Golay polyphase	51
2.4.3	Ensembles complémentaires de Golay	52
2.5	Proposition d'une nouvelle mise en forme des séquences de Golay pour le radar	54
2.6	Analyse des performances de la fonction d'autocorrélation	55
2.7	Exemples d'utilisation pour le radar opérant à 77 GHZ	57
2.8	Conclusion	67
3	L'optimisation de la fonction d'ambiguïté	68
3.1	Introduction	68
3.2	Problème d'optimisation : Séquences à faible fonction d'ambiguïté	69
3.3	Formulation du problème pour paire de Golay	70
3.4	Les méthaheuristiques algorithmes proposés	71
3.4.1	Adaptation du recuit simulé	72
3.4.2	Structure de voisinage	74
3.4.3	Adaptation de l'algorithme génétique	75
3.5	Résultats de l'étude	76
3.6	Formulation du problème pour l'ensemble de Golay	79
3.7	Recuit simulé adapté pour l'ensemble de Golay	82
3.8	Résultat de l'étude	84
3.9	Conclusion	87
4	Estimation de la distance et la vitesse pour le radar d'aide à la conduite en utilisant les formes d'onde basés Golay	88
4.1	Introduction	88
4.2	Principe de l'anti-collision	89
4.3	Les séquences de Golay pour le radar et les systèmes de communication	89

4.4	Formes d'onde à base de Golay pour radar	90
4.5	Réception et estimation des paramètres	92
4.5.1	Récepteur radar proposé	92
4.5.2	Exemple d'estimation de paramètres	95
4.6	Analyse des performances	99
4.7	Conclusion	107
	Conclusion générale	108
A	Calcul de la fonction d'ambiguïté d'une impulsion modulée en phase	118
B	Le registre à décalage à rétroaction linéaire	120
B.1	Représentation matricielle d'un LFSR	120
B.2	Représentation par la fonction Trace	121

TABLE DES FIGURES

1.1	Principe du radar	21
1.2	Schéma bloc d'un radar à onde continue	23
1.3	Schéma bloc d'un radar FMCW	24
1.4	Évolution temporelle de la fréquence pour une modulation en dent de scie	24
1.5	Fréquence de battement pour la modulation en dents de scie.	25
1.6	Évolution temporelle de la fréquence pour une modulation en toit	25
1.7	Fréquence de battement pour la modulation en toit	26
1.8	Principe du radar à bruit	27
1.9	Schéma simplifié du radar à impulsions	28
1.10	Principe du radar à impulsions	29
1.11	Principe de compression d'impulsions avec une modulation LFM	31
1.12	Principe de compression d'impulsions avec une modulation de phase	32
1.13	Fonction d'ambiguïté idéale	37
2.1	Les meilleurs facteurs de mérite pour les séquences binaires de longueur n	40
2.2	Les meilleurs facteurs de mérite pour les séquences polyphases de longueur n	40
2.3	LFSR de longueur m	43
2.4	Exemple de génération d'une séquence par un LFSR	44
2.5	Exemple d'autocorrélations d'une paire de Golay de longueur 2^3 : ρ_a, ρ_b et $\rho_a + \rho_b$	51
2.6	Exemple d'un graphe	53
2.7	Exemple d'un ensemble de Golay de longueur 2^4	54
2.8	Insertion de l'intervalle de garde pour le paire de Golay	55
2.9	Insertion de l'intervalle de garde pour un ensemble de Golay	55
2.10	Exemple de l'autocorrélation du paire et l'ensemble de Golay de longueur 2^8 : $\rho_{[ab]}, \rho_{[a0b]}, \rho_{[a_1 a_2 a_3 a_4]}$ et $\rho_{[a_1 0 a_2 0 a_3 0 a_4]}$	56

2.11	Autocorrelation de séquence de barker de longueur 13	57
2.12	Autocorrelation des séquences listées dans le premier tableau	58
2.13	Autocorrelation des séquences listées dans le deuxième tableau	58
2.14	Paire de Golay de longueur 1024 : $\rho_a + \rho_b$, ρ_a , $\rho_{[ab]}$ et $\rho_{[a0b]}$, et superposition des coupes à Doppler constant de χ_a , $\chi_{[ab]}$ et $\chi_{[a0b]}$ (cas typique)	59
2.15	Paire de Golay de longueur 1024 : $\rho_a + \rho_b$, ρ_a , $\rho_{[ab]}$ et $\rho_{[a0b]}$, et superposition des coupes à Doppler constant de χ_a , $\chi_{[ab]}$ et $\chi_{[a0b]}$ (cas particulier)	60
2.16	Paire de Golay de longueur 256 : $\rho_a + \rho_b$, ρ_a , $\rho_{[ab]}$ et $\rho_{[a0b]}$, et superposition des coupes à Doppler constant de χ_a , $\chi_{[ab]}$ et $\chi_{[a0b]}$ (cas particulier)	61
2.17	SL_r pour différente longueur de la paire du Golay : [a b] et [a 0 b]	61
2.18	Ensemble de Golay de longueur 1024 : $\rho_a + \rho_b$, ρ_a , $\rho_{[ab]}$ et $\rho_{[a0b]}$, et superposition des coupes à Doppler constant de χ_a , $\chi_{[ab]}$ et $\chi_{[a0b]}$ (cas typique)	62
2.19	Ensemble de Golay de longueur 1024 : $\rho_a + \rho_b$, ρ_a , $\rho_{[ab]}$ et $\rho_{[a0b]}$, et superposition des coupes à Doppler constant de χ_a , $\chi_{[ab]}$ et $\chi_{[a0b]}$ (cas particulier)	62
2.20	Ensemble de Golay de longueur 256 : $\rho_a + \rho_b$, ρ_a , $\rho_{[ab]}$ et $\rho_{[a0b]}$, et superposition des coupes à Doppler constant de χ_a , $\chi_{[ab]}$ et $\chi_{[a0b]}$ (cas particulier)	63
2.21	SL_r de l'ensemble de Golay pour différents longueurs	64
2.22	Paire de Golay (a,b) de séquences de longueur 256. Séquence multipulse de longueur = 64×256 temps symboles	64
2.23	Paire de Golay (a,b) de longueur 1024. Séquence multipulse de longueur = 64×1024 temps symboles	65
2.24	Ensemble de Golay de longueur 256. Séquence multipulse de longueur = 64×256 temps symboles	65
2.25	Ensemble de Golay de longueur 1024. Séquence multipulse de longueur = 64×1024 temps symboles	66
2.26	Paire de Golay polyphase à 4 états de longueur 256 et 1024. Séquence multipulse de longueur 64×256 et 64×1024 temps symboles	66
2.27	Ensemble de Golay polyphase à 4 états de longueur 256 et 1024. Séquence multipulse de longueur 64×256 et 64×1024 temps symboles	67
3.1	Fonction d'ambiguïté de paire de Golay de longueur $n = 128$	70
3.2	Fonction d'ambiguïté de paire de Golay de longueur $n = 1024$	71
3.3	Différentes méthodes d'optimisation	72
3.4	Organigramme du recuit simulé	73
3.5	Organigramme d'un algorithme génétique	76
3.6	Meilleur SL_r pour différentes longueur des paires de Golay	79
3.7	Optimisation de la fonction d'ambiguïté d'une paire de Golay de longueur $n = 128$	80
3.8	Optimisation de la fonction d'ambiguïté d'une paire de Golay de longueur $n = 1024$	80
3.9	La fonction d'ambiguïté de l'ensemble de Golay de longueur $n = 256$	81

3.10	La fonction d'ambiguïté de l'ensemble de Golay de longueur $n = 1024$	81
3.11	Meilleur SL_r pour différentes longueur des ensembles de Golay	85
3.12	Optimisation de la fonction d'ambiguïté de l'ensemble de Golay de longueur $n = 128$	86
3.13	Optimisation de la fonction d'ambiguïté de l'ensemble de Golay de longueur $n = 1024$	86
4.1	Principe de l'anticollision	89
4.2	Forme d'onde de la paire de Golay en émission multipulse	91
4.3	Forme d'onde de l'ensemble de Golay en émission multipulse	91
4.4	Schéma du récepteur pour les séquences de Golay en multipulses.	93
4.5	Exemple de signaux à l'entrée et à la sortie du démultiplexeur pour les séquences de paires de Golay.	93
4.6	Exemple de signaux à l'entrée et à la sortie du démultiplexeur pour les séquences de l'ensemble de Golay.	94
4.7	Exemple de la partie réelle du signal à l'entrée du démultiplexeur et du zoom (à droite)	96
4.8	Exemple de la partie réelle des signaux en entrée (première colonne) et de la sortie des filtres adaptés (deuxième colonne) et du zoom de la sortie (dernière colonne) pour la paire de Golay	96
4.9	Partie réelle de la somme de toutes les sorties alignées des filtres adaptés pour la paire de Golay	97
4.10	Signaux à l'entrée (partie réelle du signal à la sortie de l'échantillonneur) (à gauche) et à la sortie (Spectre à la sortie du bloc FFT) du bloc FFT (à droite) pour la paire de Golay	97
4.11	Exemple de la partie réelle du signal à l'entrée du démultiplexeur et du zoom (à droite) de l'ensemble de Golay	98
4.12	Exemple de la partie réelle des signaux en entrée (première colonne) et de la sortie des filtres adaptés (deuxième colonne) et du zoom de la sortie (dernière colonne) de l'ensemble de Golay	98
4.13	Partie réelle de la somme de toutes les sorties alignées des filtres adaptés pour l'ensemble de Golay	99
4.14	Signaux à l'entrée (partie réelle du signal à la sortie de l'échantillonneur) (à gauche) et à la sortie (Spectre à la sortie du bloc FFT) du bloc FFT (à droite) pour l'ensemble de Golay	99
4.15	La performance de distance en utilisant une paire de Golay avec et sans intervalle de garde en multipulses ($d = 50m$, $v = 288km/h$)	101
4.16	La performance de vitesse en utilisant une paire de Golay avec et sans in- tervalle de garde en multipulses ($d = 50m$, $v = 288km/h$)	101
4.17	La performance de la distance en utilisant ensemble de Golay avec et sans intervalle de garde en multipulses ($d = 50m$, $v = 288km/h$)	102

4.18	La performance de la vitesse en utilisant ensemble de Golay avec et sans intervalle de garde en multipulses ($d = 50\text{m}$, $v = 288\text{km/h}$)	102
4.19	Min, max et moy std de la distance en utilisant la paire de Golay avec et sans intervalle de garde pour les 24 combinaisons (d,v) avec $d = 1, 50, 100, 150$ m et $v = -180, -60, 60, 180, 240, 360$ km/h.	103
4.20	Min, max et moy std de la vitesse en utilisant la paire de Golay avec et sans intervalle de garde pour les 24 combinaisons (d,v) avec $d = 1, 50, 100, 150$ m et $v = -180, -60, 60, 180, 240, 360$ km/h.	104
4.21	Min, max and moy std de la distance en utilisant l'ensemble de Golay avec et sans intervalle de garde pour les 24 combinaisons (d,v) avec $d = 1, 50, 100, 150$ m et $v = -180, -60, 60, 180, 240, 360$ km/h.	105
4.22	Min, max and moy std de la vitesse en utilisant l'ensemble de Golay avec et sans intervalle de garde pour les 24 combinaisons (d,v) avec $d = 1, 50, 100, 150$ m et $v = -180, -60, 60, 180, 240, 360$ km/h.	106

LISTE DES TABLEAUX

2.1	Éléments de Barker	45
2.2	Facteur de mérite, PSLR et ISLR pour différentes séquences	56
2.3	Facteur de mérite, PSLR et ISLR pour différentes séquences	57
3.1	Distribution numérique du SL_r sans optimisation sur différentes longueurs.	78
3.2	Distribution numérique du SL_r après optimisation par SA sur différentes longueurs. Les valeurs en gras indiquent les meilleurs valeurs du SL_r	78
3.3	Distribution numérique du SL_r après optimisation par GA sur différentes longueurs. Les valeurs en gras indiquent les meilleurs valeurs du SL_r	79
3.4	Distribution numérique du SL_r pour des ensembles de Golay sans optimisation sur différentes longueurs.	85
3.5	Distribution numérique du SL_r pour des ensembles de Golay après optimisation avec SA sur différentes longueurs. Les valeurs en gras indiquent les meilleurs valeurs du SL_r	85

LISTE DES ACRONYMES

ACC	Adaptive Cruise Control
CW	Continuous Wave
DSP	Densité Spectrale de Puissance
FFT	Fast Fourier Transform
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave
FSK	Frequency Shift Keying
ISLR	Integrated Sidelobe Ratio
LABS	Low Autocorrelation Binary Sequence
LFM	Linear Frequency Modulation
LFSR	Linear Feedback Shift Register
LIDAR	Light Detection And Ranging
PN	Pseudo Noise
PRF	Pulse Repetition Frequency
PRI	Pulse Repetition Interval
PSLR	Peak to SideLobe Ratio
RADAR	RADio Detection And Ranging
RSB	Rapport Signal à Bruit
SBPA	Séquences Binaires Pseudo-Aléatoires
SNR	Signal to Noise Ratio
ULB	Ultra Large Bande

Le radar (RAdio Detection And Ranging) se base sur la propagation des ondes électromagnétiques ou plus précisément sur celle des ondes radio-fréquences. Leurs réflexions permettent de détecter la présence des objets situés dans l'environnement puis de déterminer leurs paramètres (position, vitesse, sens du déplacement ...). Si initialement l'application était purement militaire, avec l'avancement de la technologie de nombreuses applications civiles ont vu le jour tel que la météorologie, l'aéronautique, la navigation maritime, la robotique, ou la conduite automobile. Dans cette thèse, nous nous intéressons plus spécifiquement aux radars embarqués sur les voitures. Ceux-ci visent à renforcer la sécurité routière en fournissant une assistance au conducteur et en assurant une conduite plus confortable.

Avec l'augmentation du nombre des accidents sur la route entraînant des décès et des blessés graves, les pouvoirs publics, poussant à ce que la sécurité routière soit leur principale préoccupation, ont orienté certaines des recherches vers le développement des systèmes de perception de l'environnement routier notamment des systèmes de sécurité et d'aide à la conduite. On peut classer ces systèmes en trois principaux types selon leur rôle et leur complexité.

Le premier type concerne les systèmes passifs purement informatifs qui complètent les connaissances du conducteur et n'interviennent jamais directement sur la conduite du véhicule. Le système prévient le conducteur du danger, via des interfaces Homme-Machine, soit en générant un bip sonore ou au siège vibrant. Parmi ses applications, on trouve par exemple, la rétrovision pour la détection dans les angles morts, la détection d'obstacles, la détection prédictive de la sortie de route, la détection de la vigilance du conducteur, l'aide au parking, etc.

Le second type regroupe les systèmes actifs qui interviennent sur le comportement du véhicule dans le cas d'un danger pour éviter les accidents de la route. Ses applications concernent, par exemple, l'ABS (anti-blocage de roues lors d'un épisode de freinage intense), l'EBD (répartiteur électronique de freinage répartissant le freinage à l'avant et à l'arrière), l'ESP (électro-stabilisateur programmé, contrôlant la trajectoire dans un virage serré ou sur sol glissant), etc.

Le troisième type désigne l'automatisation de la conduite du véhicule, à mi-chemin entre sécurité et confort, comme l'ACC (Adaptive Cruise Control), le contrôle longitudinal urbain (Stop and Go) et le radar anti-collision.

Dans cette thèse, nous nous intéressons, plus spécifiquement, aux radars anti-collision (troisième type) dédiés à l'environnement routier. En effet, les collisions contre pare-chocs arrière d'un autre véhicule sont les accidents les plus fréquents. Dès lors, il est primordial de maintenir une distance de sécurité avec la voiture de devant pour la sécurité routière. Le radar anti-collision permet ainsi d'assurer une distance minimale de sécurité entre deux véhicules successifs en agissant directement sur les freins du véhicule en cas de danger. Il est donc nécessaire d'avoir une estimation fiable de la position et de la vitesse du véhicule cible. Ces mesures sont liées, respectivement, au retard du signal réfléchi par la cible et à la fréquence Doppler induite par son mouvement relatif. Ainsi, le choix d'une forme d'onde appropriée est parmi les problèmes les plus rencontrés lors de sa conception. En effet, la forme d'onde choisie permet de déterminer les capacités de détection, la précision de l'estimation de distance et de vitesse et la puissance de résolution des cibles voisines. Dans ce contexte, la forme de la fonction d'ambiguïté permet d'évaluer les performances d'une forme d'onde donnée pour une application particulière. Elle correspond à la sortie du filtre adapté à la forme d'onde émise affectée du retard et de la fréquence de Doppler.

Le capteur le mieux adapté à l'application anti-collision est le radar à compression d'impulsion. Nous nous intéressons davantage à la version 76-77 GHz afin de concevoir un radar répondant aux normes requises (puissance d'émission, fréquence, etc.). En règle générale, une bonne résolution en distance des cibles peut être obtenue par une impulsion courte non modulée moyennant peu d'énergie en raison de la courte durée. La compression d'impulsion est une technique utilisée dans le système radar pour obtenir les avantages énergétiques d'une impulsion longue ainsi que la bonne résolution en distance d'une impulsion courte. Ceci peut être réalisé par la technique de modulation de l'impulsion émise en fréquence ou par le codage de phase et se traduit par un affinement du lobe principal de la fonction d'ambiguïté.

Plusieurs études ont mis en œuvre des formes d'onde du type FMCW pour les radars d'aide à la conduite automobile. Dans cette thèse, nous nous intéressons à l'emploi de codes de phase qui peuvent être une alternative intéressante à l'emploi de rampes de fréquence. L'utilisation des séquences codées en phase mises en forme par des signaux de forme rectangulaire permet d'assurer une forme homogène de la fonction d'ambiguïté pour différentes coupes Doppler, ce qui est potentiellement intéressant pour le traitement du signal radar, en particulier dans un environnement multi-cibles. En plus de leurs performances de détection et d'estimation pour des SNR raisonnables, il est généralement possible de construire différentes familles de telles formes d'onde, ce qui est très intéressant dans un environnement multi-utilisateurs. Par conséquent, il semble intéressant d'envisager l'utilisation des séquences codées en phase dans les systèmes radar [1].

Les séquences ayant du bon comportement au niveau du rejet des lobes secondaires de la fonction de corrélation sont très intéressantes dans l'application radar. Dans la littérature, plusieurs travaux ont été menés pour étudier les performances des différentes familles des séquences selon différents critères, comme le niveau maximum des lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation ou le facteur de mérite [2]. Cependant, une fonction d'autocorrélation idéale (qui ressemble à une impulsion de Dirac) ne peut pas être obtenue à partir d'une seule séquence. D'où l'idée d'utiliser les séquences complémentaires telles que les paires complémentaires de Golay qui ont été développées par Golay [3]. La propriété de base des séquences de paires de Golay est que la somme de leurs corrélations secondaires disparaisse en dehors du pic principal. L'un des avantages de ces séquences est qu'elles sont relativement faciles à mettre en œuvre (formes d'ondes avec des valeurs réelles et d'amplitude constante). Dans cette thèse, nous nous intéressons à l'utilisation

des séquences complémentaires de Golay dans l'application radar. Nous proposons dans un premier temps une nouvelle mise en forme de paires, et plus généralement d'ensembles de Golay, dont leurs utilisations dans une configuration "multipulse" fournissent des niveaux de lobes secondaires de la fonction d'ambiguïté plus faible. Par la suite, nous appliquons des métaheuristiques algorithmes pour résoudre le problème des paires et ensembles de Golay à faibles lobes secondaires de la fonction d'ambiguïté. Enfin, nous proposons un schéma de réception radar pour ces séquences ainsi que l'entrée-sortie de chaque bloc dans le cas du radar automobile et nous fournissons les performances de l'estimation des paramètres de la position et de la vitesse correspondantes.

Organisation du manuscrit

Le manuscrit est organisé comme suit :

Le chapitre 1 présente un état de l'art des différents systèmes de détection d'obstacles utilisés dans les systèmes d'aide à la conduite pour assurer la sécurité routière. Ils se divisent en deux principales familles : les systèmes actifs comme les lidars et les radars, et les systèmes passifs comme les radiomètres et les caméras. Nous nous focalisons sur le système radar, vu les avantages qu'il présente dans l'environnement routier. Nous décrivons ensuite les différents types de radar ainsi que leurs caractéristiques techniques. Il s'agit des radars à ondes continues, à impulsions, à compression d'impulsions. Nous finissons ce chapitre par la définition de la fonction d'ambiguïté qui est un outil très intéressant utilisé par les radaristes afin d'étudier les différentes formes d'onde émises par radar.

Le chapitre 2 est dédié à la présentation des différentes formes d'ondes pressenties pour la réalisation du système radar à compression d'impulsion. Ce chapitre aborde les critères de sélection d'une séquence codée en phase à savoir le facteur de mérite, ISLR, PSLR. Nous nous intéressons ensuite à la mesure du rejet des lobes secondaires de la fonction d'ambiguïté qu'on va noter SL_r , dont la valeur renseigne sur la présence potentielle des pics de corrélation secondaires de la fonction d'ambiguïté. Pour les radars, la présence des pics de corrélation secondaires est hautement indésirable car ils peuvent masquer la présence des signaux d'écho plus faibles mais utiles. De plus, on a proposé une nouvelle mise en forme des séquences de Golay ayant une fonction d'autocorrélation idéale qui ressemble à une impulsion de Dirac. Par la suite, on a montré leur fort pouvoir de réjection des lobes secondaires dans une émission "multipulse" pour les applications radars d'aide à la conduite.

Le chapitre 3 est consacré à la résolution d'un problème d'optimisation basé sur le niveau des lobes secondaires des séquences de la fonction d'ambiguïté. Plus spécifiquement, on propose de chercher des séquences des paires et ensembles de Golay présentant des faibles lobes secondaires. En outre, On a déterminé les deux paramètres à optimiser pour les paires de Golay ainsi que les quatre paramètres qui influencent la construction des ensembles de Golay. Ce problème est malheureusement non convexe, ce qui signifie que sa résolution n'est pas une chose aisée. De ce fait, des métaheuristiques algorithmes seront présentés et comparés.

Le chapitre 4 concerne l'utilisation des formes d'onde basées sur des paires de Golay et plus généralement des ensembles de Golay en transmission "multipulse" dans le contexte du radar d'aide à la conduite automobile. Sur cette base, un schéma du

récepteur radar est proposé pour une telle forme d'onde ainsi que les entrées-sorties de chaque bloc. Ce récepteur est basé sur le filtre adapté, utilisé pour la détection et l'estimation de la distance et la vitesse des cibles. Une étude des performances d'estimation des paramètres d'une cible pour différents scénarios (combinaison de distance et vitesse) est réalisée en termes de variance des erreurs de position et de vitesse relative à la cible.

Enfin, nous donnerons la conclusion générale de cette thèse ainsi qu'à la présentation de quelques perspectives pour la suite de ce travail de recherche.

Liste des publications

L'ensemble des travaux effectués durant cette thèse ont donné lieu à un certain nombre de publications dans des conférences et dans des revues, classés ci-après par ordre chronologique.

1. K. Farnane, K. Minaoui, A. Rouijel, and D. Aboutajdine. Analysis of the ambiguity function for phase-coded waveforms. In Proceedings of IEEE/ACS International Conference on Computer Systems and Applications, AICCSA, 2016.
2. K. Farnane, K. Minaoui, and D. Aboutajdine. Local search algorithm for low auto-correlation binary sequences. In Proceedings of the 2018 International Conference on Optimization and Applications, ICOA, 2018.
3. K. Farnane and K. Minaoui. Optimization of a new Golay sequences shaping for low sidelobe radar ambiguity function. *Signal, Image and Video Processing*, 14(4), 807-814, 2020.
4. K. Farnane and K. Minaoui. Sidelobe improvement of golay set sequences by using SA for radar applications. *Electronics Letters*, 56(22), 1197-1200, 2020.
5. K. Farnane and K. Minaoui. Analysis of the radar ambiguity function for a new Golay sets shaping. 2020 10th International Symposium on Signal, Image, Video and Communications (ISIVC), 2021, pp. 1-4.
6. K. Farnane and K. Minaoui. Golay pairs waveform for automotive radar target parameters estimation. *SIViP* 15(6), 1231-1238, 2021.

CHAPITRE 1

ÉTAT DE L'ART SUR LES SYSTÈMES DE DÉTECTION D'OBSTACLES

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons les systèmes de détection d'obstacles dédiés pour la prévention contre les accidents routiers. En effet, ces systèmes sont basés sur différentes techniques ayant pour but de détecter la présence des obstacles au voisinage d'un véhicule ; puis de déterminer la distance entre les obstacles et le système de détection ainsi que la vitesse à laquelle ils se déplacent. Ces systèmes de détection, qu'on va détailler par la suite, se répartissent en deux catégories. La première contient les systèmes passifs, capables de détecter et analyser les signaux émis ou réfléchis naturellement par des cibles (sources électromagnétiques ou bruits propres rayonnés) sans envoyer aucun signal tels que les systèmes de vision et les radiomètres. La seconde contient les systèmes actifs qui envoient des ondes électromagnétiques ou lumineuses afin de détecter les cibles tels les radars et les lidars. Dans cette thèse, nous nous intéressons plus aux systèmes radars et aux formes d'ondes qu'ils mettent en œuvre. Nous décrivons ensuite les différents types de radar tel que radars à ondes continues, radars à impulsions et radars à compression d'impulsions. Par la suite, nous présenterions la fonction d'ambiguïté qui est considérée comme un outil très intéressant pour étudier les différentes formes d'onde de l'émission radar.

1.2 Les systèmes de détection d'obstacles

1.2.1 Les systèmes passifs

Ces systèmes permettent la détection de l'énergie émise naturellement de la cible dans son champ de vision. Ils n'ont pas de source pour illuminer la cible. On distingue principalement deux types de systèmes passifs : les systèmes de vision et les radiomètres.

Systèmes de vision

Les systèmes de vision par caméras fournissent, pour chaque point situé dans leur plan focal (où se trouve le capteur), une tension proportionnelle à la quantité de photons qui y sont accumulés. L'image obtenue a l'avantage de présenter une bonne définition, ce qui permet de discriminer la forme des obstacles. Cependant en associant plusieurs caméras [4–6], il est possible, de reconstituer la scène en trois dimensions et ainsi de calculer la distance entre la caméra et la cible. Le principe de base est de mettre en correspondance les pixels similaires provenant des caméras droite et gauche et de procéder à une triangulation pour retrouver la distance. De plus, le coût d'une caméra reste largement inférieur aux autres systèmes de détection. Par contre, les difficultés d'avoir des images claires de nuit ou en présence de mauvaises conditions météorologiques ainsi que le coût très élevé de calcul des algorithmes de traitement des images et les difficultés de détecter les obstacles lointains limitent l'utilisation de ces systèmes de vision.

Radiomètres

Il est possible de détecter les objets en mesurant l'émission thermique d'un obstacle dans une bande de fréquence donnée, et en la comparant à celle d'une référence. En effet, tout corps émet en permanence un rayonnement électromagnétique dont le spectre varie en fonction de la température [7]. Ce rayonnement a une prépondérance dans les infrarouges et dans la bande des ondes millimétrique et centimétriques. Les radiomètres sont donc des systèmes, qui permettent de mesurer l'intensité du flux électromagnétique rayonné par l'obstacle, intégrant une antenne adaptée à ces longueurs d'ondes et ont en général une grande sensibilité. Ils sont largement utilisés dans les radars météorologiques. Cependant les faibles niveaux de puissances reçus limitent leur utilisation aux distances courtes.

1.2.2 Les systèmes actifs

Ces systèmes fournissent leur propre source de rayonnement, qui est généralement une onde électromagnétique ou bien une source lumineuse pour illuminer la cible. Les plus connus sont les LIDAR (LIght Detection And Ranging) et les RADAR (RAdio Detection And Ranging)

Les lidars

Le télémètre laser ou LIDAR (LIght Detection And Ranging) est largement utilisé dans le domaine de la robotique pour la navigation de robots en terrain inconnu [8]. Ce système peut être aussi utilisé dans le domaine de la sécurité routière. En émettant un faisceau infrarouge laser on obtient un faisceau réfléchi par l'obstacle se trouvant dans l'axe de tir du laser. La mesure du temps écoulé entre le départ et l'arrivée du faisceau donne accès à la distance séparant l'obstacle du véhicule équipé par ce système. Si la source est modulée en amplitude par une sinusoïde, on mesure le déphasage de l'onde du retour par rapport à l'onde émise et on en déduit la distance à l'obstacle en connaissant la vitesse du groupe du faisceau lumineux [9–11]. Les inconvénients majeurs des lidars est qu'ils ne sont pas efficaces par temps de pluie et presque aveugles en cas de brouillard ainsi que la détection des cibles présentes seulement dans l'axe du laser.

Les radars

Le RADAR (RADio Detection And Ranging) est un système hyperfréquence actif utilisant les ondes électromagnétiques, ou plus exactement sur celle des ondes radiofréquence (RF) pour détecter et localiser des objets, tels que des avions, des voitures... ou bien même des personnes. Il a été initié en 1886 par le réflecteur mis en œuvre par Heinrich Hertz, qui a permis de vérifier les théories de Maxwell. Il prouva que les ondes électromagnétiques sont réfléchies par les surfaces métalliques et diélectriques. En 1935, Maurice Ponte et Henri Gutton ont effectuée la première détection et localisation d'obstacle, lors d'essais à bord d'un bateau, ils détectèrent des icebergs avec des ondes de 16 cm de longueur d'onde. A partir de là, les radars prennent de l'importance dans les applications militaires, pour la détection des ennemis aussi bien de jour comme de nuit, et c'est dans ce cadre qu'elles ont connu leur réel essor. En particulier, les techniques radar ont devenu de mieux en mieux maîtrisées à la veille de la Deuxième Guerre mondiale où les premiers radars impulsionnels et à ondes continues voient le jour [12]. Avec l'avancement de la technologie, le radar a connu de nombreuses applications civiles telles que le contrôle du trafic aérien, la navigation maritime, la météorologie, l'aide à la conduite automobile, la robotique ou la télédétection par satellite.

Le principe du radar est décrit sur figure 1.1. Il consiste à émettre une onde radiofréquence modulée par un signal en direction d'une cible. Après réflexion sur la cible l'onde reçue est analysée par le récepteur. Le temps de vol de l'onde peut alors être estimé. La vitesse de propagation des ondes électromagnétiques dans l'air étant connu, on peut déduire la distance à l'obstacle. La distance D séparant la cible du radar est liée au retard de propagation τ de la forme d'onde par la formule suivante :

$$D = \frac{c\tau}{2} \quad (1.1)$$

où c est la vitesse de propagation dans le vide.

La mesure de vitesse s'effectue soit en dérivant l'information de distance (sur deux ou plusieurs mesures), soit en effectuant un traitement Doppler sur l'onde réfléchi. L'effet Doppler correspond à un décalage fréquentiel entre la fréquence reçue et la fréquence émise dû à la mobilité de l'obstacle par rapport au radar. En analysant ce décalage, on peut donc obtenir la vitesse relative de l'obstacle. La vitesse radiale de la cible v_r est liée quant à elle à l'effet Doppler produit par la cible. Ce dernier se traduit, dans le cas où $v_r \ll c$, par une translation en fréquence f_D du signal réfléchi par la cible :

$$f_D = f_r - f_0 = -\frac{2v_r}{c} f_0 = -\frac{2v_r}{\lambda} \quad (1.2)$$

avec f_r est la fréquence du signal reçu, f_0 et $\lambda = \frac{c}{f_0}$ sont respectivement la fréquence et la longueur d'onde du signal émis.

Les systèmes radar récents permettent d'acquérir des informations supplémentaires sur les cibles telles que la forme, la taille ou la trajectoire. Le point fort du radar est sa grande robustesse aux conditions météorologiques (brouillard, pluie ...) et donc dans les conditions de visibilité mauvaise pour le conducteur. Leur utilisation dans le domaine civil est cependant récente du fait de leur prix assez élevé.

Nous rappelons maintenant l'équation du radar qui est central pour le dimensionnement d'un système de détection basé sur cette technologie.

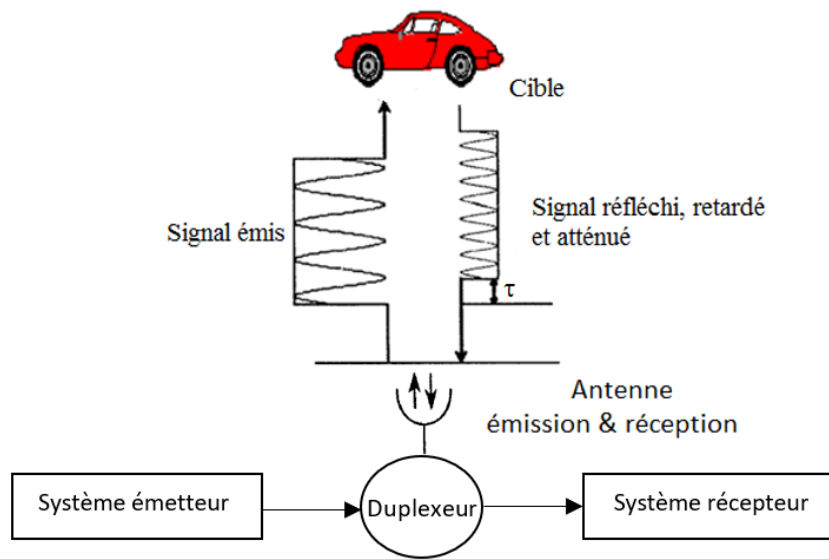


FIGURE 1.1 – Principe du radar

1.3 Equation de radar

L'équation du radar est une fonction reliant la portée du radar aux caractéristiques des cibles à détecter et des différentes composantes du système radar [13, 14]. Elle est non seulement un moyen de déterminer la distance maximale entre la cible et le radar, mais également un outil essentiel pour l'étude des différents systèmes radars. Elle est donnée par l'équation suivante :

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \rho \lambda^2}{(4\pi)^3 D^4} \quad (1.3)$$

Avec P_t : Puissance émise.

P_r : Puissances reçue.

G_t : Gain de l'antenne d'émission.

G_r : Gain de l'antenne de réception.

ρ : Surface équivalente radar SER de la cible (RCS en anglais Radar Cross Section).

λ : Longueur d'onde du signal émis.

D : Distance entre l'antenne et l'objet.

L'équation radar peut renseigner sur la portée maximale D_{max} du radar, qui est inversement proportionnelle à la puissance minimale détectable par le récepteur $P_{r_{min}}$ [12] :

$$D_{max} = \left[\frac{P_t G_t G_r \rho \lambda^2}{P_{r_{min}} (4\pi)^3} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (1.4)$$

Selon cette expression, pour augmenter la portée d'un radar, il faut augmenter la puissance émise P_t . A titre d'exemple, pour doubler la portée, la puissance émise doit être multipliée par 16. Cette augmentation de la puissance émise n'est pas toujours réalisable en pratique ou alors elle n'est pas autorisée. En effet, la puissance d'un radar routier est standardisée par la CEPT (Commission Européenne des Postes et Télécommunications). Elle ne doit pas dépasser 10mW (moyenne) pour les radars à émission continue et 200mW (crête) pour les radars à impulsions [15].

Il existe de nombreux types de radars utilisant des techniques de traitement de signal qui ont fait leurs preuves dans les domaines professionnels civils et militaires. Dans le paragraphe qui suit, nous allons présenter les différentes familles de radars existants ainsi que leurs principes de fonctionnement.

1.4 Types de radar

1.4.1 Radar à ondes continues

Ce type de radar est couramment utilisé dans les radars automobiles pour réaliser des systèmes embarqués anti-collisions et pour un contrôle intelligent de la conduite automobile. Il existe essentiellement deux types de radars à ondes continues : radar à onde continue monochromatique qui utilise uniquement l'effet Doppler et radar à onde modulée en fréquence, comme par exemple les radars FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave), qui permet de fournir la vitesse relative de la cible, par l'effet Doppler et la distance relative entre l'antenne et la cible par la modulation. Plusieurs formes de modulations ont été déjà employées telle qu'une modulation en dents de scie ou la modulation de fréquence sinusoïdal [16, 17].

Radar à ondes continues monochromatique

Le radar monochromatique est basé sur l'effet doppler et permet de déterminer la vitesse radiale relative de la cible détectée. Néanmoins, ce type de radar ne nous donne aucune information sur la distance relative entre la cible et l'antenne d'émission [18].

Un système radar à onde continue monochromatique consiste en un émetteur RF sans modulation et un récepteur qui mélange le signal émis et le signal reçu [19]. La figure 1.2 représente le schéma bloc simplifié d'un radar CW (Continuous Wave).

Si la cible a une vitesse non nulle par rapport au radar, le signal reçu aura une fréquence (f_r) différente de celle du signal émis (f_e) à cause de l'effet Doppler. La fréquence de battement f_b est définie comme étant la différence entre la fréquence du signal reçu f_r et la fréquence du signal émis f_e : $f_b = f_r - f_e$. Elle est proportionnelle à la vitesse relative de la cible.

$$f_b = 2f_0 \frac{v_r}{c}, \quad (1.5)$$

où f_0 est la fréquence de l'oscillateur, v_r est la vitesse relative de la cible et c est la vitesse de la lumière.

L'avantage du radar CW réside dans sa simplicité d'implémentation mais son inconvénient majeur est qu'il ne donne aucune information sur la distance. Ainsi, on lui préfère les radars à ondes continues avec modulation de fréquence.

Radar à ondes continues avec modulation de fréquence

Ce radar est utilisé pour mesurer la vitesse de la cible et la distance cible-radar. Le plus courant est appelé radar FM-CW (Frequency Modulated Continuous Wave). Ce type de radar consiste en l'émission d'un signal modulé linéairement en fréquence pendant un intervalle de temps connu. À la réception, on effectue un battement entre les signaux reçus et ceux émis. Si le signal reçu est à la fréquence f_r et le signal émis est à la fréquence f_e ,

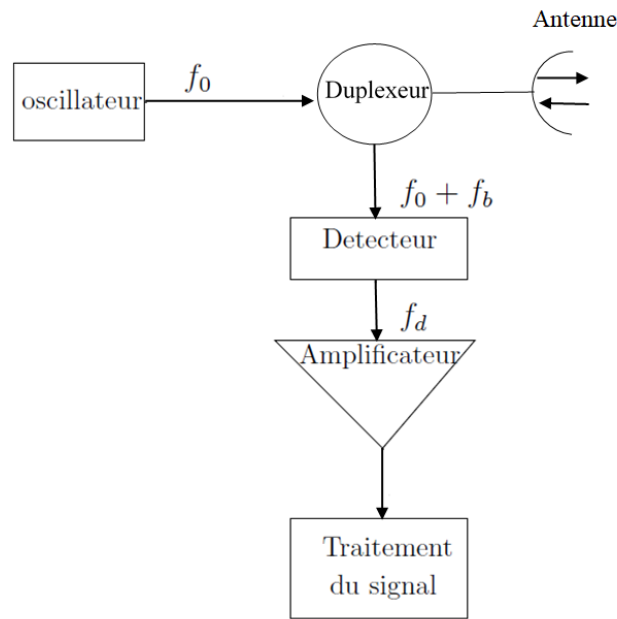


FIGURE 1.2 – Schéma bloc d'un radar à onde continue

la fréquence ($f_b = f_r - f_e$) est appelée fréquence de battement. Cette fréquence est utilisée pour calculer la distance de la cible. Si la cible est mobile, il y a un effet Doppler qui induit une variation supplémentaire de la fréquence de battement [15]. Dans ce cas, la fréquence de battement résulte de la combinaison d'une fréquence dépendant de la distance D à la cible et d'une fréquence dite fréquence Doppler f_D proportionnelle à la vitesse de la cible. À l'exception de la modulation et le traitement en bande de base du signal, le schéma du radar FMCW est le même que celui du radar CW. La figure 2.15 fournit le schéma bloc d'un radar FMCW. Dans la pratique, on utilise deux types de modulation [16, 17] : la modulation en dent de scie et la modulation en toit.

La modulation en dents de scie :

Dans la modulation en dent de scie, le signal émis est un signal périodique de période T dont la fréquence croît de façon linéaire pendant chaque période. La figure 1.4 représente la fréquence en fonction du temps d'un signal modulé linéairement en dents de scie [20].

Le mélange du signal reçu et du signal émis donne un signal à la fréquence de battement (voir la figure 1.5). f_D est la fréquence Doppler, f_b la fréquence de battement due au retard τ de l'onde reçue. Ce radar permet de calculer facilement la distance des cibles lorsqu'elles sont fixes ($f_D = 0$) :

$$f_1 = f_b = \frac{2 \cdot D \cdot \Delta f}{c \cdot T} \quad (1.6)$$

Mais pour les cibles mobiles ($f_D \neq 0$), nous avons accès à une seule fréquence $f_1 = f_D + f_b$ ce qui rend les mesures de la distance et de la vitesse plus difficile. Dans le cas de cibles mobiles, on utilise à la place de cette modulation la modulation en triangle (ou en toit) puisqu'elle nous permet l'estimation des deux fréquences f_D et f_b .

La modulation en toit :

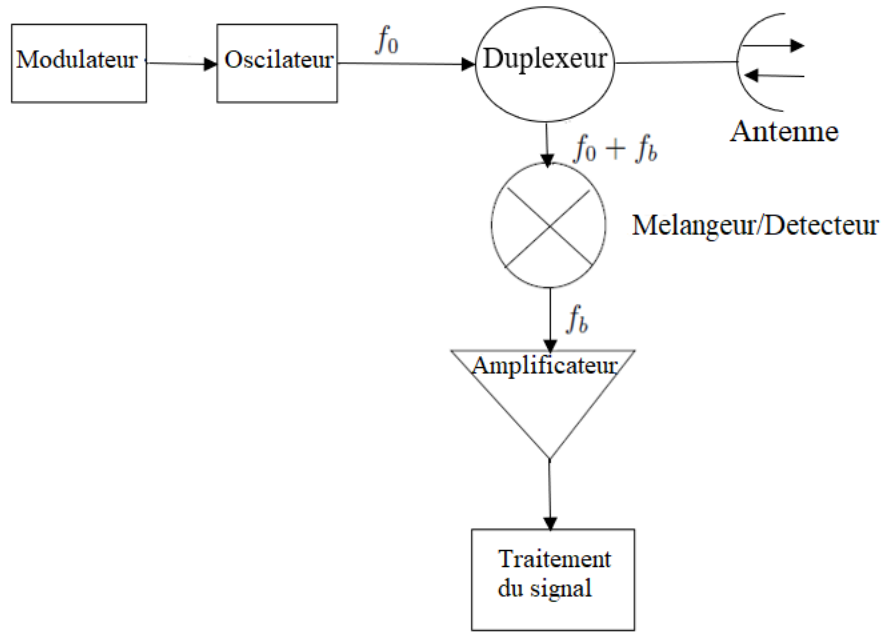


FIGURE 1.3 – Schéma bloc d'un radar FMCW

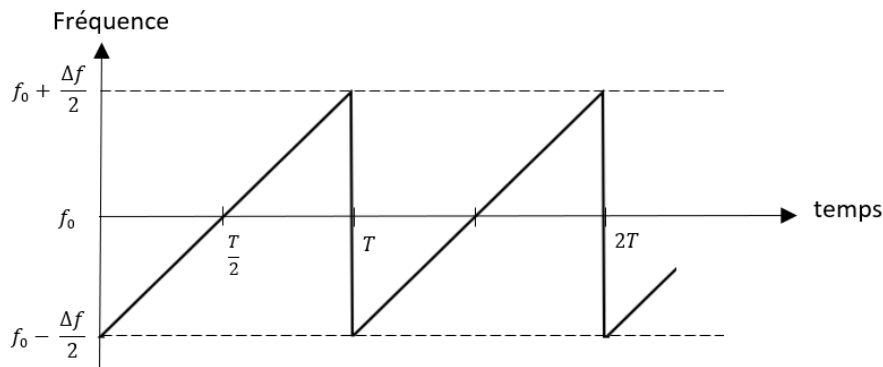


FIGURE 1.4 – Évolution temporelle de la fréquence pour une modulation en dent de scie

La modulation en toit permet de déterminer la distance et la vitesse de la cible lorsque celle-ci est mobile, grâce à l'effet Doppler. Dans ce cas, la fréquence croît linéairement pendant une demi-période, puis décroît pendant le reste de celle-ci comme illustrée dans la figure 1.6 [21]. On a accès à la fois à la distance de la cible et sa vitesse relative en analysant le signal résultant du mélange entre le signal émis et le signal reçu (voir figure 1.7). La présence du terme $2.f_D$ permet d'accéder à la mesure de la vitesse indépendamment de la mesure de la distance D .

La fréquence constitue une fonction composée de deux rampes : l'une montante et l'autre descendante périodiquement dans le temps. Dans le cas d'une cible mobile, la fréquence de battement est formée par une fréquence (f_b) proportionnelle à la distance et une autre (f_D) proportionnelle à la vitesse relative de la cible. Elle varie dans une période

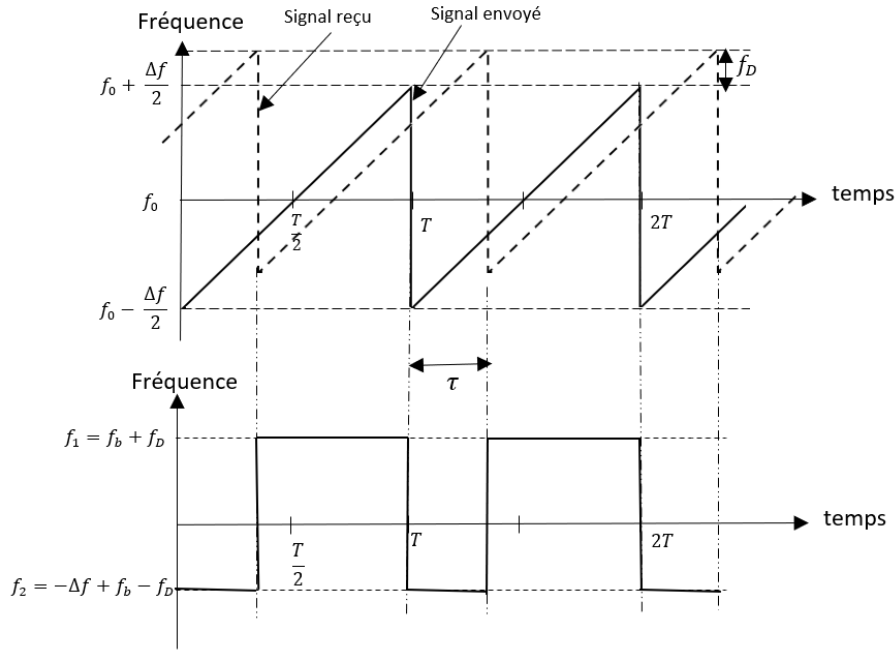


FIGURE 1.5 – Fréquence de battement pour la modulation en dents de scie.

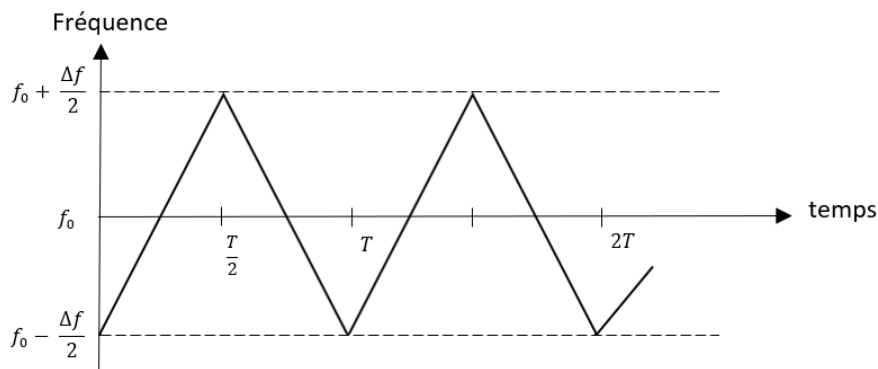


FIGURE 1.6 – Évolution temporelle de la fréquence pour une modulation en toit

entre la somme et la différence de ces deux fréquences :

$$\begin{aligned}
 f_1 &= f_b + f_D \\
 &= \frac{2\Delta f}{T} \cdot \tau + \frac{2v_r}{\lambda} \\
 f_1 &= \frac{4\Delta f \cdot D}{T \cdot c} + \frac{2f_0 v_r}{c}
 \end{aligned}
 \tag{1.7}$$

$$\begin{aligned}
 f_2 &= f_b - f_D \\
 f_2 &= \frac{4\Delta f \cdot D}{T \cdot c} - \frac{2f_0 v_r}{c}
 \end{aligned}
 \tag{1.8}$$

Avec Δf : La moitié de la bande de variation de la fréquence émise pendant une demi période.

$f = 1/T$: La fréquence de modulation.

$f_0 = c/\lambda$: La fréquence centrale de l'onde émise.

Nous pourrions déterminer la fréquence de battement due à la distance de la cible par la formule : $f_b = (f_1 + f_2)/2$. Alors, on peut déduire l'expression de la distance :

$$D = \frac{cT}{4\Delta f} f_b = \frac{c(f_1 + f_2)}{8\Delta f} \quad (1.9)$$

Et la vitesse est calculée à partir de $f_D = (f_1 - f_2)/2$ selon l'expression suivante :

$$v_r = \frac{\lambda}{2} f_D = \frac{c(f_1 - f_2)}{4f_0} \quad (1.10)$$

Pour les cibles fixes il n'y aura pas de glissement Doppler, alors les fréquences f_1 et f_2 sont égales :

$$\begin{aligned} f_1 &= f_2 = f_b \\ f_1 &= \frac{2\Delta f}{T} \cdot \tau = \frac{2\Delta f}{T} \cdot \frac{2D}{c} \end{aligned} \quad (1.11)$$

Dans ce cas l'équation 2.28 devient :

$$D = \frac{cf_b}{4\Delta f} \quad (1.12)$$

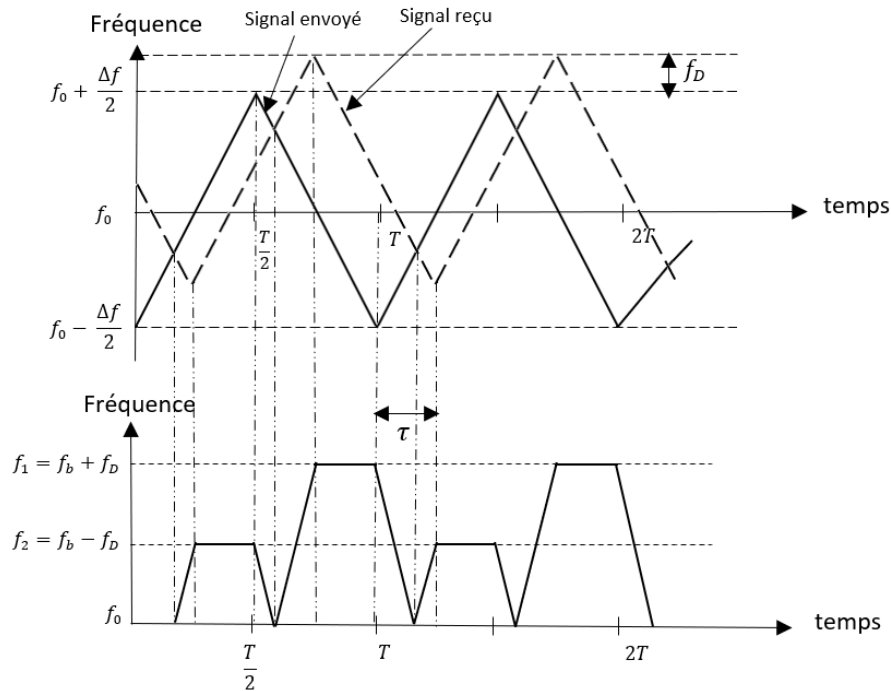


FIGURE 1.7 – Fréquence de battement pour la modulation en toit

L'analyse peut se faire soit par simple comptage des "pics et vallées", soit par analyse spectrale du signal à l'aide d'une transformée de Fourier rapide (FFT - Fast Fourier Transform) [15, 22].

Les avantages de ce type de radar sont leurs simplicités et la possibilité de mesurer simultanément la vitesse et la distance. Mais dans la pratique il faut tenir de certaines contraintes :

- La variation de fréquence doit être linéaire afin d'obtenir une mesure correcte de la distance.
- La distance et la vitesse sont mesurées à partir des mêmes mesures de fréquence. Par conséquent, si la cible est très proche et sa vitesse est élevée, chaque fréquence de battement sera proportionnelle à la fréquence Doppler et sera donc très élevée, et la différence de fréquence de battement sera proportionnelle à la distance et donc très faible [23].
- L'excursion de fréquence doit être élevée pour obtenir une bonne résolution en distance, car la distance est proportionnelle à la largeur de la bande utilisée.
- Le traitement du signal de réception, obtenu par transformée de Fourier ou corrélation, est toujours plus complexe que pour les radars à impulsions mais il se résout maintenant avec le développement des processeurs numérique de signal ultra rapides.

Radar à bruit

Le radar à bruit ou à signaux aléatoires est apparu au début des années 1960 [24, 25]. Le principe est d'émettre un bruit blanc ou un signal modulé par un bruit blanc en continu (voir la figure 1.8). Ce signal large bande est généré par une source de bruit aléatoire. En réception, le signal émis est corrélé avec le signal reçu et on déduit ainsi le temps de vol. Ce type de radar est utilisé dans des applications militaires et civiles. Du point de vue

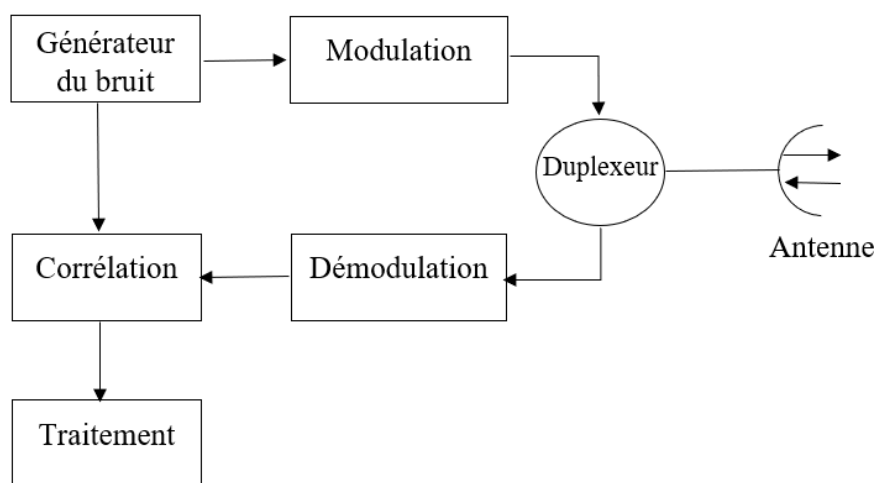


FIGURE 1.8 – Principe du radar à bruit

militaire, ses principaux intérêts sont sa difficulté d'interception, et son efficacité dans le domaine des contre-mesures. Pour une utilisation civile, l'intérêt est de pouvoir utiliser des puissances moindres.

L'inconvénient de ce type de radar a longtemps été la capacité limitée de calcul de l'unité de traitement. Mais les méthodes de traitement modernes permettent de surmonter cette limite. Un autre inconvénient est la génération du bruit. Toutefois, le signal utilisé peut être remplacé par un code pseudo-aléatoire. Ce type de code présente des propriétés statistiques proches des bruits blancs et se révèle plus facile à générer.

1.4.2 Radar à impulsion

Ce type de radar consiste en l'émission d'impulsions électromagnétiques de durée très brèves afin de déterminer l'éloignement de la cible [26]. La figure 1.9 représente un schéma synoptique du radar à impulsions. L'émetteur permet de générer le signal hyperfréquence. Celui-ci est guidé vers les cibles par l'antenne. Le modulateur sert à bloquer l'émission d'énergie entre deux impulsions. A la réception, l'onde passe par un duplexeur qui sépare le mode émission du mode réception. Le duplexeur permet d'utiliser une seule antenne pour l'émission et la réception. Pendant la transmission, il dirige l'énergie électromagnétique vers l'antenne. Tandis qu'à la réception, les échos du radar reçus sont dirigés vers le récepteur. Ce dernier est utilisé pour l'amplification, la démodulation et le traitement du signal. L'unité d'exploitation extrait du signal les informations recherchées.

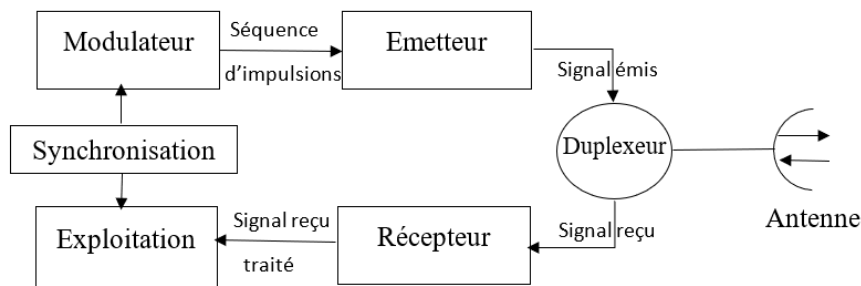


FIGURE 1.9 – Schéma simplifié du radar à impulsions

La forme d'onde la plus simple pour étudier ce principe est constituée d'une suite d'impulsions comme il est montré dans la figure 1.10. Une impulsion possède une durée T_i brève et une période de répétition égale à T appelée PRI (Pulse Repetition Interval). On définit alors sa PRF -Pulse Repetition Frequency- (fréquence de répétition de l'impulsion) égale à $1/T$ et un rapport cyclique correspondant au taux de remplissage de l'impulsion ($\frac{T_i}{T}$). Une partie de l'impulsion est réfléchiée par la cible. Les caractéristiques temporelles sont conservées, mais une partie de l'amplitude est perdue en raison la réflexion. C'est pourquoi la mesure de la puissance reçue est peu exploitée pour une évaluation précise de la distance. En évaluant le retard de l'onde réfléchiée par rapport à l'impulsion émise (Figure 1.10), on peut calculer la distance D entre le radar et la cible correspondant au temps τ aller et retour de l'onde par l'équation suivante :

$$D = \frac{c \cdot \tau}{2} \quad (1.13)$$

Avec c est la vitesse de la lumière exprimée en m/s, D la distance exprimée en m et τ le retard exprimé en s. Les paramètres les plus importants pour déterminer la portée maximale (i.e. la plus grande distance mesurable) et la résolution du radar, sont la durée T des impulsions et la fréquence de répétition PRF. Pour éviter l'ambiguïté dans la mesure de la distance, il faut que l'écho de la cible soit reçu par le radar avant que l'impulsion suivante soit émise. Donc, le temps d'un aller-retour doit être inférieur à T , ce qui nous donne une distance maximale de :

$$D_{max} = \frac{c \cdot T}{2} \quad (1.14)$$

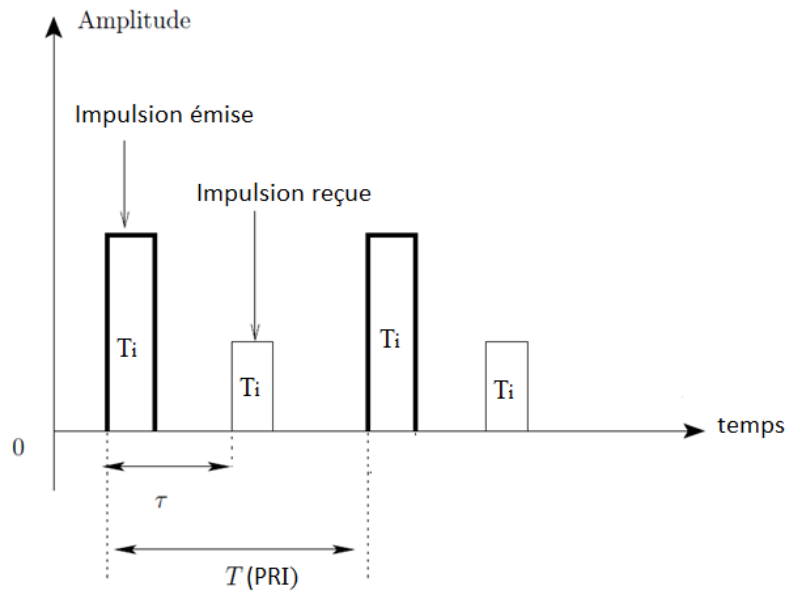


FIGURE 1.10 – Principe du radar à impulsions

La plus petite variation de distance qu'on peut trouver est déterminée par :

$$\Delta d = \frac{c \cdot T_i}{2} \quad (1.15)$$

Le système que nous avons décrit n'utilise que l'amplitude du signal reçu, c'est à dire, que nous pouvons obtenir la distance à laquelle se trouve la cible, mais nous n'aurons pas d'information sur la vitesse à laquelle la cible bouge. Pour pouvoir obtenir cette vitesse, il faudrait extraire la fréquence du signal reçu, qui inclut la déviation Doppler. Ce type de détection est appelée cohérente [23] qui est plus compliquée à réaliser en pratique. On peut avoir accès à la vitesse de la cible en déterminant la fréquence Doppler f_D exprimée par :

$$f_D = \frac{2 \cdot v_r}{\lambda} \quad (1.16)$$

où v_r est la vitesse relative de la cible par rapport au radar et, λ est la longueur d'onde. La présence du décalage Doppler va donc créer un déphasage entre les impulsions successives égal à :

$$d\phi = 2\pi f_D T \quad (1.17)$$

Ces radars à impulsions sont les plus connus et les plus utilisés , mais ils s'avèrent moins adaptés pour les automobiles, pour les raisons suivantes [27] :

- La distance la plus courte que l'on puisse mesurer est déterminée d'une part par la durée de l'impulsion et d'autre part par les temps de commutation, or ceux-ci sont très petits dans un environnement routier.
- Les systèmes cohérents de génération d'impulsions ultra courtes ont des coûts excessifs pour l'industrie automobile.

Cependant, la limitation de génération des impulsions peut être résolu en utilisant les techniques ULB (Ultra Large Bande) dans les systèmes radar [28].

1.4.3 Radar à compression d'impulsion

Pour atteindre une bonne résolution en distance Δd (Eq. 1.15), on cherche à réduire la durée des impulsions T_i . De plus, le réglage de la bande passante du signal émis $B = \frac{1}{T_i}$ est directement lié à l'inverse de T_i . Le fait de réduire T_i revient à augmenter la bande passante du signal émis $B = \frac{1}{T_i}$ et d'assurer ainsi une excellente résolution en distance. A puissance moyenne égale à l'expression ci-dessous, diminuer T_i revient aussi à augmenter la puissance crête de l'impulsion :

$$P_{moy} = \frac{T_i}{T} P_c \quad (1.18)$$

où P_c est la puissance crête d'une impulsion de durée T_i .

Pour cela, il faut avoir une tête hyperfréquence plus puissante, ce qui peut engendrer notamment des risques de saturation du récepteur pour les obstacles à faible distance. Une solution consiste à utiliser des techniques de compression d'impulsions [24, 29]. Ces techniques permettent, d'une part, de transmettre un signal émis avec une puissance moyenne raisonnable pour l'impulsion longue et d'autre part, la résolution en distance du système correspond à l'impulsion courte.

L'analyse des propriétés de la fonction d'ambiguïté a montré que la résolution en distance ne dépendait que de la largeur du spectre du signal émis [30].

Le spectre d'une impulsion classique a une largeur efficace Δf équivalent à $1/T_i$, mais si une modulation est mise en œuvre dans l'impulsion, alors Δf peut être supérieure à $1/T_i$. Les techniques de compression d'impulsions consistent en l'émission des impulsions avec un produit $T_i \cdot \Delta f \gg 1$, en utilisant une modulation de phase ou de fréquence, ce qui donne une résolution de l'ordre de $\frac{c}{2 \cdot \Delta f} \ll \frac{c \cdot T_i}{2}$. Les impulsions sont comprimées avec un taux de compression $T_i \cdot \Delta f$ d'où le nom compression d'impulsions.

Les techniques de compression d'impulsions peuvent être classées en deux catégories selon la modulation utilisée : modulation analogique telle que la modulation linéaire en fréquence, et modulation numérique telle que la modulation par codage de phase.

Modulation linéaire en fréquence

Une des façons pour réaliser l'étalement et la compression de l'impulsion est mise en œuvre par le radar « Chirp » [19]. Dans ce radar, le signal émis est modulé linéairement en fréquence (LFM : Linear Frequency Modulation) pendant la durée T_i de l'impulsion comme illustré dans la figure 1.11(a et b). Un filtre adapté dont la fréquence varie linéairement pendant la durée avec une pente inverse de celle du signal émis (figure 1.11.c) est appliqué au signal réfléchi, qui est affecté avec un certain retard τ (figure 1.11.d). La sortie du filtre adapté est la corrélation du signal émis avec le signal reçu. Elle représente un train d'impulsions comprimées (figure 1.11.e). Une impulsion comprimée a une largeur de $1/\Delta f$ à -3dB, ce qui donne un gain de compression de $T_i \Delta f$, où Δf est l'excursion maximale en fréquence. La corrélation présente un pic à l'instant $t = \tau$ et la distance est déduite à partir de l'équation 1.13.

Cependant, le principal défaut de cette technique est l'apparition des lobes secondaires dans le signal comprimé qui peut diminuer la résolution du radar [31]. Afin d'abaisser le niveau de ces lobes secondaires, un filtre peut être utilisé dans le but d'obtenir un signal de sortie dont le spectre diminue progressivement sur ses bords (comme par exemple une forme gaussienne) au lieu d'une forme rectangulaire du spectre du signal LMF. Des traitements

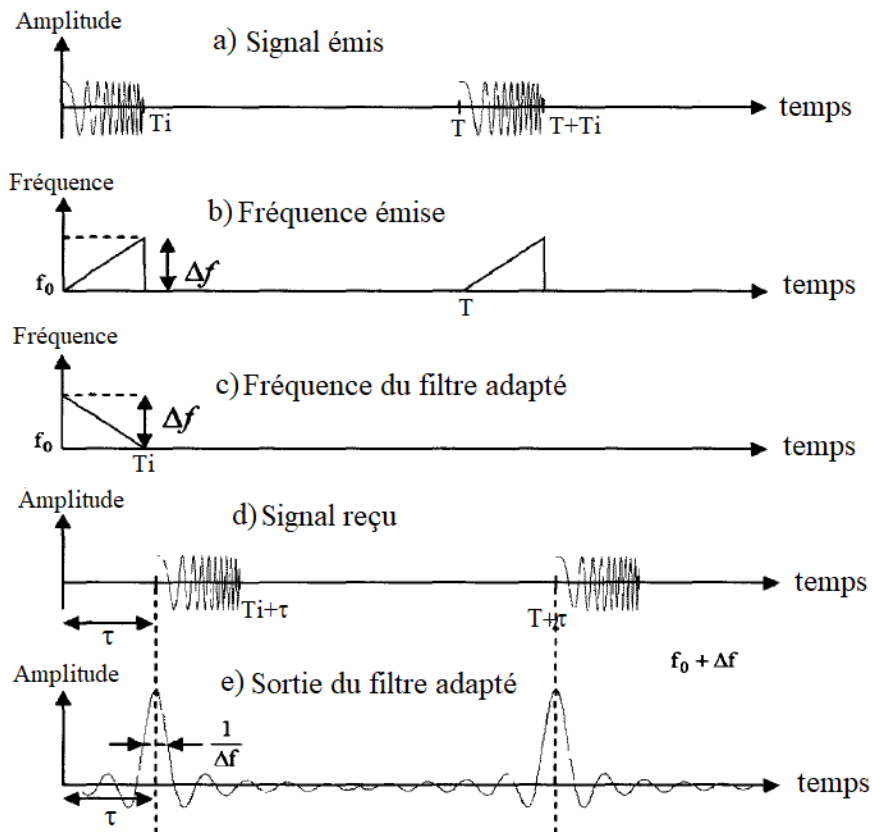


FIGURE 1.11 – Principe de compression d'impulsions avec une modulation LFM

spéciaux de fenêtrage peuvent être utilisés pour réduire ces lobes. Ils consistent à choisir la variation de l'amplitude (fonction poids) de la caractéristique amplitude-fréquence du filtre. Le résultat peut déformer le spectre du signal filtré avec une bonne réduction des lobes secondaires. Une autre approche consiste à utiliser des modulations non linéaires en fréquence où le signal envoyé est pondéré avec une fonction poids, ce qui réduira les lobes secondaires des signaux à la sortie du filtre adapté [32].

Modulation par codage de phase

Dans le cas de la modulation par codage de phase, l'impulsion de durée T_i est divisée en N sous-impulsions de durée $T_c = T_i/N$ chacune. Le code utilisé pour générer ces sous-impulsions peut prendre deux valeurs $+1$ ou -1 . La phase du signal généré, pendant la durée d'une sous-impulsion, prend deux valeurs distinctes, 0 ou π , selon la valeur du code pendant la même durée, $+1$ ou -1 [33,34]. Le spectre d'émission est alors étalé d'un facteur N et les impulsions sont dites comprimées avec un taux de compression égale à : $\frac{T_i}{T_c} = N$

Les premiers codes utilisés pour ce type de modulations sont les codes de Barker. À la réception, le signal reçu est appliqué à un filtre adapté au codage, ce qui donne une impulsion comprimée avec des lobes secondaires réduits par rapport à ceux obtenus avec la modulation LFM. La figure 1.12 représente les formes d'onde dans le cas d'une modulation en phase avec un code de Barker de longueur 13. La sortie du filtre adapté présente un pic retardé par rapport à l'origine de τ et la distance est déduite à partir de l'équation 1.13.

Dans ce cas, le taux de compression est égal à $N = 13$.

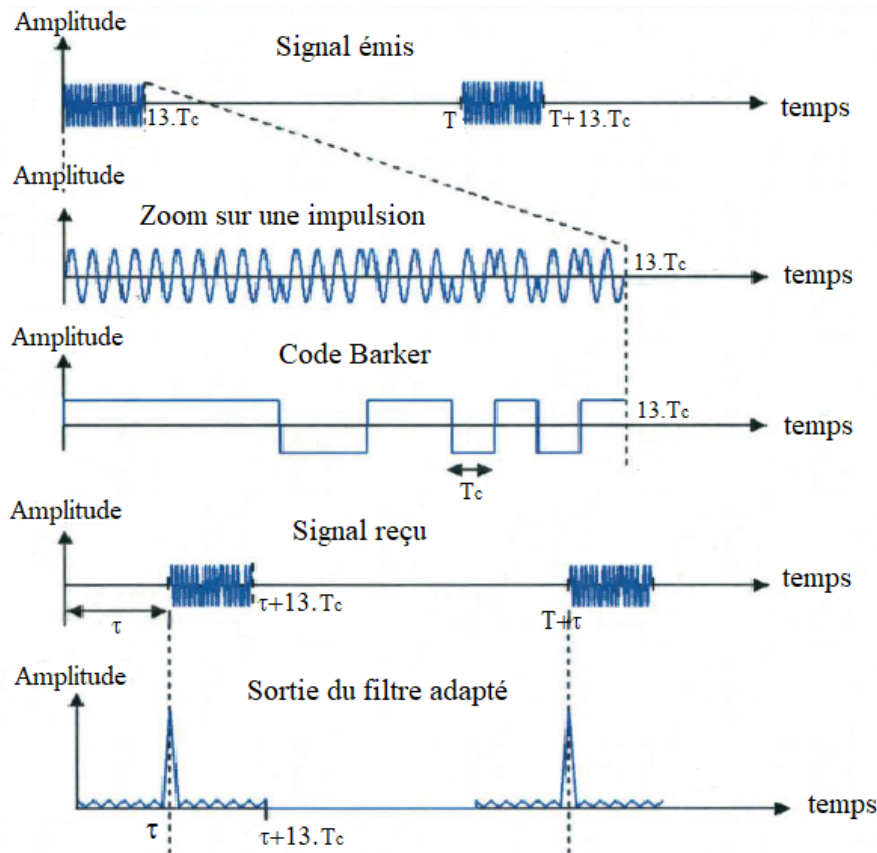


FIGURE 1.12 – Principe de compression d'impulsions avec une modulation de phase

Parmi les avantages d'utiliser un tel système est qu'il permet d'accéder à la fois à la vitesse des cibles par un traitement de Doppler et à la distance de celles-ci par des techniques de corrélation. De plus, la puissance crête émise reste faible car l'énergie moyenne du signal s'étale sur toute la période. Ainsi, si les codes sont choisis orthogonaux entre eux, les effets des interférences entre différents radars sont minimisés.

C'est ce type de radar (avec modulation par codage de phase) que nous nous sommes intéressés le plus durant cette thèse. Par la suite, nous présenterons le filtre adapté utilisé dans le récepteur d'un tel radar qui consiste à réaliser la corrélation entre le signal émis et le signal reçu ainsi que la fonction d'ambiguïté qui est considérée comme un outil essentiel pour l'étude des différentes formes d'ondes utilisées dans un système radar.

1.5 Filtre adapté

Afin de détecter la présence d'une cible, le traitement radar de base consiste à déceler la présence du signal émis $s(t)$ connu dans le signal qui a été reçu $r(t)$. Ce dernier peut s'écrire sous la forme :

$$r(t) = As(t - \tau) + n(t) \quad (1.19)$$

Où A est un coefficient d'atténuation inconnu du canal de transmission, τ est le temps de vol et $n(t)$ le bruit blanc additif gaussien (BBAG).

Étant donné que la probabilité de détection est reliée au RSB (rapport signal sur bruit) ou SNR (Signal-to-Noise Ratio), il est d'intérêt de trouver le filtre qui permet de maximiser ce SNR. Il a été montré dans [35] que si $n(t)$ est un bruit blanc gaussien, le récepteur réalisant la corrélation entre le signal reçu et le signal émis est idéal dans le sens où il maximise cette probabilité de détection. De plus, nous savons que le filtre adapté au signal émis maximise le rapport signal à bruit en sortie [36]. Ce filtre donne en sortie la corrélation entre le signal reçu et le signal émis. Ainsi, le récepteur à corrélation permet d'assurer à la fois un maximum du rapport signal à bruit et une probabilité de détection maximale. La sortie d'un tel récepteur est donnée par :

$$\begin{aligned}\rho_{sr}(t_0) &= \int_0^T s(t-t_0)r(t)dt \\ &= \int_0^T s(t-t_0)(As(t-\tau) + n(t))dt \\ &= A\rho_{ss}(t_0-\tau) + \rho_{sn}(t_0)\end{aligned}\tag{1.20}$$

avec $\rho_{ss}(t)$ l'auto-corrélation de $c(t)$ et $\rho_{sn}(t)$ l'intercorrélation entre $s(t)$ et $n(t)$.

Le second terme est généralement faible puisque le bruit est par définition faiblement corrélé avec tout autre signal que lui-même [37]. Le premier terme de cette équation présente un maximum à l'instant de décision $t_0 = \tau$. Il est égal à l'énergie du signal $s(t)$ dans la période T multipliée par le coefficient d'atténuation A :

$$A\rho_{ss}(0) = A \int_0^T s^2(t)dt = AE_s\tag{1.21}$$

Le SNR en sortie d'un filtre à l'instant t_0 est donné par :

$$SNR = \frac{AE_s}{N_0}\tag{1.22}$$

avec AE_s l'énergie du signal utile et N_0 densité spectrale de puissance du bruit.

Ce récepteur, appelé récepteur à corrélation, est équivalent à un filtre adapté à $s(t)$ [35, 38]. Il présente l'avantage d'améliorer le rapport signal à bruit en sortie du récepteur [15,38]. De plus, le SNR maximal ne dépend pas de la forme du signal mais de l'énergie du signal reçu et de la DSP (Densité Spectrale de Puissance) du bruit. Cependant, la précision de la mesure est liée à la forme du signal $s(t)$ et en particulier aux lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation qui donnent parfois des fausses décisions. Toutefois, il est souhaitable d'avoir une réponse présentant un pic fin pour pouvoir détecter des cibles relativement proches. Ainsi, les niveaux des lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation doivent être les plus basses possibles afin de détecter des cibles à faible écho en présence d'une cible à fort écho. En raison de la désadaptation introduite par la présence d'effet Doppler (cible en mouvement), les performances du filtre adapté peuvent se dégrader. Avec l'utilisation d'un banc de filtres adaptés à plusieurs fréquences, il est possible de corriger l'effet Doppler et de retrouver le pic de corrélation à la bonne fréquence Doppler. Par conséquent, la réponse du filtre adapté doit être étudiée selon les deux axes retard et Doppler pour évaluer la performance de la forme d'onde à bien identifier les paramètres de la cible en présence de Doppler. L'outil usuel pour cette analyse temps fréquence est la fonction d'ambiguïté qui fait objet de la prochaine section.

1.6 Fonction d'ambiguïté

1.6.1 Définition de la fonction d'ambiguïté

La fonction d'ambiguïté a été étudiée par Woodward en 1953 [39]. C'est un outil mathématique de base utilisée pour la conception et l'analyse des signaux. Elle peut être utilisée pour caractériser les performances d'un système radar comme la résolution d'une cible et le rejet de l'encombrement. Ainsi, la fonction d'ambiguïté se définit comme une extension de la fonction de corrélation, décrivant la sortie du filtre adapté à la forme d'onde émise $s(t)$ avec comme entrée la forme d'onde émise affectée d'un retard τ et d'un Doppler f_D (sous le terme exponentiel). Cela nous donne une fonction à deux variables (τ, f_D) , qui sera notée par la suite χ et s'écrit :

$$\chi_s(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)s^*(t - \tau) \exp(j2\pi f_D t) dt \quad (1.23)$$

Où * désigne la fonction conjuguée.

Plus précisément, le signal reçu $r(t)$ dans 1.20 est supposé égale au signal émis $s(t)$ dans 1.23. Ce qui veut dire que la fonction d'ambiguïté ne tient pas compte de l'effet du bruit. Elle représente au point d'origine $(\tau, f_D) = (0, 0)$ la réponse du récepteur appliqué aux échos causés par une cible de référence. Le but de son utilisation par les radaristes est d'étudier les différentes formes d'ondes qui peuvent être utilisées comme signaux à l'émission. Elle donne une idée sur la résolution distance-vitesse pour une forme d'onde donnée et elle peut évaluer les interférences engendrées sur la cible de référence par une autre cible qui n'aurait ni la même distance ni la même fréquence Doppler. Il faut noter que d'autres auteurs définissent la fonction d'ambiguïté par $|\chi_s(\tau, f_D)|$ ou tout simplement par $\chi_s(\tau, f_D)$ [40–42].

1.6.2 Propriété de la fonction d'ambiguïté

La fonction d'ambiguïté possède de nombreuses propriétés qui orientent de façon déterminante le choix de la forme d'onde à utiliser pour une application particulière [43, 44]. **Propriété 1** : La valeur de la fonction d'ambiguïté est maximale au point d'origine. Supposons que l'énergie E du signal $s(t)$ est normalisée à l'unité. Donc, on a :

$$|\chi_s(\tau, f_D)| \leq |\chi_s(0, 0)| = E = 1 \quad (1.24)$$

Pour démontrer cette propriété, nous appliquons l'inégalité de Schwarz à la fonction d'ambiguïté au carré :

$$\begin{aligned} |\chi_s(\tau, f_D)|^2 &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)s^*(t - \tau) \exp(j2\pi f_D t) dt \right|^2 \\ &\leq \int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)|^2 dt \int_{-\infty}^{+\infty} |s^*(t - \tau) \exp(j2\pi f_D t)|^2 dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)|^2 dt \int_{-\infty}^{+\infty} |s^*(t - \tau)|^2 dt = E.E = 1.1 = 1 \end{aligned} \quad (1.25)$$

$$\therefore |\chi_s(\tau, f_D)|^2 \leq 1, \therefore \chi_s(\tau, f_D) \leq 1 \quad (1.26)$$

L'égalité $|\chi_s(\tau, f_D)|^2 = 1$ remplacera l'inégalité dans 1.26 lorsque les fonctions dans les deux intégrales [deuxième expression dans 1.26] sont conjuguées l'une à l'autre : à savoir, lorsque

$$s(t) = [s^*(t - \tau) \exp(j2\pi f_D t)]^* = s(t - \tau) \exp(-j2\pi f_D t) \quad (1.27)$$

ce qui arrive évidemment quand $\tau = 0, f_D = 0$. Donc, on peut conclure que :

$$|\chi_s(\tau, f_D)| \leq |\chi_s(0, 0)| = 1 \quad (1.28)$$

Propriété 2 : Le volume totale de la fonction d'ambiguïté est une constante, qui peut être donnée par :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |\chi_s(\tau, f_D)|^2 d\tau df_D = E^2 \quad (1.29)$$

Pour démontrer cette propriété, on réécrit $\chi_s(\tau, f_D)$ en remplaçant f_D par $-f$:

$$\chi(\tau, -f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)s^*(t - \tau) \exp(-j2\pi ft) dt = F\{s(t)s^*(t - \tau)\} \quad (1.30)$$

où : $F\{.\}$ est l'opérateur de transformée de Fourier.

Et en utilisant l'égalité de Parseval (l'énergie totale d'un signal est indépendante de la représentation choisie : temporelle ou fréquentielle) on obtient :

$$\begin{aligned} V &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |\chi_s(\tau, f_D)|^2 d\tau df_D = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |\chi_s(\tau, -f)|^2 d\tau df \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)s^*(t - \tau)|^2 dt d\tau \end{aligned} \quad (1.31)$$

Et à l'aide des changements de variables $t = t_1$ et $t - \tau = t_2$, on montre que :

$$V = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |s(t_1)s^*(t_2)|^2 |J(t_1, t_2)| dt_1 dt_2 \quad (1.32)$$

Où le jacobien est donné par :

$$J(t_1, t_2) = \begin{vmatrix} \frac{dt_1}{dt} & \frac{dt_1}{d\tau} \\ \frac{dt_2}{dt} & \frac{dt_2}{d\tau} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 1 & -1 \end{vmatrix} \quad (1.33)$$

Il vient alors, en calculant le déterminant, que :

$$V = \int_{-\infty}^{+\infty} |s(t_1)|^2 dt_1 \int_{-\infty}^{+\infty} |s(t_2)|^2 dt_2 = E.E = E^2 \quad (1.34)$$

Propriété 3 : La fonction d'ambiguïté est une fonction symétrique. Pour démontrer cette propriété, on remplace τ et f_D par $-\tau$ et $-f_D$, donc on obtient :

$$\chi_s(-\tau, -f_D) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)s^*(t + \tau) \exp(-j2\pi f_D t) dt \quad (1.35)$$

Par l'utilisation de changement de variable, on obtient :

$$\begin{aligned} \chi_s(-\tau, -f_D) &= \int_{-\infty}^{+\infty} s(t' - \tau) \exp(-j2\pi f_D (t' - \tau)) s^*(t') dt' \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} s(t' - \tau) \exp(-j2\pi f_D t') s^*(t') dt' \\ &= \exp(-j2\pi f_D \tau) \chi_s^*(\tau, f_D) \end{aligned} \quad (1.36)$$

avec $t' = t + \tau$

en la mettant en valeur absolue, on obtient :

$$|\chi_s(-\tau, -f_D)| = |\chi_s(\tau, f_D)| \quad (1.37)$$

Propriété 4 : La coupe suivant le plan vertical $f_D = 0$ et la coupe suivant le plan vertical $\tau = 0$, est le carré du module de la fonction d'auto-corrélation, du signal émis $s(t)$, de son spectre $S(f)$, respectivement :

$$|\chi_s(\tau, 0)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)s^*(t - \tau)dt \right|^2 \quad (1.38)$$

et

$$|\chi_s(0, f_D)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} S^*(f)S(f - f_D).df \right|^2 \quad (1.39)$$

Propriété 5 : La fonction d'ambiguïté du signal retardé $s'(t) = s(t - \Delta t)$ est égale à la fonction d'ambiguïté du signal $s(t)$:

$$\begin{aligned} |\chi_{s'}(\tau, f_D)|^2 &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s'(t)s'^*(t - \tau). \exp(j2\pi f_D t)dt \right|^2 \\ &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s(t - \Delta t)s(t - \Delta t - \tau). \exp(j2\pi f_D t)dt \right|^2 \end{aligned} \quad (1.40)$$

On fait un changement de variable $t' = t - \Delta t$ alors on a :

$$\begin{aligned} |\chi_{s'}(\tau, f_D)|^2 &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s(t')s'^*(t' - \tau). \exp(j2\pi f_D(t' + \Delta t))dt' \right|^2 \\ &= |\chi_s(\tau, f_D). \exp(j2\pi f_D \Delta t)|^2 \\ &= |\chi_s(\tau, f_D)|^2 \end{aligned} \quad (1.41)$$

Propriété 6 : La fonction d'ambiguïté du signal modulé $s'(t) = s(t). \exp(j2\pi f_0 t)$ (f_0 fréquence de la porteuse) est égale à la fonction d'ambiguïté de son amplitude complexe $s(t)$:

$$\begin{aligned} |\chi_{s'}(\tau, f_D)|^2 &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s'(t)s'^*(t - \tau). \exp(j2\pi f_D t)dt \right|^2 \\ &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s(t). \exp(j2\pi f_0 t)s^*(t - \tau). \exp(-j2\pi(f_0(t - \tau))). \exp(j2\pi f_D t)dt \right|^2 \\ &= |\chi_s(\tau, f_D). \exp(j2\pi f_0 \tau)|^2 \\ &= |\chi_s(\tau, f_D)|^2 \end{aligned} \quad (1.42)$$

1.6.3 Fonction d'ambiguïté idéale

La fonction d'ambiguïté idéale est une impulsion de Dirac. Elle a une amplitude infinie et une largeur nulle à l'origine $(\tau, f_D) = (0, 0)$ et une amplitude nulle ailleurs comme montre la figure 1.13. Ceci correspondrait à des performances idéales en termes de détection, estimation et résolution des cibles. Cependant, cette fonction ne peut être réalisée en pratique à cause des contraintes simultanées de volume (Eq.1.29) et de hauteur (Eq.1.24) mais en cherchant des formes d'ondes et des modulations on peut s'y approcher [42, 45].

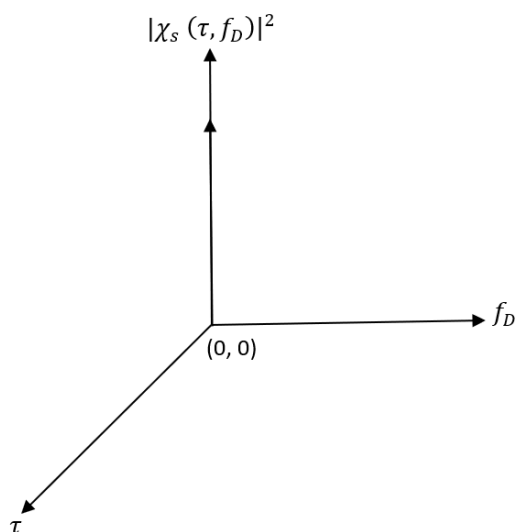


FIGURE 1.13 – Fonction d’ambiguïté idéale

1.7 Conclusion

L’objectif de ce chapitre était de présenter un état de l’art des différents capteurs de détection d’obstacles utilisés dans le domaine des transports pour assurer la sécurité routière. Les systèmes radars sont les capteurs les mieux adaptés à l’environnement routier grâce à leurs performances en temps de pluie et de brouillard. Parmi l’ensemble des types de radar présentés, les radars à compression d’impulsions restent les plus performants du point de vue de la résolution. Grâce à la modulation en phase par des codes de phase tels que les codes de Golay qu’on va détailler dans le prochain chapitre, ils présentent une fonction d’ambiguïté dont la forme est proche de la fonction d’ambiguïté idéale. On a un lobe principal au point d’origine d’amplitude égale à 1 et des lobes secondaires d’amplitudes faibles. Dans le chapitre suivant, on donnera plus de détails sur les codes de Golay et d’autres codes de phase qui peuvent être très intéressants pour le radar à compression d’impulsions.

2.1 Introduction

Les techniques de compression d'impulsions sont largement utilisées dans les systèmes radar pour obtenir les avantages énergétiques d'une impulsion longue ainsi que la bonne résolution en distance d'une impulsion courte [43]. Ceci peut être réalisé par la technique de modulation de l'impulsion émise en fréquence ou par le codage de phase et se traduit par un affinement du lobe principal de la fonction d'ambiguïté. Les séquences codées en phase [43, 44], relevant de la technique de compression d'impulsions codées en phase, sont couramment utilisées pour obtenir des fonctions d'autocorrélation de type impulsion. Ils utilisent une séquence unimodulaire (biphasée ou polyphasée) pour coder en phase une longue impulsion. De plus, l'emploi de séquences codées en phase mises en forme par des signaux de forme rectangulaire permet d'assurer une forme homogène de la fonction d'ambiguïté pour différentes coupes Doppler, ce qui est potentiellement intéressant pour le traitement du signal radar, en particulier dans un environnement multi-cibles. Dès lors, il semble intéressant d'envisager l'emploi de séquences codées en phase dans les systèmes radar [1].

L'objectif de ce chapitre est de présenter les principaux critères d'une bonne compression des impulsions ainsi que des exemples de codes de phase existants. On va tout d'abord rappeler les notions de facteur de mérite et ISLR, dont les valeurs mesurent l'énergie présente, après filtrage, dans les lobes secondaires. Ensuite, nous définissons les mesures PLSR et SL_r (rejet des lobes secondaires de la fonction d'ambiguïté) dont les valeurs renseignent sur la présence potentielle de pics de corrélation secondaires respectivement pour la fonction d'autocorrélation et la fonction d'ambiguïté. En effet, pour les radars, la présence des pics de corrélation secondaires est hautement indésirable car ils peuvent masquer la présence des signaux d'écho plus faibles mais utiles ce qui provoque un risque d'accroissement du taux de fausses alarmes. Ainsi, les codes de compression d'impulsions avec un faible pic des lobes secondaires et un facteur de mérite élevé sont très utiles dans le système radar.

Par la suite, on va présenter des codes de phase qui peuvent être intéressants pour le radar à compression d'impulsion. Parmi ces codes de phase, nous nous sommes intéressés aux séquences complémentaires de Golay qui ont été développées par Golay [3]. La propriété

de base des séquences complémentaires de Golay est que la somme de leurs fonctions d'autocorrélation a périodique secondaires s'annule. Ainsi, notre proposition de la nouvelle mise en forme des séquences de Golay permet d'obtenir une fonction d'autocorrélation idéale (qui ressemble à une impulsion de Dirac) ce qui est très intéressant dans les systèmes radar. De plus, on a vérifié le bon comportement de l'émission multipulse des séquences de Golay.

2.2 Critère de sélection des séquences

Dans le processus de sélection du code ou séquence, différents critères existent pour pouvoir évaluer la qualité des séquences. Dans un premier temps, nous allons présenter le facteur de mérite et ISLR qui permettent d'étudier l'énergie des lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation. Une séquence est d'autant meilleure qu'elle possède un facteur de mérite élevé et un ISLR minimale. Par la suite, nous allons définir PSLR et SLR qui permettent d'évaluer le lobe secondaire le plus fort selon respectivement la fonction d'autocorrélation et la fonction d'ambiguïté. En effet, les séquences qui possèdent de faibles valeurs des pics des lobes secondaires sont les plus performants au niveau de la détection de la cible la plus faible.

2.2.1 Facteur de mérite

Soit une séquence $\mathbf{a} = (a_0, a_1, \dots, a_{n-1})$ de longueur n , le k ème coefficient d'autocorrélation est défini par :

$$\rho_a(k) = \sum_{i=1}^{n-k} a_i a_{i+k}^*, \quad k = 0, \dots, n-1 \quad (2.1)$$

Où * indique le conjugué complexe, dans le cas où la séquence prend des valeurs complexes.

le 0^{ème} coefficient, ou lobe principal pour les ingénieurs, est simplement la longueur de la séquence. Les autres coefficients, ou lobes secondaires à décalage positif, mesurent l'auto-interférence d'un signal basé sur cette séquence. L'énergie dans le k ème lobe secondaire est définie comme $|\rho(k)|^2$. Les valeurs élevées des lobes secondaires correspondent à l'énergie inefficace et non désirable dans le signal. L'énergie de base de la séquence est le total des énergies dans ces lobes secondaires, c'est-à-dire,

$$E = \sum_{k=1}^{n-1} [\rho_a(k)]^2 \quad (2.2)$$

Le facteur de mérite d'une séquence \mathbf{a} , introduit par Golay [46] en 1972, relie l'énergie du lobe principale et l'énergie totale des lobes secondaires,

$$F(a) = \frac{n^2}{2E} \quad (2.3)$$

Ainsi, la meilleure séquence est celle pour laquelle ce facteur est le plus élevé possible.

Soit \mathbf{a}_n l'ensemble de toutes les séquences de longueur n . Le problème principal dans l'étude du facteur de mérite est de déterminer le comportement asymptotique de sa valeur optimale définie par :

$$F_n = \max_{a \in \mathbf{a}_n} F(a) \quad (2.4)$$

Plusieurs travaux ont été menés en vue de déterminer la valeur asymptotique de F_n (voir par exemple [2] et les références qu'il contient). Cependant, ce problème reste un problème ouvert jusqu'à nos jours. Les figures 2.1 et 2.2 montrent les meilleures valeurs de facteur de mérite enregistrés jusqu'à présent pour les séquences binaires et les séquences polyphasées .

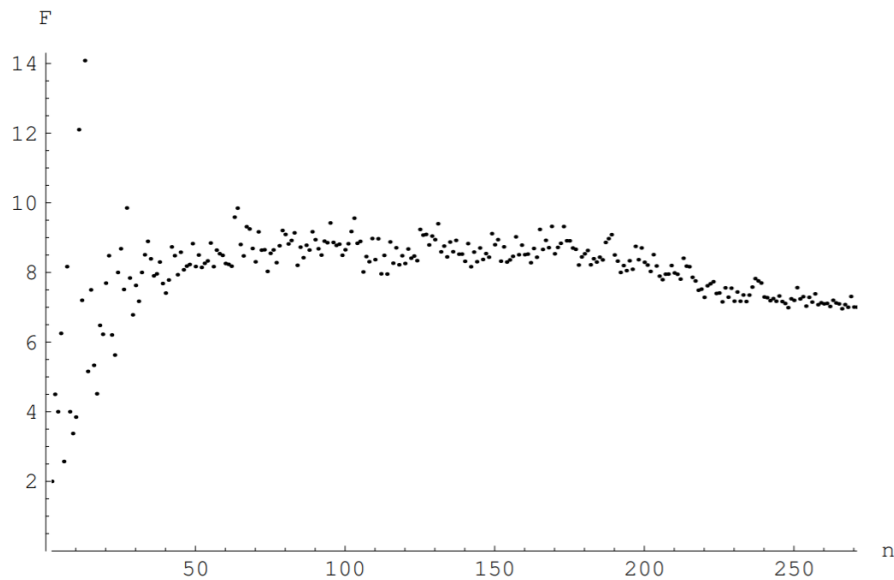


FIGURE 2.1 – Les meilleurs facteurs de mérite pour les séquences binaires de longueur n

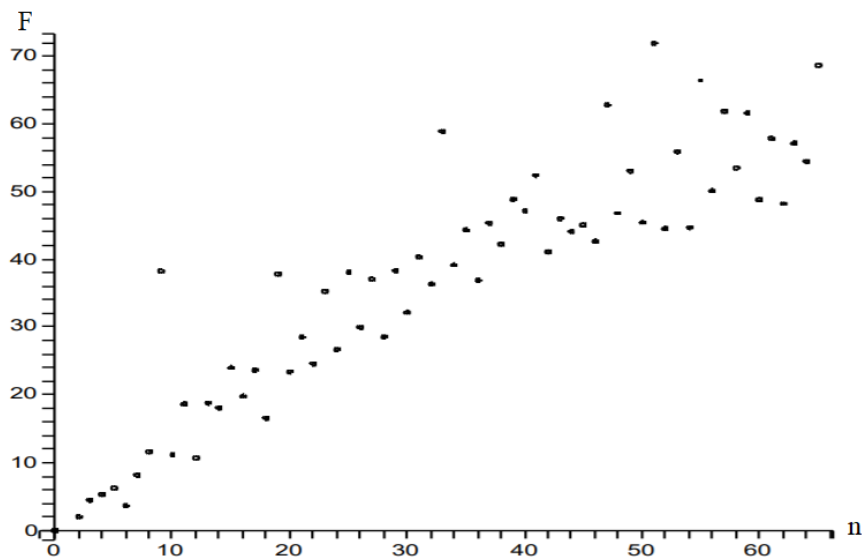


FIGURE 2.2 – Les meilleurs facteurs de mérite pour les séquences polyphasées de longueur n

2.2.2 ISLR

De même, la mesure ISLR (Integrated Sidelobe Level Ratio) de la sortie de corrélation d'une séquence $\mathbf{a} = (a_0, a_1, \dots, a_{n-1})$ de longueur n indique le rapport de l'énergie totale dans les lobes secondaires à celle dans le lobe principal. Il est défini comme :

$$ISLR(dB) = 10 \log_{10} \frac{\sum_{k=1}^{n-1} |\rho_a(k)|^2}{|\rho_a(0)|^2} = 10 \log_{10} \left(\frac{E}{n^2} \right) \quad (2.5)$$

2.2.3 PSLR

La mesure PSLR (peak Sidelobe Level Ratio) indique la capacité du radar à détecter des cibles faibles. C'est le rapport du niveau maximum de lobes secondaires $|\rho(k)|$ au niveau du lobe principal $|\rho(0)|$ de la fonction d'autocorrélation. Il est défini comme :

$$PSLR(dB) = 20 \log_{10} \frac{\max_{1 \leq k \leq n} |\rho_a(k)|}{|\rho_a(0)|} \quad (2.6)$$

2.2.4 SLr

Vu qu'on va étudier la capacité du radar à détecter des cibles en mouvement (affectées d'un certain Doppler), on a proposé d'utiliser une mesure liée à sa fonction d'ambiguïté. Ainsi, La mesure proposée nommée SL_r (rejet des lobes secondaires) est définie comme le niveau maximum des lobes secondaires de toutes les coupes de la fonction d'ambiguïté (coupes : $\tau \rightarrow \chi(\tau, f_d)$), il sera exprimé comme :

$$SL_r(dB) = 20 \log_{10} \max_{\tau \neq 0} |\chi_s(\tau, f_D)| \quad (2.7)$$

On rappellera l'expression de la fonction d'ambiguïté $\chi_s(\tau, f_d)$ définie dans le chapitre précédent comme la valeur absolue de l'enveloppe de sortie du filtre adapté. Le signal d'entrée vers le filtre est une version décalée Doppler du signal de retour, à laquelle le filtre est adapté :

$$\chi_s(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) s^*(t + \tau) \exp(j2\pi f_D t) dt \quad (2.8)$$

Où $s(t)$ est le signal émis, τ est le retard f_D la fréquence de Doppler.

Dans cette thèse, on est intéressé par le signal codé en phase. Soit une impulsion rectangulaire de durée τ' . Cette impulsion est divisée en n bits de durée identique $\Delta\tau = \tau'/n$ et chaque bit est codé par une phase différente. L'enveloppe complexe de l'impulsion modulée en phase est donnée par [43] :

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{\tau'}} \sum_{i=1}^n a_i \text{Rect} \left[\frac{t - (i-1)\Delta\tau}{\Delta\tau} \right] \quad (2.9)$$

où $a_i = e^{j\phi_i}$ et ϕ_i est la phase associée au bit d'indice i .

La mesure SL_r sera utilisée le long de la thèse pour évaluer les performances des signaux modulés en phase dans le cas d'une cible mobile pour le radar opérant à 77GHZ. Les séquences, ayant la valeur minimale de cette mesure, sont considérées les plus performantes au niveau de la détection de la cible la plus faible. Dans la section suivante on donnera des exemples des séquences existant dans la littérature.

2.3 Familles connues

Il existe différents types de codes de phases ou séquences comme les codes de Barker, les codes de Nested, les codes de Franc, les Px codes et les codes binaires pseudo aléatoires (m-séquence) [43, 47, 48]. Ils diffèrent tous par le niveau des pics de corrélation secondaires et la taille de l'alphabet des phases utilisées. Les codes binaires bipolaires peuvent prendre deux valeurs $a_i = \pm 1$, avec la phase $\phi_i = 0$ pour la valeur $a_i = +1$ et $\phi_i = \pi$ pour la valeur $a_i = -1$. Cependant les codes polyphasés peuvent prendre des valeurs complexes en fonction de la valeur de phase ϕ_i (le nombre de valeurs de phase discrètes est ici supérieur à deux) qui va être défini par la suite pour chaque code polyphasé.

En général, une séquence binaire de durée T est composé de N sous impulsions, appelés chips, de durées $T_c = T/N$. Cette séquence peut être bipolaire (+1/ -1) et unipolaire (0/1). La relation entre les deux versions est donnée par la formule suivante :

$$a_b(i) = 2 \left(a_u(i) - \frac{1}{2} \right) \quad (2.10)$$

où $a_b(i)$ est le ième symbole de la séquence bipolaire et $c_u(i)$ le ième symbole de la séquence unipolaire. La version bipolaire est la plus intéressante pour le radar à compression d'impulsion et la corrélation est meilleure puisque les lobes secondaires sont plus faibles que ceux de la version unipolaire [49].

2.3.1 Séquences de Legendre

Pour un nombre premier $n > 2$, soit $a = (a_0, a_1, \dots, a_{n-1})$ une séquence de Legendre définie comme suit :

$$a_i = \left(\frac{i}{n} \right) \quad \text{pour } 0 \leq i < n, \quad (2.11)$$

Où $\left(\frac{i}{n} \right)$ est le symbole de Legendre qui est égal à :

- 1 si i est un résidu quadratique modulo n ; C'est à dire, il existe un entier ℓ tel que $\ell^2 \equiv i \pmod n$.
- -1 si i n'est pas un résidu quadratique modulo n.

On choisit la convention que $\left(\frac{i}{n} \right) = 1$ si $i=0$.

2.3.2 SBPA : m-séquences

Les séquences à longueur maximale (m-séquences) sont un type des SBPA (Séquences Binaires Pseudo-Aléatoire) caractérisés par leurs longueurs et par leurs corrélations. Il existe de nombreuses façons de génération des codes m-séquence. Le plus courant consiste à utiliser des registres à décalage linéaires (LFSR).

Un LFSR permet de générer une séquence \mathbf{a} des éléments d'un corps fini $CG(q)$. Ces éléments vérifient une récurrence linéaire

$$a_{k+m} = \sum_{i=0}^{m-1} c_i a_{k+i} \quad k = 0, 1, \dots \quad (2.12)$$

où m est la longueur du LFSR et les c_i sont des coefficients dans $CG(q)$.

La figure 2.3 représente la forme d'un tel générateur. Elle est constituée de n registres qui contiennent chacun un élément de $CG(q)$. L'ensemble des valeurs de ces registres constitue l'état du LFSR. On peut noter que, l'ensemble des états possibles étant fini, la suite produite est nécessairement périodique.

Théorème 2.1 (Période) *Soit une séquence \mathbf{a} produit par un LFSR à n registres. La période de \mathbf{a} est alors inférieure ou égale à $q^n - 1$. Si on a $q = 2$, la période de la séquence est inférieure ou égale à $2^n - 1$*

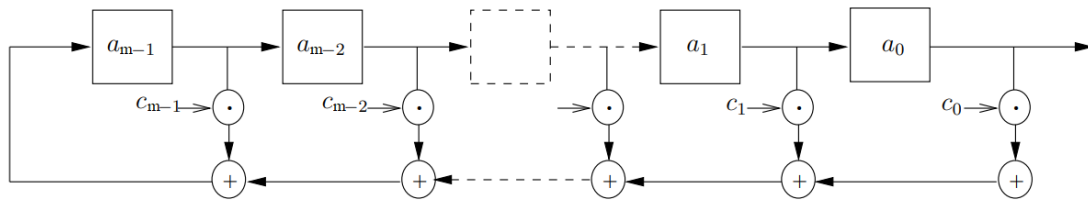


FIGURE 2.3 – LFSR de longueur m

Initialement, le LFSR est rempli avec les m premiers éléments de la suite (a_0, \dots, a_{m-1}) comme indiqué sur la figure, c'est ce que l'on appelle l'état initial. A chaque top d'horloge, le contenu de chaque registre est décalé vers la droite et le registre le plus à gauche est rempli avec un nouvel élément de la suite \mathbf{a} en utilisant la formule de récurrence 2.12. en répétant cette formule de récurrence, on peut donc exprimer \mathbf{a} comme fonction linéaire des bits de l'état initial. Nous noterons $a = f(a_0, \dots, a_{m-1})$. En fait, f sera vu comme un polynôme de degré 1 en n variables, x_0, \dots, x_{m-1} :

$$f(x_0, \dots, x_{m-1}) = c_0x_0 + \dots + c_{m-1}x_{m-1}, \quad c_i \in CG(q). \quad (2.13)$$

Les coefficients de la récurrence peuvent être également représentés sous la forme d'un polynôme $g(x)$ à coefficients dans $CG(q)$ (corps de Galois) connu sous le nom de polynôme générateur du LFSR :

$$g(x) = x^m - \sum_{i=0}^{m-1} c_i x^i \quad (2.14)$$

Lorsque le polynôme générateur d'un LFSR est primitif, la suite engendrée est alors appelée une m -séquence.

Théorème 2.2 (m -séquences). *Soit un LFSR sur $CG(q)$ de longueur n et de polynôme générateur $g(x)$ primitif. Si l'état initial des registres est différent de 0, le LFSR décrit alors tous les états non nuls possibles. Ainsi, la séquence générée est périodique de période maximale $q^m - 1$ et elle est connue sous le nom de m -séquence (maximum length sequence).*

Exemple 2.1 *La séquence de période 15 donnée par (000100110101111) est générée par un LFSR à 4 étages ayant la fonction de rétroaction $f(x) = x_0 + x_1$, dont l'implémentation est donnée sur la figure 2.4 (l'état initial est (0001)). Alors, \mathbf{a} satisfait la relation de récurrence $a_{4+k} = a_k + a_{1+k}$ et le polynôme générateur du LFSR est $g(x) = x^4 + x + 1$*

De plus, les m -séquences de longueur $n=2^m$ ont les propriétés distinctives suivantes :

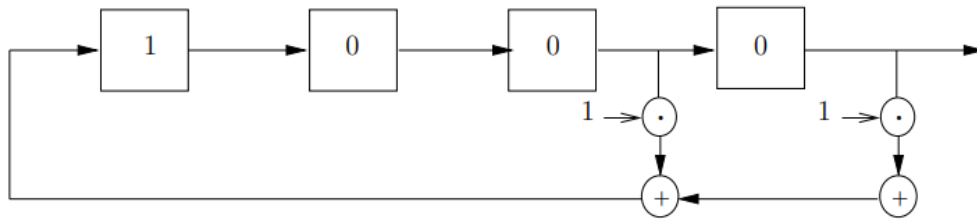


FIGURE 2.4 – Exemple de génération d’une séquence par un LFSR

- P.1** Le nombre de uns durant chaque période est un de plus que le nombre de Zéros.
- P.2** La moitié des plages (k uns (zéros) consécutifs précédés par un zéro (un) et suivis par un zéro (un)) a une longueur égale à 1, le quart a une longueur égale à 2, le huitième a une longueur égale à 3, ainsi de suite. De plus, pour toutes ces longueurs, le nombre de plages de zéros est égal à celui des plages de uns.
- P.3** Chaque séquence de longueur maximale a la propriété «shift and add». Cela signifie que, si une séquence de longueur maximale est ajoutée (modulo 2) à une version décalée d’elle-même, alors la séquence résultante est une version décalée de la séquence originale. Soit t_1 un entier fixé, il existe un entier t_2 tel que $a(k) \oplus a(k+t_1) = a(k+t_2)$ où \oplus est la somme d’éléments binaires (modulo 2). A Noter que les indices d’une séquence sont évalué modulo la longueur de la séquence.
- P.4** Chaque m-uplet du séquence apparaît une et une seule fois dans une période de la séquence, excepté le m-uplet nul qui n’apparaît pas (sinon le reste de la séquence n’est constitué que de zéros).
- P.5** La fonction d’autocorrélation est périodique et est donnée par :

$$C_a(k) = \begin{cases} n & k = 0, \pm n, \pm 2n, \dots \\ -1 & \text{ailleurs} \end{cases}. \quad (2.15)$$

Revenons à l’exemple précédent. La séquence (000100110101111) de longueur $2^4 - 1$ possède huit 1 et sept 0 ce qui correspond à P.1. Parmi les quatre plages (000,1,00,11,0,1,0,1111) la moitié a une longueur égale à 1, le un quart a une longueur égale à 2 et le huitième a une longueur égale à 3. la somme de (000100110101111) et une version décalées (001001101011110) donne (001101011110001) qui est une version décalée de la même séquence. Chaque 4-uplet de la séquence apparaît une seule fois. L’autocorrélation est égale à 15 pour $k \equiv 0 \pmod n$ et -1 ailleurs. Cette séquence vérifie donc P.1, P.2, P.3, P.4 et P.5.

2.3.3 Séquences de Barker

Les séquences Barker sont l’une des séquences de phase binaires qui produisent une forme d’onde compressée avec un niveau de lobe secondaire constant égal à un. Les coefficients d’autocorrélation sont définis et doivent tous être petits [50] :

$$|\rho(k)| \leq 1 \quad \text{pour } k \neq 0 \quad (2.16)$$

Ces séquences existent pour les longueurs $n = 2,3,4,5,7,11$ et 13 et il n'en existe pas pour d'autre longueurs > 13 . Il y a 9 séquences en total qui sont listées dans le tableau 2.1 suivant :

TABLE 2.1 – Eléments de Barker

Longueur	Eléments du séquence
2	1 -1 1 1
3	1 1 -1
4	1 1 -1 1 1 1 1 -1
5	1 1 1 -1 1
7	1 1 1 -1 -1 1 -1
11	1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1
13	1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1

Seules les séquences de longueur 2 et 4 sont connus pour avoir 2 séquences ; tous les autres n'ont qu'une seule séquence. Les séquences de Barker d'une longueur supérieure à 13 n'ont pas encore été trouvés, de sorte que certaines solutions non optimales comme la combinaison de séquences de Barker entre eux pour donner une famille de séquences plus longues appelées séquences de Nested [43]. À partir de deux séquences de Barker B_M et B_N , on peut construire une séquence de Nested de longueur $M.N$, égale au produit $B_M \otimes B_N$. Avec \otimes est le produit de Kronecker. La longueur maximale d'une séquence de Barker combiné est de longueur $N = 13 \times 13 = 169$. Par exemple la séquence de Nested B_{54} est déterminé par :

$$\begin{aligned}
B_{54} &= B_5 \otimes B_4 \\
&= \{111 - 11\} \otimes \{11 - 11\} \\
&= \{111 - 11, 111 - 11, -1 - 1 - 11 - 1, 111 - 1\}
\end{aligned}$$

Ces séquences auraient été des codes idéaux à utiliser dans MIMO Radar, mais comme seuls quelques codes sont connus, ils ne sont pas utiles.

2.3.4 Séquences de Frank

Les séquences polyphasées de Frank ont des longueurs qui sont des carrés parfaits ; c'est-à-dire $n = L^2$ où L est un entier qui est appelé séquence de Frank en phase L . nous définissons les éléments de la séquence Frank a_m ($1 \leq m \leq n$) comme

$$a_{(i-1)L+k} = \exp(j\phi_{(i,k)}) \quad (2.17)$$

pour $1 \leq i \leq L$ et $1 \leq k \leq L$, où

$$Frank : \phi_{(i,k)} = 2\pi(i-1)(k-1)/L \quad (2.18)$$

2.3.5 Séquences de P1, P2, Px

Les séquences P1, P2 et Px sont tous des versions modifiées de la séquence Frank, La séquence Px a été introduit par Rapačić et Kennedy [51]. Où dans ce cas les $\phi_{i,k}$ sont

donnés par :

$$Px : \phi_{i,k} = \begin{cases} \frac{2\pi}{L} \left[\frac{(L+1)}{2} - k \right] \left[\frac{(L+1)}{2} - i \right] , L \text{ pair} \\ \frac{2\pi}{L} \left[\frac{L}{2} - k \right] \left[\frac{(L+1)}{2} - i \right] , L \text{ impair} \end{cases} \quad (2.19)$$

Les séquences P1 et P2 sont dus à Lewis et Kretschmer [52]. Les deux séquences, comme les séquences Frank et Px, ne sont applicables que pour une longueur carrée parfaite ($n = L^2$).

$$P1 : \phi_{i,k} = \frac{2\pi}{L} \left[\frac{(L+1)}{2} - i \right] [(i-1)L + (k-1)] \quad (2.20)$$

La séquence P2 n'est valide que pour L pair et est définie exactement comme la séquence Px pour L pair.

$$P2 : \phi_{i,k} = \frac{2\pi}{L} \left[\frac{(L+1)}{2} - k \right] \left[\frac{(L+1)}{2} - i \right] , L \text{ pair} \quad (2.21)$$

2.3.6 Séquences de Chu

Alors que les séquences Frank, P1, P2 et Px ne sont applicables que pour les longueurs carrées parfaites ($n = L^2$), le code Chu [53] est applicable pour n'importe quelle longueur et est donné par :

$$s_i = \exp(j\phi_i) \quad (2.22)$$

Où

$$Chu : \phi_i = \begin{cases} \frac{2\pi}{n} r \frac{(i-1)^2}{2} , n \text{ pair} \\ \frac{2\pi}{n} r \frac{(i-1)i}{2} , n \text{ impair} \end{cases} \quad (2.23)$$

$1 \leq i \leq n$, et r est tout entier relativement premier à n, ici nous le prenons égal à 1.

2.3.7 Séquences de P3, P4

Contrairement aux séquences P1 et P2 applicables uniquement pour la longueur carrée (comme le code Frank), les séquences P3 et P4 sont, comme la séquence Chu, applicables pour toute longueur n. Les séquences P3 et P4 sont définis pour toute longueur n par :

$$P3 : \phi_i = \frac{2\pi}{n} \frac{(i-1)^2}{2} \quad (2.24)$$

$$P4 : \phi_i = \frac{2\pi}{n} (i-1) \left(\frac{i-1-n}{2} \right) \quad (2.25)$$

Où $1 \leq i \leq n$.

La séquence P3 est identique à la séquence Chu pour n pair avec $r = 1$ et n'est parfaite que pour les valeurs paires de n.

Les séquences polyphases ont une efficacité spectrale meilleure que celle des séquences binaires en raison de sauts de phases plus fins. Cependant, les séquences polyphases sont

en général plus difficiles à générer et imposent une plus grande complexité de l'émetteur et du récepteur.

Dans certaines applications, la diversité des formes d'ondes requise impose l'utilisation d'une famille de séquences au lieu d'une séquence unique. Les séquences complémentaires comme les séquences de Golay, sont utilisées afin de produire une autocorrélation idéale qui ne peut être atteinte avec une seule séquence [54]. Les séquences de Golay étant orthogonales entre eux, ils permettent de minimiser les effets d'interférences entre différents radars. Ils ont également la particularité d'être complémentaires deux à deux.

2.4 Séquences complémentaire de Golay

2.4.1 Paire complémentaire de Golay

Les séquences de paires complémentaires de Golay GCP ont été introduites par Marcel Golay en 1951 [55] pour des applications en spectrométrie et les ont étudiées plus systématiquement en 1961 [3]. Depuis lors, les paires de Golay ont trouvé de nombreuses autres applications, y compris l'imagerie à ouverture codée [56] (où les paires de Golay ont été redécouvertes et appelées codes de trou d'épingle), la réflectométrie optique dans le domaine temporel [57], l'échographie médicale [58] et communications multiporteuses [59, 60]. En particulier, cette dernière application a ravivé l'intérêt pour les paires de Golay au cours des 15 dernières années.

Définition

Soit $\mathbf{a} = (a_0, \dots, a_{n-1})$ et $\mathbf{b} = (b_0, \dots, b_{n-1})$ deux séquences de longueur n avec $a_i, b_i \in \{+1, -1\}$. On dit que (\mathbf{a}, \mathbf{b}) forment une paire complémentaire de Golay, s'ils satisfont à la propriété utile que leurs fonctions d'autocorrélation aperiodique secondaires sont égales à zéro [3, 61]. Définissons la fonction d'auto-corrélation aperiodique (AACF) de \mathbf{a} and \mathbf{b} par

$$\rho_{\mathbf{a}}(k) = \sum_{i=0}^{n-k-1} \mathbf{a}_i \mathbf{a}_{i+k}, 0 \leq k \leq n-1 \quad (2.26)$$

$$\rho_{\mathbf{b}}(k) = \sum_{i=0}^{n-k-1} \mathbf{b}_i \mathbf{b}_{i+k}, 0 \leq k \leq n-1 \quad (2.27)$$

Selon la propriété, il faut avoir :

$$\rho_{\mathbf{a}}(k) + \rho_{\mathbf{b}}(k) = 2n\delta_{0,k}, \quad (2.28)$$

Où $\delta_{.,.}$ représente le symbole de Kronecker.

Exemple Soient les deux séquences de longueur $n = 10$ suivantes :

$$\mathbf{a} = - + + - + - + + -$$

$$\mathbf{b} = - + + + + + - - +,$$

où - et + signifient -1 et 1 respectivement.

Les fonctions d'autocorrélations a périodiques des deux séquences sont

$$\rho_a = (10, -3, 0, -1, 0, 1, 2, -1, -2, 1),$$

$$\rho_b = (10, 3, 0, 1, 0, -1, -2, 1, 2, -1)$$

On remarque que la somme des autocorrélations des deux séquences nous donne la fonction δ . Donc, selon (2.28) on peut dire que (\mathbf{a}, \mathbf{b}) est une paire de Golay.

Dans [3, 62, 63], les auteurs ont donné différentes méthodes de construction de paires complémentaires de Golay qui peuvent être construites d'une façon récursive ou directe.

Construction récursive

Un certain nombre de constructions itératives pour des paires de codes complémentaires ont également été dérivées par Golay [3]. L'une de ces procédures, appelée "appending" est appliquée à une paire de codes à n -éléments donnant une paire de codes à $2n$ -éléments. Ceci est en fait connu par le nom de la récursion Golay-Rudin-Shapiro, générant une paire de Golay de longueur $2n$ à partir d'une paire de Golay de longueur n .

Soit $\mathbf{a} = a_0 a_1 \cdots a_{n-1}$ et $\mathbf{b} = b_0 b_1 \cdots b_{n-1}$ deux séquences de longueur n qui forment une paire complémentaire de Golay et considèrent la transformée :

$$\begin{pmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} \mathbf{a} & | & \mathbf{b} \\ \mathbf{a} & | & \bar{\mathbf{b}} \end{pmatrix}$$

Où $\bar{\mathbf{b}}$ désigne le complément de \mathbf{b} , obtenu en échangeant 1 en -1 et vice versa, et $|$ désigne la concaténation de séquences, par exemple, $\mathbf{a} | \mathbf{b}$ est obtenu en ajoutant les éléments de code \mathbf{b} à droite des éléments de code \mathbf{a} . En commençant par un élément de la paire de Golay, les codes de Golay de longueur 2, 4, 8 sont facilement dérivés :

$$\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} 1, & 1 \\ 1, & -1 \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} 1, & 1, & 1, & -1 \\ 1, & 1, & -1, & 1 \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} 1, & 1, & 1, & -1, & 1, & 1, & -1, & 1 \\ 1, & 1, & 1, & -1, & -1, & -1, & 1, & -1 \end{pmatrix}.$$

Nous pouvons également [62] obtenir des séquences de $2n$ éléments à partir de séquences de n éléments par entrelacement comme présente le schéma itératif suivant :

$$\begin{pmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} \mathbf{a} \sim \mathbf{b} \\ \mathbf{a} \sim \bar{\mathbf{b}} \end{pmatrix}$$

avec $\mathbf{a} \sim \mathbf{b} = a_0 b_0 a_1 b_1 \cdots a_{n-1} b_{n-1}$

En commençant par un élément $\mathbf{a}=\mathbf{b}=1$, on peut obtenir facilement les codes de Golay de longueur 2, 4, 8 :

$$\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} 1, & 1 \\ 1, & -1 \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} 1, & 1, & 1, & -1 \\ 1, & -1, & 1, & 1 \end{pmatrix} \rightarrow$$

$$\left\{ \begin{array}{cccccccc} 1, & 1, & 1, & -1, & 1, & 1, & -1, & 1 \\ 1, & -1, & 1, & 1, & 1, & -1, & -1, & -1 \end{array} \right\}.$$

Ces deux procédures peuvent être poursuivies pour générer des séquences de longueurs qui sont des puissances de deux. Notez que toutes les séquences générées de cette manière sont bipolaires, avec des éléments de valeur ± 1 .

Notons ainsi qu'on trouve toujours des paires de Golay qui satisfont l'équation (2.6) par l'inversement de \mathbf{a} et \mathbf{b} , leur négation (multiplier par $c = -1$), ou par altération :

- Multiplication par une constante :
 $c\mathbf{a} := ca_0ca_1 \cdots ca_{n-1}$, for c a constant
- Inversement :
 $\tilde{\mathbf{a}} := a_{n-1}a_{n-2} \cdots a_0$
- Altérant :
 $\check{\mathbf{a}} := (-1)^0a_0(-1)^1a_1 \cdots (-1)^{n-1}a_{n-1}$

Outre ces approches récursives, il existe des approches non récursives, plus générales, dont certains éléments ne peuvent pas être générés par les approches récursives.

Construction directe

Golay a donné dans [3] une construction directe pour la paire complémentaire de Golay (\mathbf{a}, \mathbf{b}) de longueur $N = 2^m$. Étant donné une fonction booléenne $a(\mathbf{x}) = a(x_0, x_1, \dots, x_{m-1})$, on associe une séquence $\mathbf{a} = (a_0, a_1, \dots, a_{2^m-1})$ de longueur 2^m , où

$$a_i = (-1)^{a(i_0, i_1, \dots, i_{m-1})}, \quad (2.29)$$

où $(i_0, i_1, \dots, i_{m-1})$ est la représentation en base 2 de i :

$$i = \sum_{k=0}^{m-1} i_k 2^k \quad (2.30)$$

Par la suite [59] a montré que, pour toute permutation π de $\{0, 1, \dots, m-1\}$, et tout choix de constantes $(c_j)_{j=0, m-1}$, $c, c' \in \mathbb{Z}_2$, la paire de fonctions

$$\begin{aligned} a(x) &= \sum_{i=0}^{m-2} x_{\pi(i)} x_{\pi(i+1)} + \left(\sum_{j=0}^{m-1} c_j x_j \right) + c \\ b(x) &= a(x) + x_{\pi(0)} + c' \end{aligned} \quad (2.31)$$

donne des paires de Golay (\mathbf{a}, \mathbf{b}) de longueur 2^m .

Exemple : Par exemple pour $m = 3$, $(c_j)_{j=0, m-1} = (0 \ 1 \ 1)$, $c = 1$, $c' = 0$ et $\pi = (2 \ 3 \ 1)$, le i ème élément d'une séquence de la paire de Golay sera obtenu en évaluant la fonction a en la représentation binaire de i .

Soit donc la décomposition binaire des éléments $i = 0, 1, \dots, 2^m - 1$ représentée par la matrice suivante

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

où la i ème ligne est la décomposition binaire de i que nous noterons x^i .

Par application de la permutation π nous obtenons

$$\mathbf{X}_\pi = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Ainsi, les premiers éléments de la paire de Golay sont obtenus en fonction de $x_\pi^0 = (0 \ 0 \ 0)$ comme suit

$$a(x^0) = (x_{\pi(0)}^0 x_{\pi(1)}^0 + x_{\pi(1)}^0 x_{\pi(2)}^0) + (c_0 x_{\pi(0)}^0 + c_1 x_{\pi(1)}^0 + c_2 x_{\pi(2)}^0) + c = 1$$

$$b(x^0) = a(x^0) + x_{\pi(0)}^0 + c' = 1$$

Soit, sous forme matricielle,

$$\mathbf{a} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \\ 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} + 1 \times \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix},$$

et

$$\mathbf{b} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} + 0 \times \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Finalement, dans l'alphabet $\{1, -1\}$ nous obtenons la paire suivante

$$\mathbf{a} = + + - - - + - +$$

$$\mathbf{b} = + + + + - + + -,$$

où - et + signifient -1 et 1 respectivement.

Les fonctions d'autocorrélations ρ_a et ρ_b des séquences de cette paire ainsi que leur somme sont illustrées dans la figure 2.5.

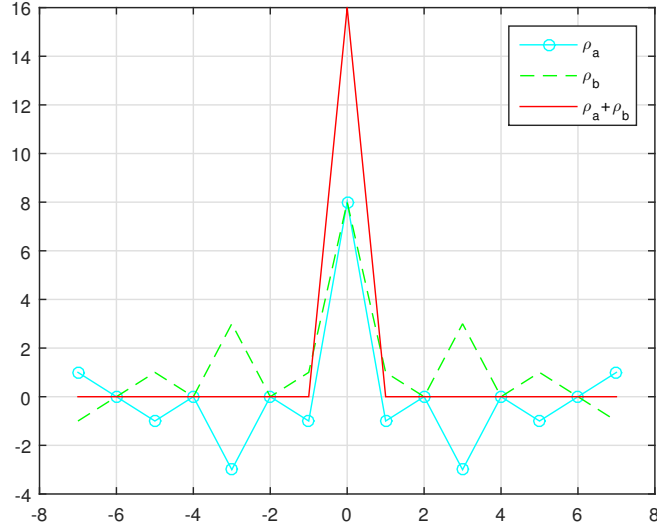


FIGURE 2.5 – Exemple d'autocorrélations d'une paire de Golay de longueur 2^3 : ρ_a , ρ_b et $\rho_a + \rho_b$

2.4.2 Paires de Golay polyphase

Considérons maintenant une méthode de construction basée sur un principe proche de celui décrit dans les équations 2.31 et avec laquelle il est possible d'obtenir la construction des codes de Golay polyphase, c'est à dire dont les éléments appartiennent à l'alphabet $\{e^{2ik\pi/N}; k = 0, \dots, N - 1\}$. Lorsque $N = 2^h$, avec $h > 0$, π désignant toujours une permutation de $\{0, \dots, m - 1\}$ mais $c, c', (c_j)_{j=0, m-1}$ désignant maintenant des constantes de Z_{2^h} , il a été établi par Davis et Jedwab [59] que les paires de Golay polyphases de $Z_{2^h}^{2^m-1}$ peuvent être obtenues à partir des fonctions booléennes suivantes de Z_{2^h} dans Z_{2^m} :

$$\mathbf{a}(x) = 2^{h-1} \sum_{i=0}^{m-2} x_{\pi(i)} x_{\pi(i+1)} + \left(\sum_{j=0}^{m-1} c_j x_j \right) + c \quad (2.32)$$

$$\mathbf{b}(x) = 2^{h-1} \mathbf{a}(x) + x_{\pi(0)} + c'$$

avec $\zeta = e^{2i\pi/2^h}$. Les séquences $a = (a_0, a_1, \dots, a_{2^m-1})$ et $b = (b_0, b_1, \dots, b_{2^m-1})$ sont alors générées par les relations

$$\begin{aligned} a_i &= \zeta^{a(i_0, \dots, i_{m-1})}, \\ b_i &= \zeta^{b(i_0, \dots, i_{m-1})}, \end{aligned} \tag{2.33}$$

où $i \in \{0, \dots, 2^m - 1\}$ et (i_0, \dots, i_{m-1}) représente la décomposition en base 2 de i .

Notons ainsi qu'il existe une autre approche pour construire des paires de Golay polyphases, plus ancienne que celle décrite ci-dessus, basée sur les travaux de Sivaswamy. Dans [64], Sivaswamy montre que si (\mathbf{a}, \mathbf{b}) est une paire complémentaire multiphase, il en est de même pour $([\mathbf{a} \ w\mathbf{b}], [\mathbf{a} - w\mathbf{b}])$ lorsque w est un nombre complexe de module 1. Cela conduit à un schéma récursif pour la construction des paires complémentaires de Golay polyphases.

Budisin a repris cette idée dans [65] pour montrer comment retrouver les paires de séquences proposées par Golay. Pour cela, on prend une permutation $\pi = (\pi_0, \dots, \pi_m)$ de $\{0, 1, \dots, m-1\}$ et on définit récursivement une séquence de longueur 2^m par

$$\begin{aligned} a_{k+1}(z) &= a_k(z) + w_k z^{-2\pi_k} b_k(z) \\ b_{k+1}(z) &= a_k(z) - w_k z^{-2\pi_k} b_k(z), \end{aligned} \tag{2.34}$$

avec $k = 1, \dots, m-1$ et $a_0(z) = b_0(z) = 1$.

En prenant $w_k = 1$ et $\pi_k = k$, on obtient la première famille récursive proposée par Golay, tandis que si π est une permutation quelconque, on obtient l'ensemble des séquences de longueur égale à une puissance de deux exhibées par Golay. De façon générale, on obtient des paires de Golay polyphases pour $|w_k| = 1$.

On indique enfin que la démonstration faite dans [65] du caractère complémentaire des paires polyphases obtenues par les équations 2.34 ne fait pas appel à la forme particulière de l'exposant de $z^{-2\pi_k} = z^{-c_k}$ qui, en particulier, n'a pas besoin d'être une puissance de 2. Plus généralement, on peut construire des séquences pour lesquelles les exposants c_k sont choisis aléatoirement. Ces séquences, dont les longueurs ne sont plus nécessairement des puissances de 2, possèdent de plus une amplitude qui n'est pas forcément constante. Ce point a été brièvement commenté dans [65]. On dispose donc ici d'un outil général relativement souple pour générer des paires complémentaires non seulement multiphases mais aussi multi-niveaux. On ne va pas exploiter ici cette possibilité pour pouvoir bénéficier de la propriété d'enveloppe constante de la forme d'onde pendant les périodes d'émission qui est en particulier très intéressante dans l'application radar.

2.4.3 Ensembles complémentaires de Golay

Les ensembles complémentaires de Golay sont des ensembles de séquences de longueur égale, contenant plus de deux séquences [66]. Par analogie à l'équation 2.28, Un ensemble de N séquences de longueur n $(\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_N)$ forme un ensemble complémentaire de Golay de taille N si

$$\sum_{i=1}^N \rho_{\mathbf{a}_i}(k) = Nn\delta_{0,k}, \tag{2.35}$$

où $\delta_{..}$ représente le symbole de Kronecker.

Soit une forme quadratique $Q(x) = \sum_{i=0}^{m-2} x_{\pi(i)} x_{\pi(i+1)}$ à m variables $x_{\pi(0)}, \dots, x_{\pi(m-1)}$, auquel on associe un graphe étiqueté $G(Q)$ dont les arêtes sont définies par les paires $(\pi(i), \pi(i+1))$. Supposons que $G(Q)$ contienne un ensemble de $\alpha \geq 0$ sommets distincts, étiquetés j_1, \dots, j_α tels que si nous les supprimons, nous obtenons un chemin joignant le $m - \alpha$ sommets restants. Soit t l'étiquette d'un sommet du chemin de degré 1, c'est-à-dire situé à une extrémité du chemin. Cette représentation par les graphes permet de construire des ensembles de Golay complémentaires [67]. Alors pour toute constante c_0 et $(c_j)_{j=0, m-1}$ de \mathbb{Z}_2 , un ensemble complémentaire de Golay de taille $2^{\alpha+1}$ est défini par :

$$\left\{ Q + \sum_{j=0}^{m-1} c_j x_j + c_0 + \sum_{k=1}^{\alpha} d_k x_{j_k} + dx_t \mid d_k, d \in \mathbb{Z}_2 \right\}. \quad (2.36)$$

Notons que la taille des ensembles dépend d'un seul paramètre α , calculé à partir d'un graphe associé à cet ensemble.

L'exemple suivant illustre cette notion.

Exemple : Soit $Q(x) = x_{\pi(0)} x_{\pi(1)} + x_{\pi(0)} x_{\pi(2)} + x_{\pi(0)} x_{\pi(3)} + x_{\pi(1)} x_{\pi(2)} + x_{\pi(1)} x_{\pi(3)}$. La figure 2.6 représente le graphe associé à cette forme.

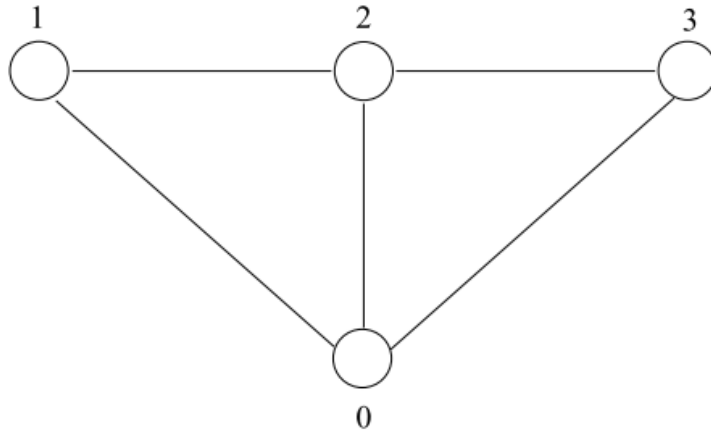


FIGURE 2.6 – Exemple d'un graphe

On peut remarquer qu'en supprimant le sommet étiqueté 0 on obtient un chemin composé des sommets 1, 2 et 3. Par le théorème précédent, avec $\alpha = 1$, on construit donc l'ensemble de Golay complémentaire suivant, obtenu pour $d, d_k \in \{0, 1\}$:

$$\left\{ \begin{array}{l} Q + (\sum_{j=0}^3 c_j x_j) + c_0 \\ Q + (\sum_{j=0}^3 c_j x_j) + c_0 + x_0 \\ Q + (\sum_{j=0}^3 c_j x_j) + c_0 + x_1 \\ Q + (\sum_{j=0}^3 c_j x_j) + c_0 + x_0 + x_1 \end{array} \right.$$

Par exemple pour $\pi = (0123)$, $(c_j)_{j=0,3} = (0111)$ et $c_0 = 0$, nous obtenons les quatre

séquences de Golay complémentaires suivantes de longueur= 2^4

$$\mathbf{a}_1 = + + - + - + - - - + + + - - - +$$

$$\mathbf{a}_2 = + - - - - - - + - - + - - + - -$$

$$\mathbf{a}_3 = + + + - - + + + - + - - - - + -$$

$$\mathbf{a}_4 = + - + + - - + - - - - + - + + +,$$

où - et + présentent -1 et 1 respectivement.

Pour lequel on trace sur la figure 2.16 les autocorrélations $(\rho_{a_i})_{i=0,3}$ ainsi que leur somme, comme on peut le remarquer la propriété complémentaire (eq. 2.35) des séquences est bien vérifiée.

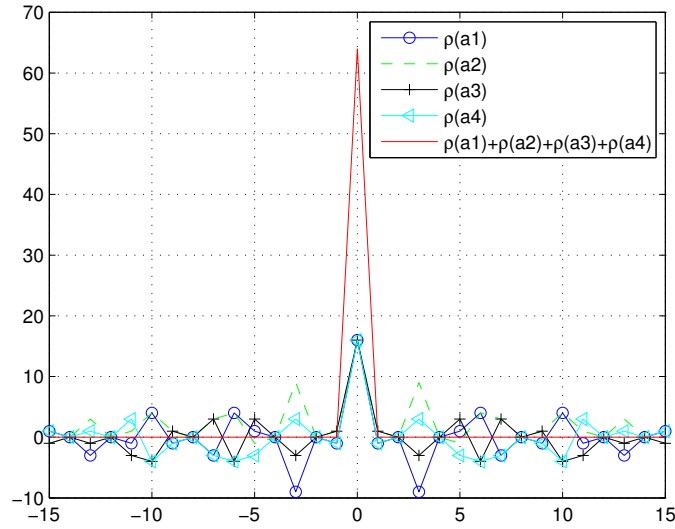


FIGURE 2.7 – Exemple d'un ensemble de Golay de longueur 2^4

Il est possible de construire des codes polyphasés de l'ensemble de Golay, c'est-à-dire dont les éléments appartiennent à l'alphabet $\{e^{2ik\pi/N}; k = 0, \dots, N - 1\}$ et $N = 2^h$, avec $h > 0$ par l'expression suivante proche à 3.12 :

$$\left\{ 2^{h-1}Q + \sum_{j=0}^{m-1} c_j x_j + c_0 + 2^{h-1} \left(\sum_{k=1}^{\alpha} d_k x_{j_k} + dx_t \right) \mid d_k, d \in \mathbb{Z}_2 \right\}. \quad (2.37)$$

Cette fois-ci c_0 et $(c_j)_{j=0, m-1}$ désignant des constantes de \mathbb{Z}_{2^h} .

2.5 Proposition d'une nouvelle mise en forme des séquences de Golay pour le radar

Dans cette section, nous présenterons notre proposition de la nouvelle mise en forme des séquences de Golay que ça soit paire ou ensemble de Golay et faire une comparaison entre notre proposition et les séquences standards.

L'idée principale consiste à insérer un intervalle de garde (un vecteur nul) entre la paire de Golay $[a_0b]$ (fig.2.8) et ensemble de Golay $[a_10a_20a_30a_4]$ (fig.2.9). Ces séquences seront ensuite envoyées en une seule impulsion au lieu de l'émission des séquences concaténées $[ab]$ pour la paire de Golay et $[a_1a_2a_3a_4]$ pour l'ensemble de Golay.

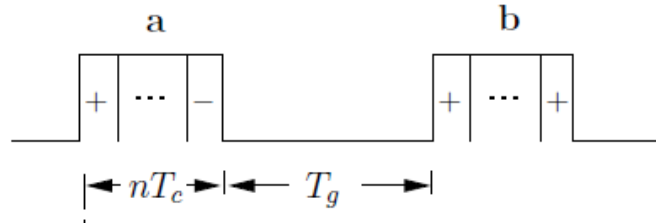


FIGURE 2.8 – Insertion de l'intervalle de garde pour le paire de Golay

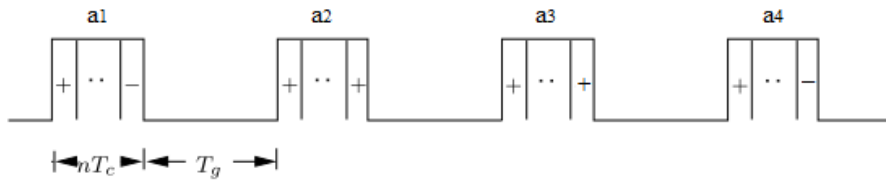


FIGURE 2.9 – Insertion de l'intervalle de garde pour un ensemble de Golay

L'intérêt de cette proposition est tout d'abord l'élimination des lobes secondaires de la corrélation autour du voisinage de 0 et ensuite de bénéficier de la complémentarité des séquences a_1, a_2, a_3, a_4 comme le montre la figure (Fig.2.10).

On constate que l'utilisation des séquences concaténées permet d'avoir des lobes secondaires nettement plus faible au voisinage de 0 tandis que notre proposition permet d'obtenir une fonction d'auto-corrélation de type impulsion de Dirac ce qui est très utile pour le système radar.

Ceci sera illustré dans les études suivantes et on va montrer les bonnes performances de notre proposition.

2.6 Analyse des performances de la fonction d'autocorrélation

Dans cette section, nous allons faire une comparaison des différentes séquences selon leur autocorrélation en utilisant les mesures de facteur de mérite, ISLR et PSLR en se basant sur notre publication [68]. Les meilleures séquences sont ceux qui ont moins de valeur de PSLR et ISLR, et plus de valeur du facteur de mérite.

Les tableaux 3.2 et 2.3 présentent les valeurs obtenues de ces mesures pour différentes séquences avec lequel : Barker a une longueur maximale $n=13$, m -séquence existe pour $n=2^m - 1$, séquence de Golay existe pour $n=2^m$, séquences de P1, Frank, Px et P2 existent pour $n = m^2$, et séquences de P3, P4 et Chu existent pour n'importe quel entier de longueur n . Où m est un entier.

Les figures 2.11,2.12,2.13 présentent la fonction d'autocorrélation des séquences listées dans les tableaux.

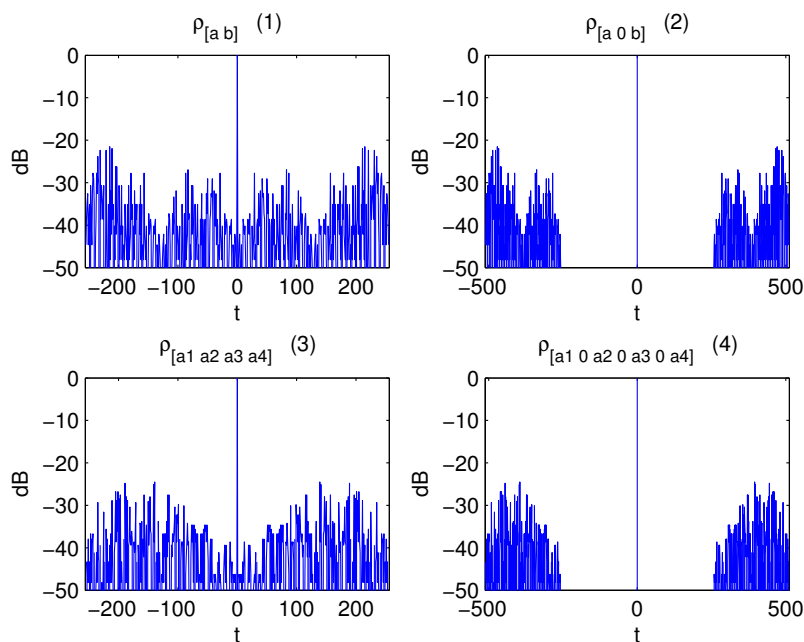


FIGURE 2.10 – Exemple de l'autocorrélation du paire et l'ensemble de Golay de longueur 2^8 : $\rho_{[ab]}, \rho_{[a0b]}, \rho_{[a_1a_2a_3a_4]}$ et $\rho_{[a_10a_20a_30a_4]}$

TABLE 2.2 – Facteur de mérite, PSLR et ISLR pour différentes séquences

Codes de phase	Longueur	PSLR(db)	ISLR(db)	Facteur de mérite
Barker	13	-22.3	-11.5	14.08
Legendre	67	-15.69	-4.71	1.47
MLS	63	-17.92	-8.18	3.29
Golay	64	$-\infty$	$-\infty$	$+\infty$
Frank /P1	64	-27.78	-15.56	18.02
Px /P2	64	-27.78	-16.06	20.19
P3 /P4/chu	64	-24.35	-14.07	12.77

Les résultats de comparaisons entre les séquences selon tous les mesures montrent que les séquences de Golay proposées fournissent les meilleurs résultats.

Le second meilleur résultat est obtenu pour les séquences P1, Frank, P2 et Px qui ont la même valeur de PSLR. Cependant, le Px et le P2 ont légèrement moins de valeur d'ISLR et un peu plus de valeur de facteur de mérite que le P1/Frank.

Le troisième meilleur résultat est pour les séquences P3, P4 et Chu qui ont également les mêmes valeurs de PSLR et ISLR cependant pour la longueur 64 on remarque que le facteur de mérite est moins que Barker. Ainsi, pour une longueur >64 les codes P3, P4 et Chu se comportent meilleurs que Barker.

Le quatrième est pour Barker suivi de la m-séquence de longueur 63 et le mauvais résultat est obtenu pour la séquence de Legendre de longueur 67. Cependant pour la m-séquence de longueur 1023, on a un PSLR mieux que la séquence de Legendre 1021 qui est légèrement mieux que Barker.

Dans cette étude on a montré que la séquence de Golay proposé dans la section pré-

TABLE 2.3 – Facteur de mérite, PSLR et ISLR pour différentes séquences

Codes de phase	Longueur	PSLR(db)	ISLR(db)	Facteur de mérite
Legendre	1021	-25.69	-4.76	1.5
MLS	1023	-27.73	-8.18	3.29
Golay	1024	$-\infty$	$-\infty$	$+\infty$
Frank /P1	1024	-40.03	-21.93	78.14
Px /P2	1024	-40.03	-21.99	79.24
P3 /P4/chu	1024	-36.48	-20.02	50.31

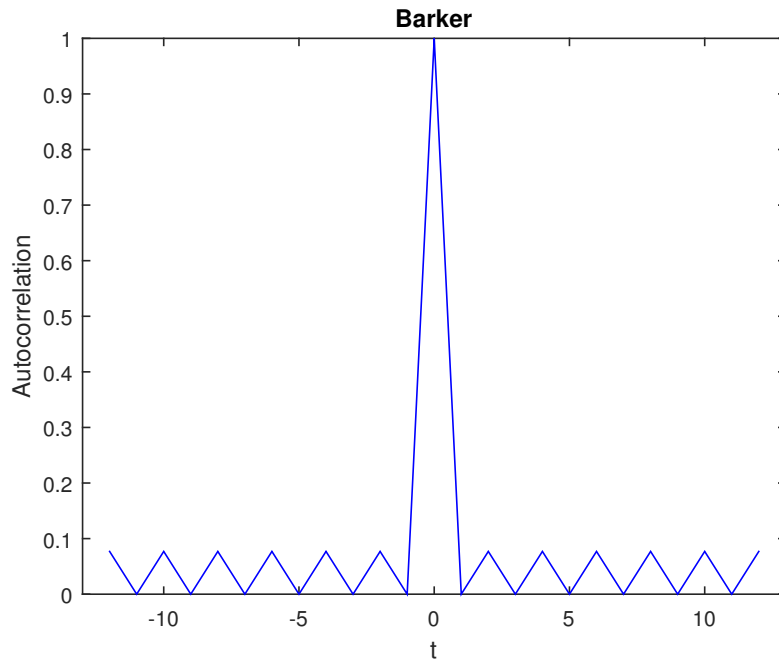


FIGURE 2.11 – Autocorrélation de séquence de barker de longueur 13

cédente a le meilleur résultat avec $PSLR=ISLR=-\infty$ et facteur de mérite= $+\infty$. Dans la section suivante on va étudier le comportement de cette séquence selon la mesure SL_r liée à la fonction d'ambiguïté.

2.7 Exemples d'utilisation pour le radar opérant à 77 GHZ

Dans cette section, nous montrerons le bon comportement de notre nouvelle proposition de mise en forme de séquences de Golay pour un radar automobile fonctionnant à 77GHZ et à une bande passante de 600MHZ.

Etant donnée une paire de Golay (\mathbf{a} , \mathbf{b}), son utilisation peut être envisagée pour la construction d'une séquence radar ayant de bonnes propriétés de corrélation aperiodique. À titre d'exemple, considérons des paires de Golay sélectionnées au hasard (\mathbf{a} , \mathbf{b}) pour une longueur de séquence de $2^{10} = 1024$. La figure 2.14 présente, pour une séquence de longueur 1024, la somme des corrélations des séquences \mathbf{a} et \mathbf{b} (Fig. 2.14 -1), la fonction de corrélation de la séquence \mathbf{a} (Fig. 2.14 -2), et des séquences concaténées $[\mathbf{a} \mathbf{b}]$ (Fig 2.14 -4) et de $[\mathbf{a} \mathbf{0} \mathbf{b}]$ (Fig 2.14 -5). Pour la séquence $[\mathbf{a} \mathbf{0} \mathbf{b}]$, la longueur du vecteur nul $\mathbf{0}$ est

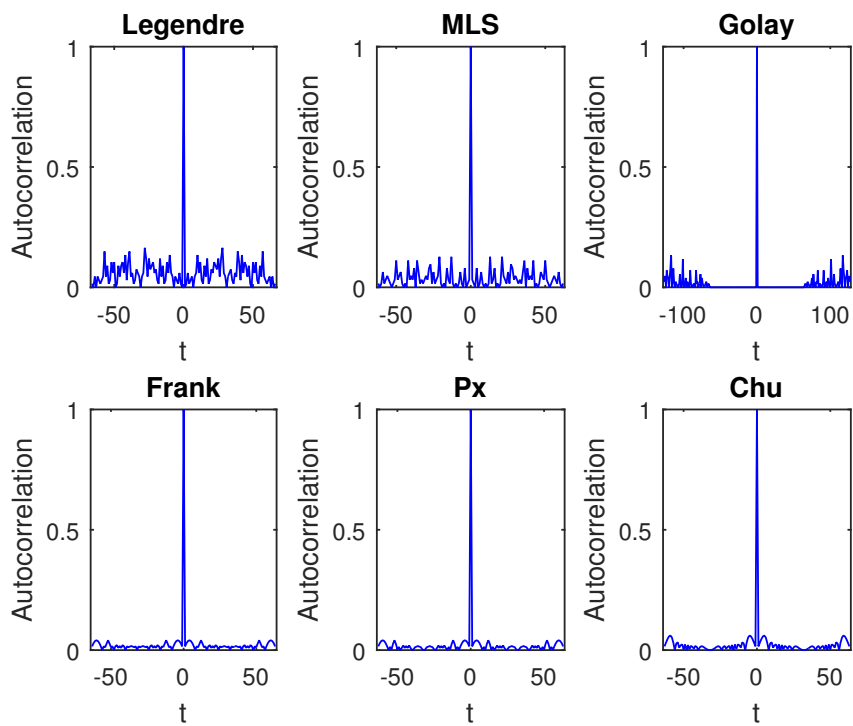


FIGURE 2.12 – Autocorrelation des séquences listées dans le premier tableau

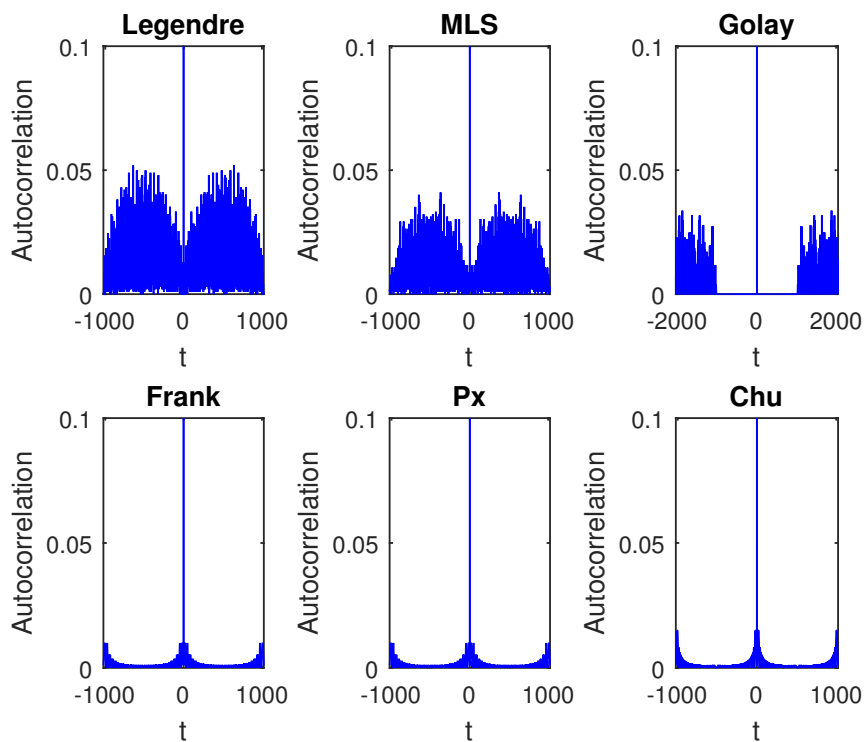


FIGURE 2.13 – Autocorrelation des séquences listées dans le deuxième tableau

égal à celle de chacune des séquences.

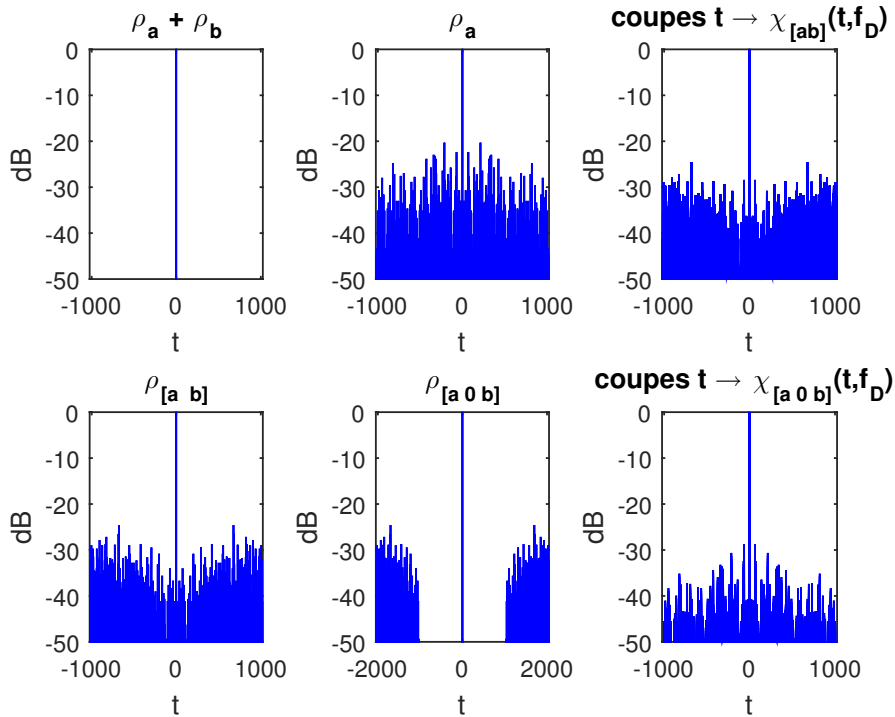


FIGURE 2.14 – Paire de Golay de longueur 1024 : $\rho_{\mathbf{a}} + \rho_{\mathbf{b}}$, $\rho_{\mathbf{a}}$, $\rho_{[\mathbf{a}\mathbf{b}]}$ et $\rho_{[\mathbf{a}\mathbf{0}\mathbf{b}]}$, et superposition des coupes à Doppler constant de $\chi_{\mathbf{a}}$, $\chi_{[\mathbf{a}\mathbf{b}]}$ et $\chi_{[\mathbf{a}\mathbf{0}\mathbf{b}]}$ (cas typique)

La complémentarité des séquences \mathbf{a} et \mathbf{b} est bien vérifiée sur la figure 2.14 -1. De plus, on constate que les autocorrélations secondaires des séquences \mathbf{a} et $[\mathbf{a}\mathbf{b}]$ sont relativement élevées, de l'ordre de -20.29 dB pour $\rho_{\mathbf{a}}$ et légèrement inférieures pour $\rho_{[\mathbf{a}\mathbf{b}]}$ (-24.57 dB). Notez cependant que la séquence $[\mathbf{a}\mathbf{b}]$ a des corrélations secondaires significativement plus faibles au voisinage de 0 qu'une séquence arbitraire (Fig. 2.14 -4), ce qui se comprend bien si on considère la majoration grossière suivante pour $k \geq 1$:

$$|\rho_{[\mathbf{a}\mathbf{b}]}(k)| \leq (|\rho_{\mathbf{a}}(k)| + |\rho_{\mathbf{b}}(k)|) + k = k \quad (2.38)$$

Finalement, on voit que $|\rho_{[\mathbf{a}\mathbf{b}]}(k)| \leq \min(k, n - k)$, si n est la longueur de la séquence $[\mathbf{a}\mathbf{b}]$, tandis que pour une séquence \mathbf{v} quelconque de longueur n on a simplement $|\rho_{[\mathbf{v}]}(k)| \leq n - k$.

Cependant, on peut constater que notre proposition nous a permis d'éliminer exactement les corrélations secondaires au voisinage de 0 (autour du lobe principal) ainsi de bénéficier de la complémentarité des séquences \mathbf{a} et \mathbf{b} (Fig. 2.14 -5). Par conséquent, cette dernière séquence, $[\mathbf{a}\mathbf{0}\mathbf{b}]$ possède des propriétés de corrélation satisfaisantes pour l'application radar ciblée.

Afin d'étudier la montée de la fonction d'ambiguïté dans le plan temps-fréquence, nous traçons sur la figure 2.14 dans la dernière colonne la superposition des coupes Doppler fixes obtenues pour des vitesses de 0 à $56\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$, avec un pas de $4\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$, pour les séquences $[\mathbf{a}\mathbf{b}]$ (Fig 2.14-3) et $[\mathbf{a}\mathbf{0}\mathbf{b}]$ (Fig 2.14 -6) respectivement. Il apparaît que le rejet SL de $\chi_{[\mathbf{a}\mathbf{b}]}$ est d'ordre -24.57 dB, ce qui limite considérablement son intérêt pour l'application radar. En ce qui concerne la séquence $[\mathbf{a}\mathbf{0}\mathbf{b}]$, on observe un meilleur comportement avec des rendements ne dépassant pas -28.71 dB. Des exemples typiques montrent que les paires de

Golay conduisent à des séquences \mathbf{a} ou \mathbf{b} moins adaptées au traitement radar. Les séquences $[\mathbf{a} \ \mathbf{0} \ \mathbf{b}]$ ont des pics qui restent encore trop élevés pour de nombreuses situations.

Au-delà du comportement typique indiqué ci-dessus, il est important de noter qu'il est tout à fait possible de trouver après quelques tirages aléatoires (typiquement moins de 20) des paires de Golay conduisant à des séquences $[\mathbf{a} \ \mathbf{0} \ \mathbf{b}]$ possédant un SL_r très faible de la fonction d'ambiguïté ce qui signifie que le résultat dépend du choix de \mathbf{a} et \mathbf{b} . L'exemple fourni sur la figure 2.15 -6 conduit à un SL_r de l'ordre de -35.75 dB, ce qui est encore faible. Si on veut augmenter l'intervalle des distances sur lesquelles les corrélations secondaires de la séquence $[\mathbf{a} \ \mathbf{0} \ \mathbf{b}]$ restent nulles, il suffit d'augmenter la taille de l'intervalle de garde $\mathbf{0}$. Il faudra cependant vérifier le comportement des pics secondaires de la fonction d'ambiguïté pour ce nouveau choix de l'intervalle de garde.

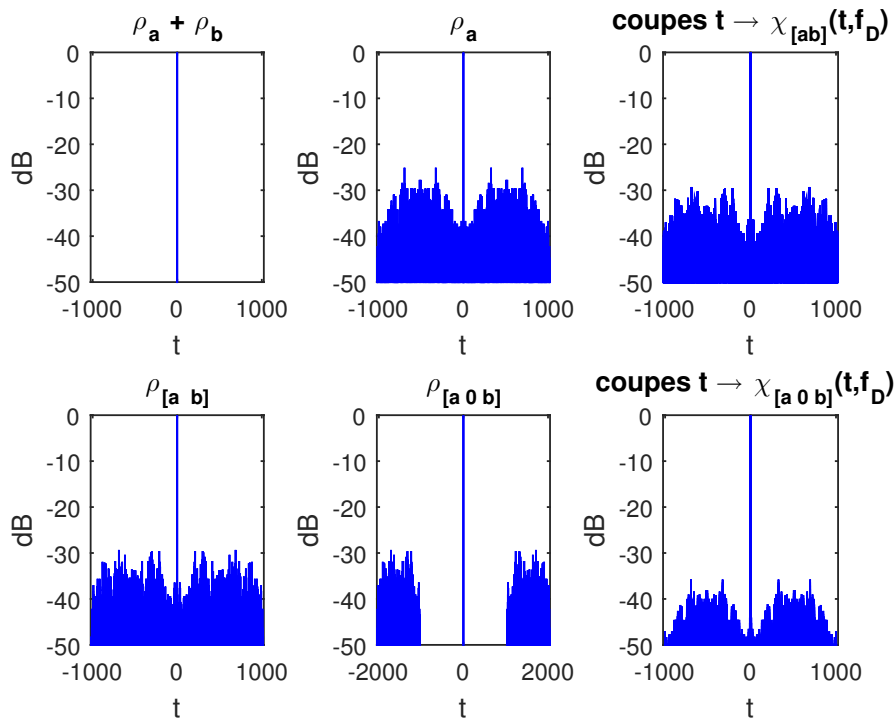


FIGURE 2.15 – Paire de Golay de longueur 1024 : $\rho_{\mathbf{a}} + \rho_{\mathbf{b}}$, $\rho_{\mathbf{a}}$, $\rho_{[\mathbf{a}\mathbf{b}]}$ et $\rho_{[\mathbf{a}\mathbf{0}\mathbf{b}]}$, et superposition des coupes à Doppler constant de $\chi_{\mathbf{a}}$, $\chi_{[\mathbf{a}\mathbf{b}]}$ et $\chi_{[\mathbf{a}\mathbf{0}\mathbf{b}]}$ (cas particulier)

Un autre exemple de séquence de longueur 256 est illustré sur la figure 2.16, les SL_r de $\chi_{[\mathbf{a}\mathbf{b}]}$, $\chi_{[\mathbf{a}\mathbf{0}\mathbf{b}]}$ sont respectivement d'ordre -23.81 dB, -44 dB.

La figure 2.17 présente le SL_r des paires de Golay séparés par un intervalle de garde et les paires de Golay concaténées pour différentes longueurs. Comme on peut le remarquer, il y a un important gain en utilisation de notre proposition pour toutes les longueurs, en particulier plus de 10 dB pour les séquences de faible longueur.

Passons maintenant à l'étude des performances de l'ensemble de Golay. La figure 2.18 montre les résultats qu'on peut obtenir pour un ensemble de Golay de quatre séquences sélectionné au hasard ($\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \mathbf{a}_3, \mathbf{a}_4$) de longueur $2^{10} = 1024$. Le SL_r obtenu pour $X_{[\mathbf{a}_1\mathbf{a}_2\mathbf{a}_3\mathbf{a}_4]}$ est de l'ordre de -24.64 dB et de -28.71 dB pour la séquence $[\mathbf{a}_1\mathbf{0}\mathbf{a}_2\mathbf{0}\mathbf{a}_3\mathbf{0}\mathbf{a}_4]$.

Notons que de telles performances ne sont pas obtenues pour chaque ensemble de Golay,

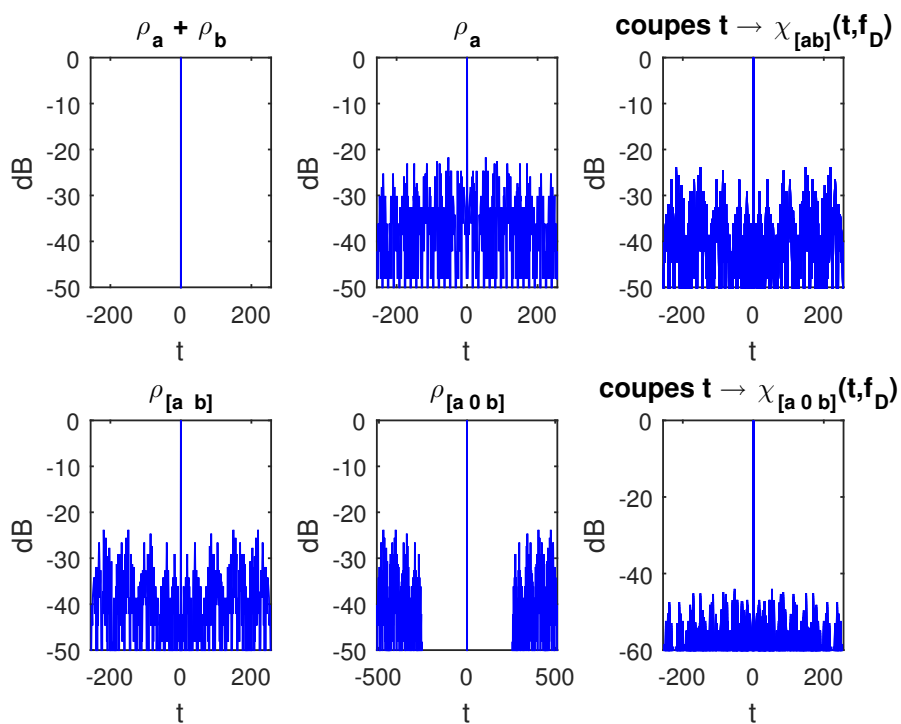


FIGURE 2.16 – Paire de Golay de longueur 256 : $\rho_a + \rho_b$, ρ_a , $\rho_{[ab]}$ et $\rho_{[a\ 0\ b]}$, et superposition des coupes à Doppler constant de χ_a , $\chi_{[ab]}$ et $\chi_{[a\ 0\ b]}$ (cas particulier)

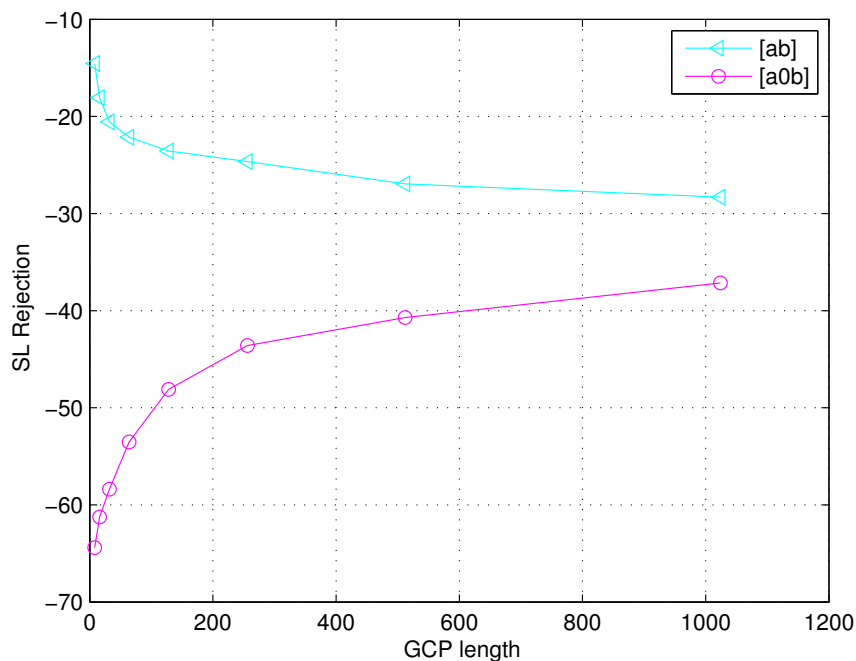


FIGURE 2.17 – SL_r pour différente longueur de la paire du Golay : $[a\ b]$ et $[a\ 0\ b]$

mais il est important de noter qu'après quelques exécutions aléatoires (généralement moins

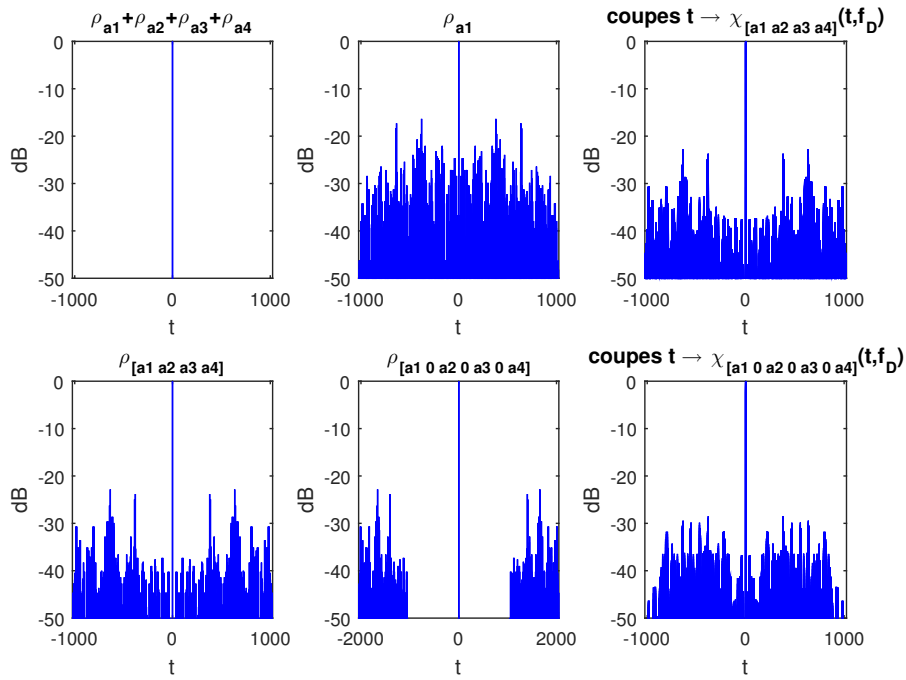


FIGURE 2.18 – Ensemble de Golay de longueur 1024 : $\rho_a + \rho_b$, ρ_a , $\rho_{[ab]}$ et $\rho_{[a_0b]}$, et superposition des coupes à Doppler constant de χ_a , $\chi_{[ab]}$ et $\chi_{[a_0b]}$ (cas typique)

de 20), il est tout à fait possible de trouver des ensembles de Golay menant à des séquences $[a_1 0 a_2 0 a_3 0 a_4]$ possédant un très faible SL_r . L'exemple fourni dans la figure 2.19-6 conduit à un SL_r de l'ordre de -33.06dB, ce qui est bien meilleur.

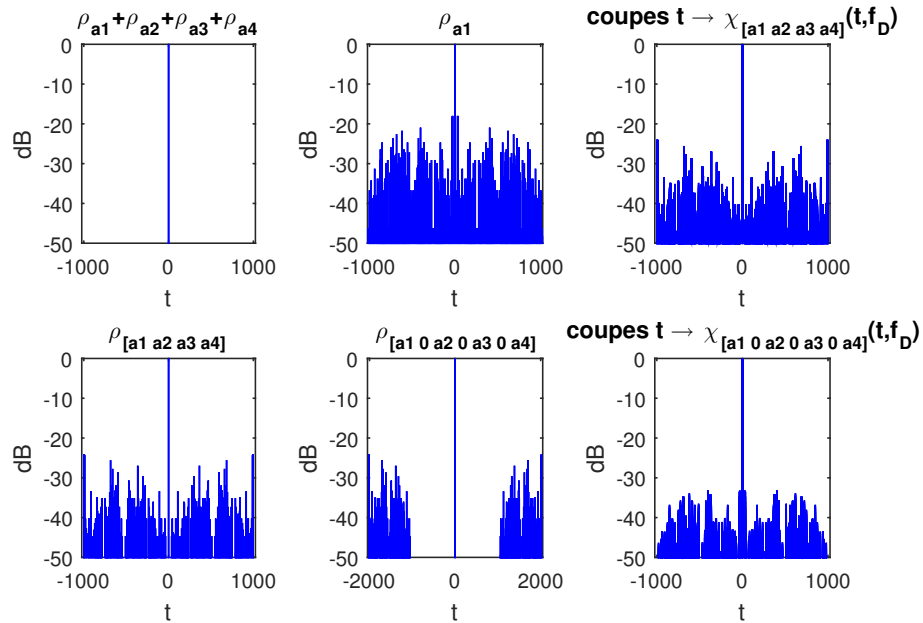


FIGURE 2.19 – Ensemble de Golay de longueur 1024 : $\rho_a + \rho_b$, ρ_a , $\rho_{[ab]}$ et $\rho_{[a_0b]}$, et superposition des coupes à Doppler constant de χ_a , $\chi_{[ab]}$ et $\chi_{[a_0b]}$ (cas particulier)

La figure 2.20 montre les résultats obtenus pour un ensemble de Golay ($\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \mathbf{a}_3, \mathbf{a}_4$) de longueur $2^8 = 256$. le SL_r obtenu pour $X_{[\mathbf{a}_1 \mathbf{a}_2 \mathbf{a}_3 \mathbf{a}_4]}$ est de l'ordre de -23.81 dB et de -41.53 dB pour $X_{[\mathbf{a}_1 \mathbf{0} \mathbf{a}_2 \mathbf{0} \mathbf{a}_3 \mathbf{0} \mathbf{a}_4]}$.

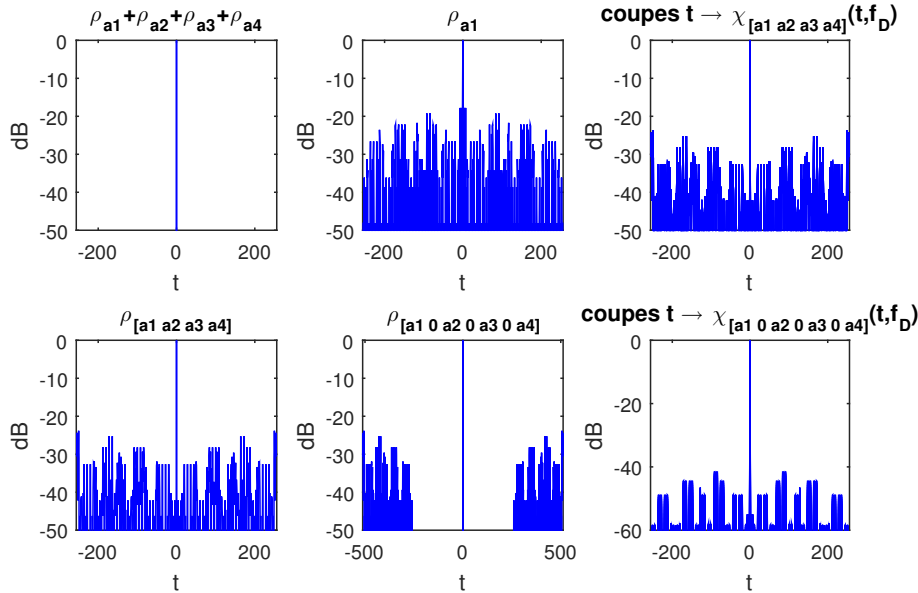


FIGURE 2.20 – Ensemble de Golay de longueur 256 : $\rho_a + \rho_b$, ρ_a , $\rho_{[ab]}$ et $\rho_{[a0b]}$, et superposition des coupes à Doppler constant de χ_a , $\chi_{[ab]}$ et $\chi_{[a0b]}$ (cas particulier)

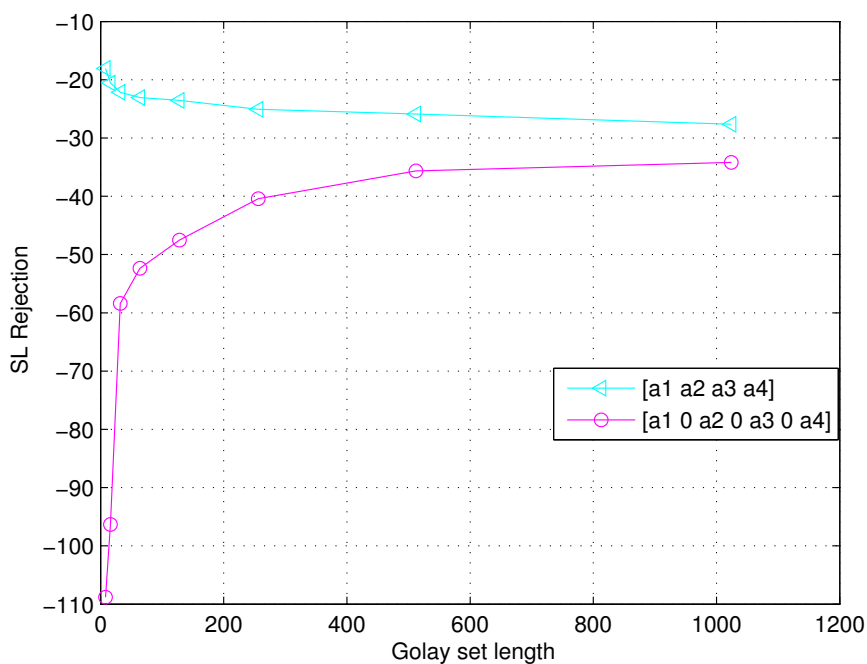
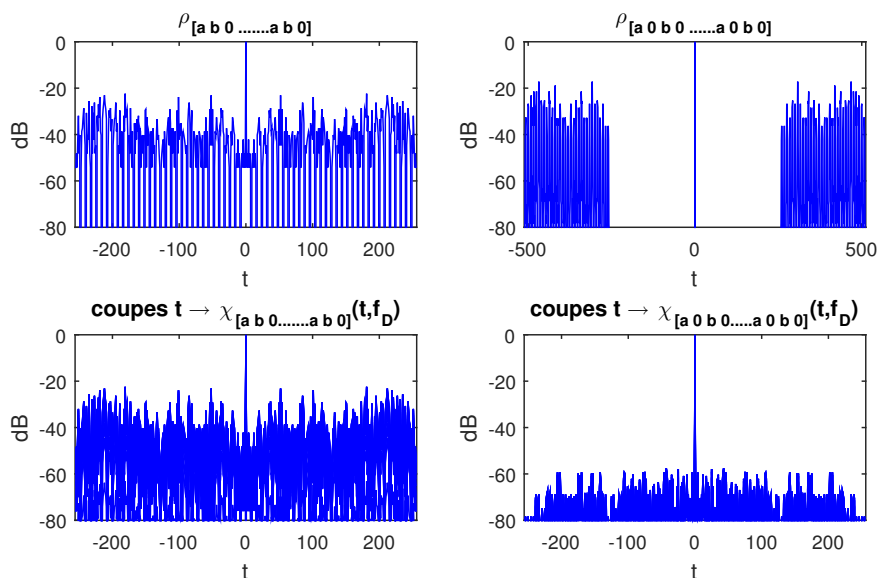
Pour étudier les performances des autres longueurs, on a tracé dans la figure 2.21 le SL_r des ensembles de Golay séparés par un intervalle de garde et des ensembles concaténés pour différentes longueurs. Comme on peut le remarquer, il y a un grand gain en termes de minimisation de SL_r concernant l'utilisation des séquences avec un intervalle de garde en comparaison avec les séquences concaténées.

Afin d'améliorer les performances présentées ci-dessus, on considère une émission multipulse de la forme $[\mathbf{a} \mathbf{0} \mathbf{b} \mathbf{0} \mathbf{a} \mathbf{0} \mathbf{b} \dots \mathbf{a} \mathbf{0} \mathbf{b}]$, il est là encore possible d'obtenir des résultats satisfaisants pour une longueur de séquences égale à 256 ou 1024.

Les figures 2.22 et 2.23 montrent les résultats obtenus pour des séquences multipulse de longueur 64×1024 et 64×256 temps symbole (rappelons que le signal est nul sur la moitié de cette durée du fait des intervalles de garde). On voit que pour la longueur 1024 et 256, on peut atteindre un SL_r égale à -61dB et -57dB pour les paires séparées par un intervalle de garde, ainsi il n'y a pas une amélioration concernant les séquences concaténées.

De même, pour le cas des ensembles de Golay de quatre séquences, les figures 2.24 et 2.25 montrent les résultats obtenus pour les séquences multipulse de longueur 64×1024 et 64×256 . On voit qu'on peut atteindre des isolations de l'ordre de -57dB. Comme on peut constater que les performances des séquences concaténées ne sont pas améliorées dans le cas de l'émission multipulse.

Afin d'étudier la performance des séquences polyphases en émission multipulse en se limitant au cas simple pour lequel $h = 2$. On a tracé sur la figure 2.26 l'autocorrélation et la fonction d'ambiguïté des paires de Golay polyphase. On observe qu'on peut facilement trouver des séquences polyphases possédants de très bonnes propriétés en termes de lobes secondaires de la fonction d'ambiguïté dans une application du type multipulse. On voit

FIGURE 2.21 – SL_r de l'ensemble de Golay pour différents longueursFIGURE 2.22 – Paire de Golay (a,b) de séquences de longueur 256. Séquence multipulse de longueur = 64×256 temps symboles

ici que les multipulse de 64 séquences de longueur 1024 et 256 conduisent à un SL_r de l'ordre respectivement de -61dB et -57dB.

De même, on observe sur la figure 2.27 qu'on peut atteindre un SL_r de l'ordre de -57dB pour les ensembles de Golay polyphase à 4 états en émission multipulse de longueur 64×1024 et 64×256 .

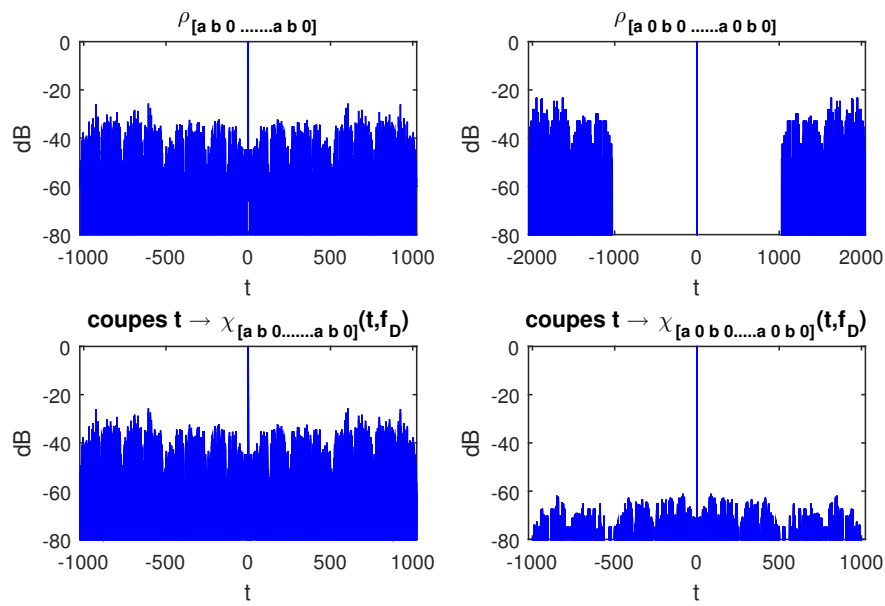


FIGURE 2.23 – Paire de Golay (a,b) de longueur 1024. Séquence multipulse de longueur = 64×1024 temps symboles

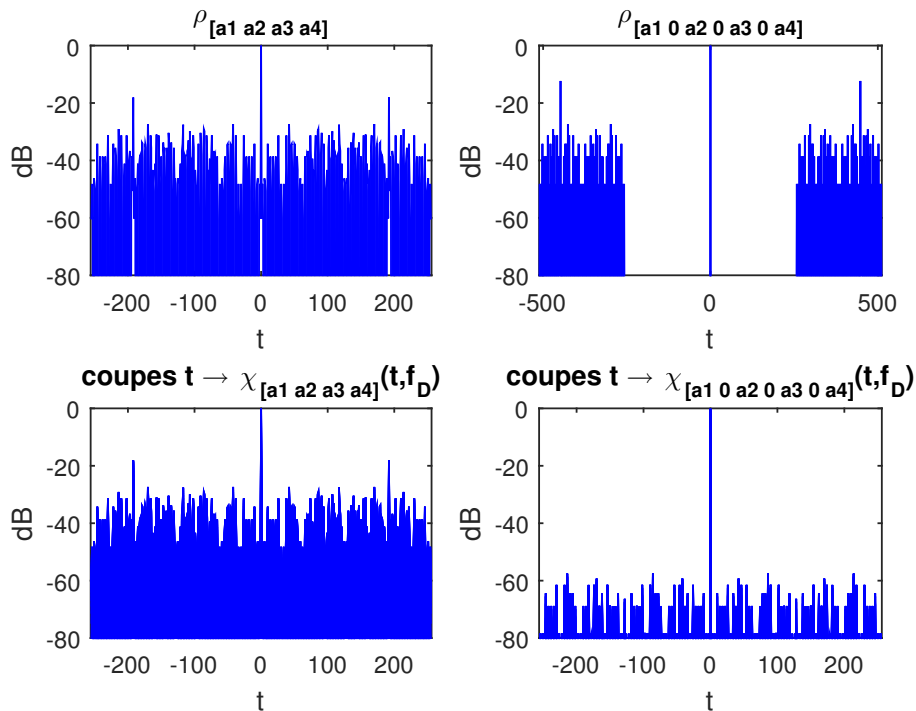


FIGURE 2.24 – Ensemble de Golay de longueur 256. Séquence multipulse de longueur = 64×256 temps symboles

Dans cette étude, on a constaté qu'on peut trouver après un nombre d'exécutions des séquences ayant une valeur SL_r plus faible pour une même longueur, c'est pour cette raison

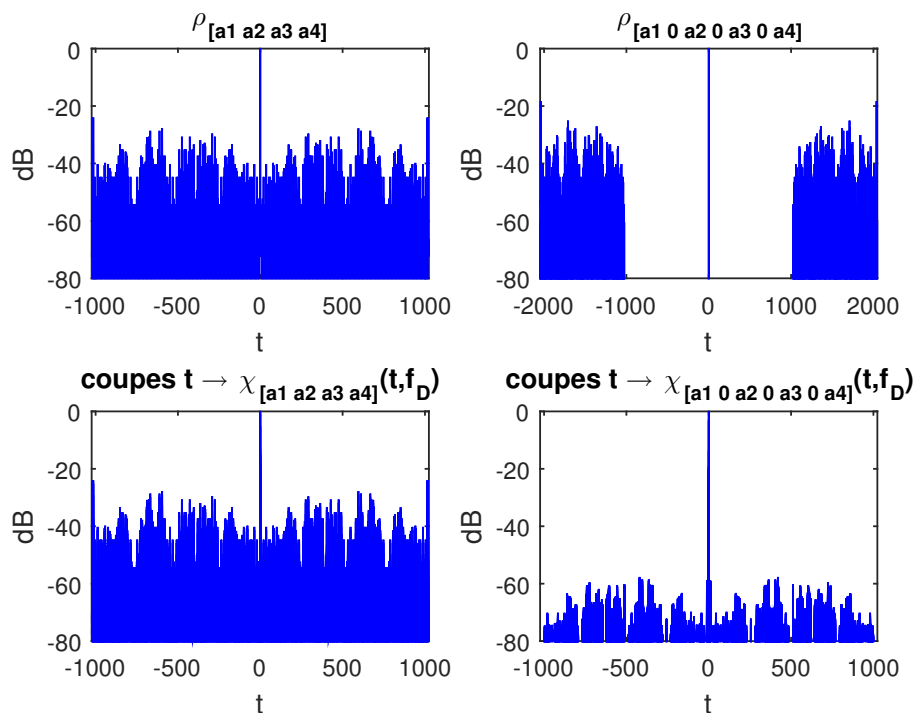


FIGURE 2.25 – Ensemble de Golay de longueur 1024. Séquence multipulse de longueur = 64×1024 temps symboles

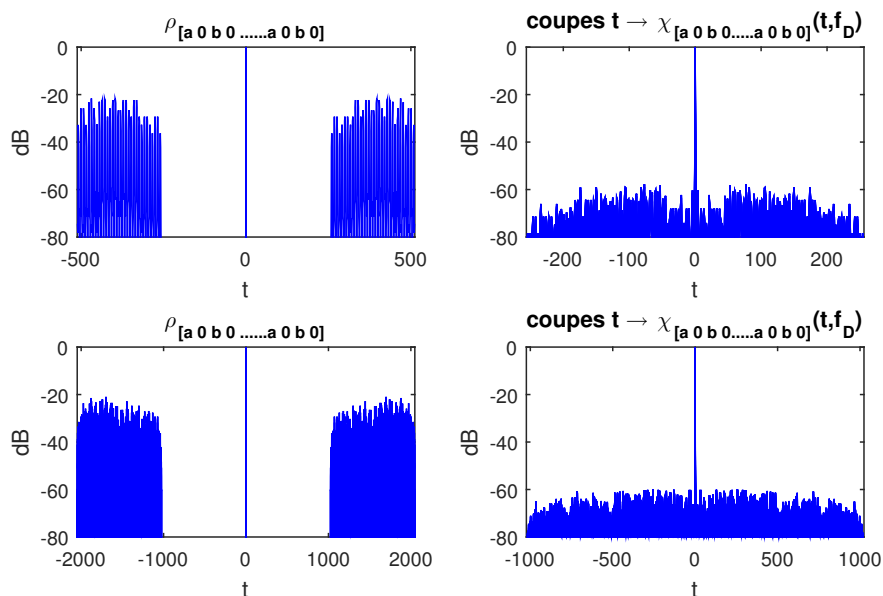


FIGURE 2.26 – Paire de Golay polyphase à 4 états de longueur 256 et 1024. Séquence multipulse de longueur 64×256 et 64×1024 temps symboles

on s'est intéressé à l'utilisation des algorithmes d'optimisation décrits dans le prochain chapitre pour trouver des séquences $[a \ 0 \ b]$ qui ont un très faible SL_r possible pour différentes longueurs.

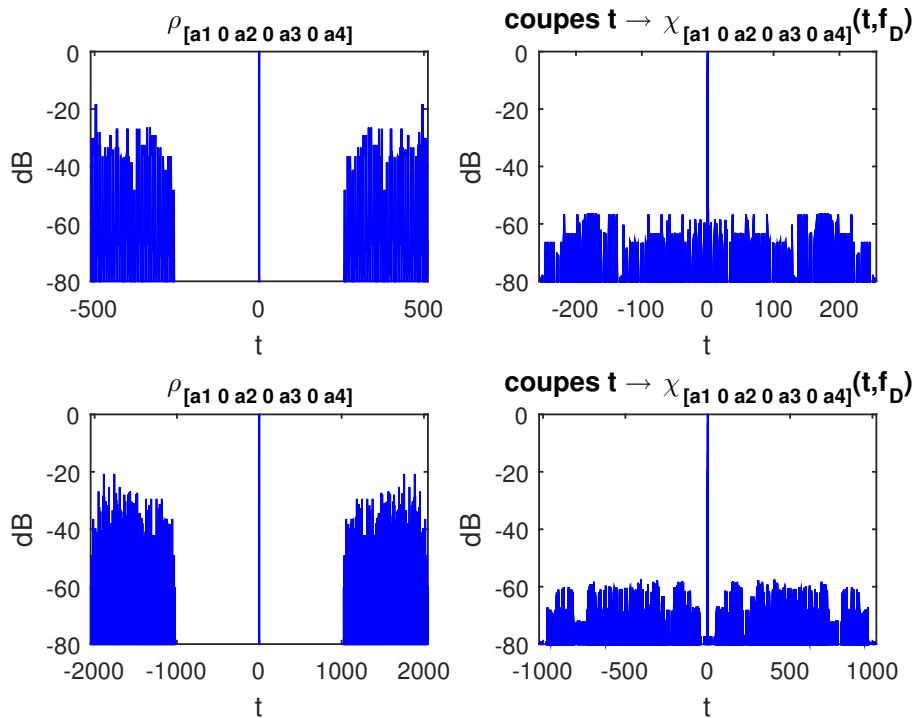


FIGURE 2.27 – Ensemble de Golay polyphase à 4 états de longueur 256 et 1024. Séquence multipulse de longueur 64×256 et 64×1024 temps symboles

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différentes familles des codes de phase qui peuvent être intéressants pour le radar à compression d'impulsion. Un intérêt est porté aux paires et ensembles de séquences complémentaires de Golay qui constituent un ensemble contenant de nombreux éléments dont la somme de leur corrélation s'annule en dehors du pic principal. L'un des avantages de ces séquences est qu'elles sont relativement faciles à mettre en œuvre (formes d'ondes avec des valeurs réelles et d'amplitude constante) ainsi que leur orthogonalité qui permet de minimiser les effets d'interférences entre différents radars. De plus, nous avons proposé une nouvelle mise en forme des séquences de Golay qui nous a permis d'obtenir une autocorrélation de type de l'impulsion de Dirac.

Par la suite, nous avons montré le bon comportement de notre proposition en terme du rejet des lobes secondaires (SL_r) par rapport aux séquences concaténées dans le contexte des radars d'aide à la conduite automobile. Nous avons vérifié qu'on peut trouver, après un certain nombre de tirages aléatoires (typiquement moins d'une vingtaine), des paires et des ensembles de Golay dont leur utilisation dans une configuration "multipulse" fournissent des niveaux de lobes secondaires plus faibles. Nous avons montré également la bonne performance des séquences de Golay à 4 états de phase.

Dans le chapitre suivant, on va s'intéresser à l'optimisation des paires et ensembles de Golay afin de trouver des séquences possédant des niveaux des lobes secondaires plus faibles, a fortiori les plus performants au niveau de la détection du système radar.

3.1 Introduction

Le système radar est utilisé pour détecter la présence d'une cible puis pour déterminer ses caractéristiques telles que la distance, la vitesse, la position angulaire, etc. En effet, le but principal du radar est de détecter la présence d'une cible potentielle, en utilisant la propriété des ondes électromagnétiques réfléchies sur un obstacle. Cependant, le signal perçu est généralement faible par rapport au signal émis, en termes d'énergie. Ainsi, il est nécessaire d'effectuer un traitement spécifique afin de récupérer au mieux l'énergie du signal émis (par rapport au bruit). Le traitement maximisant cette énergie est appelé « filtrage adapté » et consiste, mathématiquement parlant, à mesurer la corrélation entre ces deux signaux [43, 44].

Le filtre adapté permet de récupérer la distance d'une cible via la fonction de corrélation. De même, il est possible de mesurer la vitesse et d'évaluer l'influence de la variable Doppler sur le filtrage, en utilisant une fonction à deux variables (τ, f_d) de délai et de fréquence Doppler, appelée fonction d'ambiguïté de Woodward [39]. Par conséquent, la fonction d'ambiguïté est définie comme une extension de la fonction d'autocorrélation, qui décrit la sortie d'un filtre adapté classique en présence d'un signal provenant d'une cible affectée par un certain Doppler. Cela dit, la sortie du filtre adapté se distingue selon le signal choisi : elle peut présenter des lobes secondaires élevés, pouvant engendrer une dégradation des capacités de détection ou des fausses alarmes. En d'autres termes, le niveau des lobes secondaires présenté en sortie de filtre permet de mesurer la performance d'une forme d'onde.

Ce chapitre se propose de chercher des séquences présentant de faibles lobes secondaires de la fonction d'ambiguïté. Cette recherche peut être considérée comme un problème d'optimisation, dont le critère à minimiser est ce niveau même de lobes secondaires. En particulier, On s'intéressera aux paires et ensembles de Golay (ce choix a été expliqué dans le chapitre précédent). Le problème ainsi défini est malheureusement non convexe, ce qui signifie que sa résolution n'est pas une chose aisée. On suggère donc de tester les méthodes d'optimisation : une méthode à solution unique (recuit simulé) et une autre, à population de solution (un algorithme génétique). Quelques simulations permettront de tester leur efficacité ont été réalisées.

Des parties de ce chapitre ont fait objets des publications [69, 70].

3.2 Problème d'optimisation : Séquences à faible fonction d'ambiguïté

Le problème de la séquence binaire à faible autocorrélation (LABS : Low Autocorrelation Binary Sequence) a été largement étudiés dans la littérature. Il date des années 1960 et s'est posé pour la première fois dans la communauté des physiques. Il a des applications dans de nombreux problèmes de communication et d'ingénierie électrique, où des séquences à faible autocorrélation sont utilisées par exemple comme modulation d'impulsions dans le radar et sonar [46, 71, 72]. Pour plus d'applications et l'historique du problème, nous nous référons aux études existantes [2, 73]. Ainsi, notre problème de séquence à faible fonction d'ambiguïté est considéré comme une extension de ce problème. On va tout d'abord définir le problème de LABS avant d'entamer notre problème.

Le problème de séquence binaire à faible autocorrélation (LABS) est un problème notoirement difficile. Il consiste à trouver une séquence binaire $s = \{s_0, s_1, \dots, s_{N-1}\}$, $s_i \in \{-1, 1\}$ de longueur N qui minimise la fonction objective $E(s)$ – la somme quadratique de la fonction d'autocorrélation

$$E(s) = \sum_{k=0}^{N-1} \rho_s^2(k) \quad (3.1)$$

avec $\rho_s(k)$ l'autocorrélation aperiodique des éléments de la séquence s avec la distance k donnée par :

$$\rho_s(k) = \sum_{i=0}^{N-k-1} s_i s_{i+k}, 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.2)$$

Le problème de la séquence binaire à faible autocorrélation (LABS) consiste à trouver une séquence S de longueur donnée N qui minimise $E(S)$ ou, de manière équivalente, maximise le facteur de mérite

$$F(a) = \frac{n^2}{2E} \quad (3.3)$$

Vu que notre proposition de la nouvelle mise en forme des séquences de Golay a un facteur de mérite $= +\infty$ comme montré dans le chapitre 2, on a proposé d'étendre ce problème au problème des séquences binaires à faible fonction d'ambiguïté.

La fonction d'ambiguïté comme déjà défini est donnée par :

$$X(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) s^*(t + \tau) \exp(j2\pi f_d t) dt \quad (3.4)$$

où $s(t)$ est le signal transmis, τ est le retard et f_d le décalage de fréquence doppler.

Notez que la fonction d'ambiguïté le long de l'axe zéro Doppler ($f_d = 0$) n'est que la fonction d'autocorrélation de la séquence s :

$$X(\tau, 0) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) s^*(t + \tau) dt \quad (3.5)$$

On rappelle ici la mesure (SL_r) utilisée comme fonction objective de notre problème. Cette mesure comme déjà défini est le niveau maximal des lobes secondaires de toutes les

coupes de la fonction d'ambiguïté (coupes : $\tau \rightarrow X(\tau, f_d)$) :

$$SL_r = 20 \log_{10} \max_{\tau \neq 0} |X(\tau, f_d)| \quad (3.6)$$

Notre objectif est de concevoir des séquences binaires de paires et ensembles de Golay avec un SL_r aussi bas que possible afin d'obtenir une bonne détection des cibles faibles. Ce problème est considéré comme un problème combinatoire très difficile ainsi nous proposons l'utilisation des métaheuristiques algorithmes pour le résoudre.

Par la suite, on va déterminer les paramètres à optimiser pour les paires de Golay ainsi que pour les ensembles de Golay. De plus, on va effectuer des simulations pour résoudre chacun d'eux.

3.3 Formulation du problème pour paire de Golay

Soit (\mathbf{a}, \mathbf{b}) une paire complémentaire de Golay de longueur $n = 2^m$. D'après le chapitre précédent, cette séquence peut être construite avec différentes valeurs des paramètres $(c_j)_{j=0, m-1} \in \mathbb{Z}_2^m$, $c, c' \in \mathbb{Z}_2$ et π la permutation de $\{0, 1, \dots, m-1\}$:

$$a(x) = \sum_{i=0}^{m-2} x_{\pi(i)} x_{\pi(i+1)} + \left(\sum_{j=0}^{m-1} c_j x_j \right) + c \quad (3.7)$$

$$b(x) = a(x) + x_{\pi(0)} + c' \quad (3.8)$$

Par conséquent, nous aurons différentes séquences qui conduisent à des valeurs de SL_r différentes pour une longueur donnée.

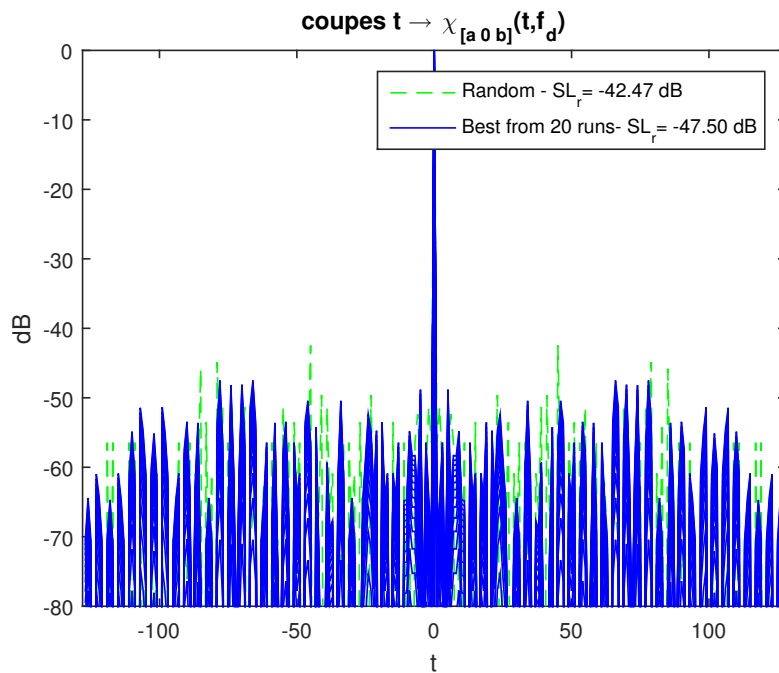


FIGURE 3.1 – Fonction d'ambiguïté de paire de Golay de longueur $n = 128$

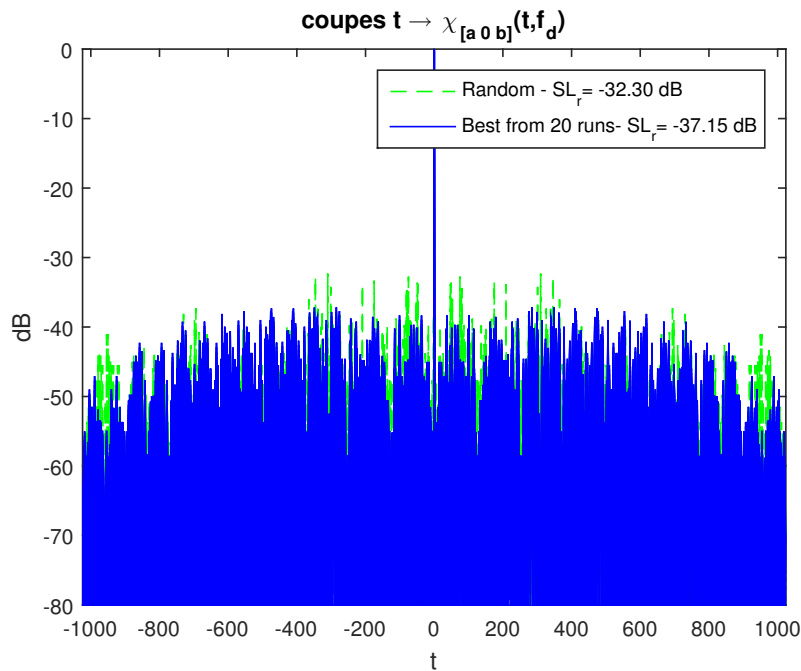


FIGURE 3.2 – Fonction d'ambiguïté de paire de Golay de longueur $n = 1024$

Les figures 3.1 et 3.2 présentent la fonction d'ambiguïté de paire de Golay de longueur 128 et 1024 pour une séquence arbitraire et une séquence trouvée après 20 exécutions. On remarque qu'il y a une amélioration au niveau des lobes secondaires.

Afin d'obtenir des bonnes valeurs de paramètres, l'idée était d'optimiser les deux paramètres $(c_j)_{j=0,m-1}$, π et fixer c , c' . En effet, c and c' n'ont aucune influence sur la valeur du SL_r (i.e quand on change la valeur de c et c' , la valeur de rejet SL reste constante).

La solution du problème est donc de trouver $(c_j)_{j=0,m-1}$ et π qui permettent d'avoir des paires de Golay avec une très faible valeur du SL_r .

3.4 Les méthaheuristiques algorithmes proposés

La résolution des problèmes d'optimisation est effectuée à l'aide des méthodes d'optimisation dont la classification est illustrée dans la figure 3.3. Une méthaheuristique est formellement définie comme un processus de génération itératif qui guide une heuristique subordonnée en combinant intelligemment des concepts différents pour explorer et exploiter l'espace de recherche. Des stratégies d'apprentissage sont utilisées pour structurer l'information afin de trouver efficacement des solutions quasi optimales [74]. Les algorithmes méthaheuristiques font partie de ces techniques approximatives qui peuvent être utilisées pour résoudre des problèmes complexes.

Plusieurs algorithmes méthaheuristiques ont été utilisés pour résoudre le problème des séquences binaires à faible autocorrélation (LABS). Par exemple le recuit simulé [75, 76], recherche évolutive [77–80], recherche tabou [81–83], algorithme mémétique [84], recherche local [71, 85, 86], et recherche locale hybridée avec relaxation [87], algorithme génétique [88], etc.

Dans ce chapitre, on a choisi d'appliquer une méthode à solution unique (le recuit

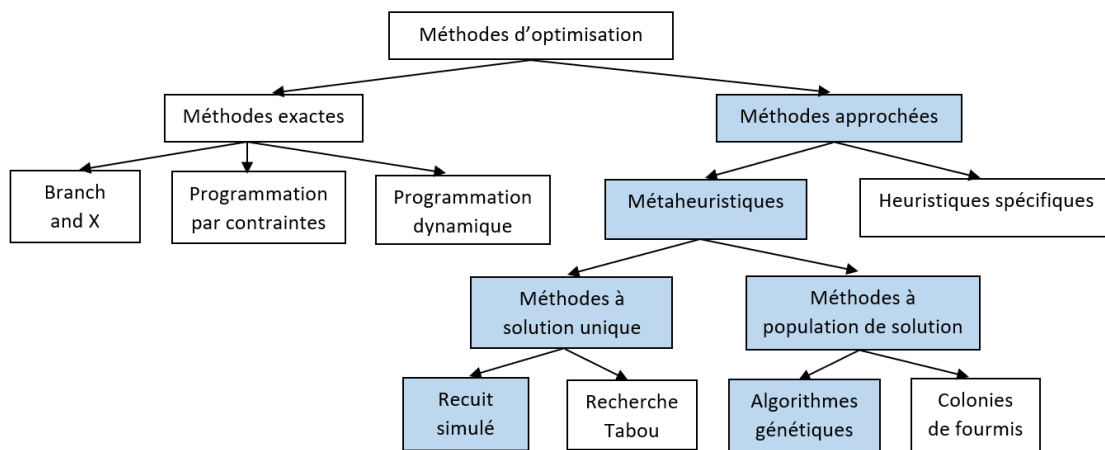


FIGURE 3.3 – Différentes méthodes d'optimisation

simulé (SA)) et une autre, à population de solution (l'algorithme génétique (GA)) pour résoudre le problème des séquences des paires de Golay à faible fonction d'ambiguïté.

3.4.1 Adaptation du recuit simulé

Le recuit simulé (SA : Simulated Annealing) trouve ses origines dans le formalisme de la mécanique statistique (algorithme Metropolis [89]). Il a été développé par trois chercheurs d'IBM, S. Kirkpatrick, C. D. Gelatt et M. P. Vecchi en 1983 [90], et indépendamment par Cerny en 1985 [91]. Comparé aux autres algorithmes d'optimisation, SA est perçu comme étant facile à mettre en œuvre et moins sensible au piègeage des optima locaux. Il a permis généralement d'obtenir des résultats très satisfaisants dans divers domaines ce qui a incité les mathématiciens, les physiciens et les ingénieurs à s'intéresser à cette méthode et à la développer.

La métaheuristique du SA est inspirée du processus de recuit physique utilisé en métallurgie, lui-même reposant sur les lois de thermodynamique énoncées par Boltzmann. Le recuit en métallurgie est un processus visant à réorganiser la structure cristallographique des métaux en alternant des cycles de refroidissement lent et de réchauffage (recuit), qui ont pour effet de minimiser l'énergie du matériau en s'appuyant sur les lois de thermodynamique de Boltzmann. Chaque température est maintenue jusqu'à ce que le matériau atteigne l'équilibre thermodynamique. Le but était d'obtenir une structure « bien ordonnée » du matériau à l'état solide d'énergie minimale, tout en évitant les structures « métastables », caractéristiques des minima locaux de l'énergie.

Cette méthode est transposée en optimisation pour trouver les extrema d'une fonction : la fonction objectif, assimilée à l'énergie d'un matériau, est alors minimisée, grâce à l'introduction d'une température fictive, qui est contrôlée par une fonction décroissante qui définit un schéma de refroidissement. L'organigramme de l'algorithme du recuit simulé est schématisé sur la figure 3.4.

Le processus de SA adapté à notre problème est représenté dans **algorithm1**. L'algorithme SA commence par générer une solution initiale aléatoire s_0 qui est une structure de données de paramètre π , c et la fonction objective $SL_rejection()$ à minimiser.

À chaque nouvelle itération, une solution s_{new} est générée de manière aléatoire dans

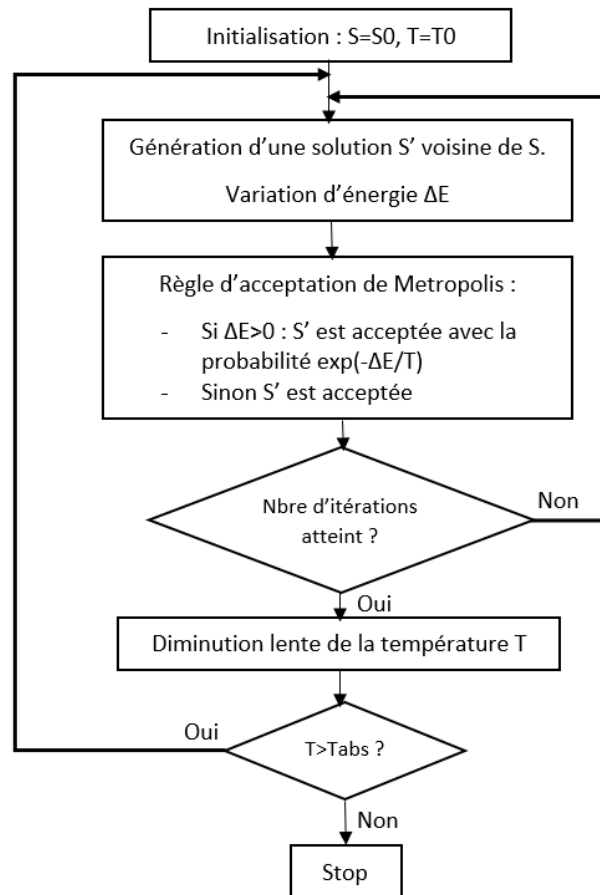


FIGURE 3.4 – Organigramme du recuit simulé

le voisinage neighbour(s) (déterminée dans la section structure de voisinage) de la solution courante s . La solution s_{new} est retenue si elle est de performance supérieure ou égale à celle de la solution courante, i.e., $f(s_{new}) \leq f(s)$. Dans le cas contraire, s_{new} est acceptée avec une probabilité $P(T, s, s_{new}) = \exp\left(\frac{-\delta}{T}\right)$, où δ est la différence entre les valeurs de la fonction objective actuelle et la précédente, et T est le paramètre qui simule la température. Cette probabilité dépend de deux facteurs : d'une part l'importance de la dégradation ($\delta = f(s_{new}) - f(s)$) – les dégradations plus faibles sont plus facilement acceptées ; d'autre part, un paramètre de température T – une température élevée correspond à une probabilité plus grande d'accepter des dégradations. Ainsi, au début de la recherche, la probabilité d'accepter des dégradations est élevée et elle diminue progressivement. Par la suite, la meilleure solution trouvée est stockée dans s_{best} . On itère ensuite ce procédé, en gardant la température constante, jusqu'à ce que l'équilibre thermodynamique soit atteint, concrètement au bout d'un nombre «suffisant» de modifications. La température est alors abaissée, avant d'effectuer une nouvelle série de transformations : la loi de décroissance par paliers de la température est souvent empirique. On va utiliser la loi classique $T_k = \alpha T_{k-1}$, telle que α est appelé coefficient de refroidissement. Ce processus est répété jusqu'à ce que la température soit proche de 0.

En général, on choisit une température initiale suffisamment élevée qui donne une plus grande liberté d'exploration de l'espace de recherche tout en acceptant de dégrader sa solution afin de sortir des optima locaux. Puis, petit à petit, la température diminue

Algorithm 1 Recuit simulé

```

1: procedure RECUIT_SIMULÉ( $T, \alpha, T_{abs}$ )
2:    $s0.par1 \leftarrow \text{Random } \pi$ 
3:    $s0.par2 \leftarrow \text{Random } c$ 
4:    $[a, b] \leftarrow \text{GCP\_const}(s0.par1, s0.par2)$ 
5:    $s0.cost \leftarrow \text{SL\_rejection}(a, b)$ 
6:    $s \leftarrow s0$ 
7:    $sbest \leftarrow s$ 
8:   while  $T > T_{abs}$  do
9:     for  $iter=1 : iter\_max$  do
10:       $snew \leftarrow \text{neighbour}(s)$ 
11:       $\delta \leftarrow snew.cost - s.cost$ 
12:      if  $\delta < 0$  then
13:         $s \leftarrow snew$ 
14:      else
15:        if  $e^{(-\delta/T)} \geq \text{random}(0,1)$  then
16:           $s \leftarrow snew$ 
17:        end if
18:      end if
19:      if  $s.cost < sbest.cost$  then
20:         $sbest \leftarrow s$ 
21:      end if
22:    end for
23:     $T \leftarrow \alpha T$ 
24:  end while
25:  return  $sbest$ 
26: end procedure

```

jusqu'à atteindre une valeur proche de 0, ce qui signifie que le procédé n'acceptera plus la détérioration de la solution, ce qui va lui permettre de converger vers un optimum (que l'on espère) global.

3.4.2 Structure de voisinage

Afin de réaliser une recherche locale, on considère le voisinage d'une solution $s = [\pi, \mathbf{c}]$, avec π un vecteur de permutation de longueur m et \mathbf{c} vecteur de 1 et 0, obtenu en intervertissant (Swap) deux symboles dans le vecteur π et renverser (Flip) un symbole dans le vecteur \mathbf{c} . Ce voisinage peut être exprimé de manière constructive comme

$$\text{neighbour}(s) = [\text{neighbour}(\pi), \text{neighbour}(\mathbf{c})] \quad (3.9)$$

avec

$$\text{neighbour}(\pi) = \{\text{Swap}(\pi, i, j) \mid i, j \in \{1, \dots, m\}\} \quad (3.10)$$

Où

$$\text{Swap}(\pi_1 \dots \pi_i \dots \pi_j \dots \pi_m, i, j) = \pi_1 \dots \pi_j \dots \pi_i \dots \pi_m$$

et

$$\text{neighbour}(\mathbf{c}) = \{\text{Flip}(\mathbf{c}, i) \mid i \in \{1, \dots, m\}\} \quad (3.11)$$

Où

$$\text{Flip}(c_1 \dots c_i \dots c_m, i) = c_1 \dots \text{abs}(c_i - 1) \dots c_m$$

3.4.3 Adaptation de l'algorithme génétique

Les algorithmes génétiques (GA : Genetic Algorithms), issus de la théorie de l'évolution de Darwin, sont sans conteste la technique la plus populaire et la plus largement utilisée des algorithmes évolutionnaires. L'origine de ces algorithmes remonte au début des années 1970, lorsque John Holland et ses étudiants ont mené des recherches sur les systèmes adaptatifs à l'Université du Michigan [92]. L'ouvrage de référence de David E. Goldberg [93] a fortement participé à leur essor. La principale différence entre ces algorithmes est la représentation des données de génotype, initialement sous forme de vecteurs binaires et de vecteurs de permutation, et plus généralement sous forme de chaînes de caractères. Le principe consiste à simuler le principe d'évolution biologique évoqué plus haut au niveau des chromosomes des individus. L'organigramme d'un GA est illustré dans la figure 3.5. L'initialisation de la population se déroule en premier lieu ; elle est généralement aléatoire, mais des opérateurs ont été développés [94]. Ensuite, intervient la boucle d'évolution permettant la production des nouvelles générations de population. Les étapes de ce cycle sont :

- **Sélection** : Pour déterminer quels individus sont plus enclins à se reproduire, une sélection est opérée. Il existe plusieurs techniques de sélection, les principales utilisées sont la sélection aléatoire, la sélection par tirage à la roulette (roulette-wheel selection), la sélection par tournoi (tournament selection), la sélection par rang (ranking selection), etc [95,96].
- **Croisement** : L'opérateur de croisement combine les caractéristiques d'un ensemble d'individus parents (généralement deux) préalablement sélectionnés, et génère de nouveaux individus enfants. Là encore, il existe de nombreux opérateurs de croisement, par exemple le croisement en un point, le croisement en n -points ($n \geq 2$), le croisement uniforme, etc. La figure 3.5 illustre que l'application du croisement dépend d'une probabilité, appelée taux de croisement, noté $P_c \in [0; 1]$ dont laquelle l'application de l'opérateur sur les parents sélectionnés va dépendre. Soit $x = \text{rand}(0, 1)$, si $x > P_c$ alors les 2 parents sélectionnés ne subiront pas de croisement, et donc les enfants seront les copies des parents, sinon l'opérateur est appliqué et les enfants sont des combinaisons des gènes de parents.
- **Mutation** : Les descendants sont mutés, c'est-à-dire que l'on modifie d'une façon aléatoire une partie de leur génotype, en utilisant un opérateur de mutation. La figure 3.5 montre que comme pour l'opérateur de croisement, il existe un taux de mutation, noté $P_m \in [0, 1]$, déterminant la proportion de descendants subissant une mutation. Là encore il y a dans la littérature [97] diverses méthodes la mutation de Levy, la mutation scramble, etc.
- **Remplacement** : Le remplacement (ou sélection des survivants), comme son nom l'indique, remplace certains des parents par certains des descendants permettant d'établir une nouvelle génération. En fixant la taille de la population, l'opérateur de remplacement, consiste à insérer les descendants dans la population à la place des parents, ou de ne conserver que les meilleurs individus parents ou enfants, etc. Afin de former une nouvelle population, le plus simple est de prendre les meilleurs individus de la population, en fonction de leurs performances respectives.

Dans l'**algorithme 2**, nous donnons le processus de l'algorithme génétique adapté à notre problème pour minimiser la fonction de coût qui est le rejet des lobes secondaires.

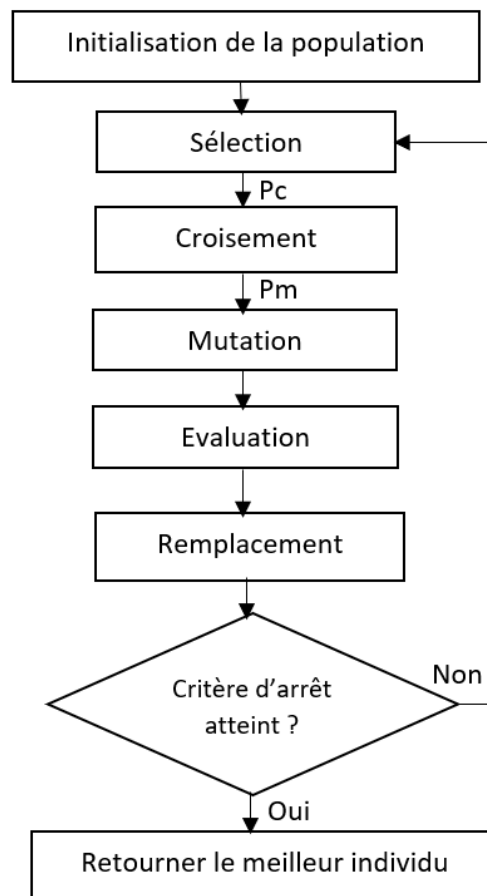


FIGURE 3.5 – Organigramme d'un algorithme génétique

Ici, pop désigne la population dans laquelle chaque individu est une structure de données de paramètres (π, \mathbf{c}) choisis au hasard. Les parents sont déterminés par la fonction `Select` « sélection du tournoi ». Un ensemble de nouveaux individus est généré par la fonction `Recombine1()` pour le paramètre π et `Recombine2()` pour le paramètre \mathbf{c} en appliquant un opérateur de croisement, respectivement, "croisement d'ordre 1" et "croisement uniforme". Après cela, certains individus de la population sont mutés par `Swap` pour le paramètre π et `Flip` pour le paramètre \mathbf{c} (vu dans la section précédente). Dans la dernière étape, les individus résultants sont ensuite insérés dans la population. Le processus d'évolution est itéré de génération en génération jusqu'à ce qu'un nombre maximum d'itérations soit atteint.

Le fait qu'il existe une population de solutions facilite l'exploration de l'espace de recherche. Les meilleures solutions seront favorisées pour participer à la création de nouvelles solutions, ce qui aura pour effet de favoriser la combinaison de « bonnes caractéristiques » et ainsi de trouver l'optimum global.

3.5 Résultats de l'étude

L'objectif de cette section est d'améliorer la valeur du SL_r pour une longueur donnée de la paire de Golay séparée par un intervalle de garde $[a0b]$ dans le contexte d'un radar

Algorithm 2 Algorithme génétique

```

1: procedure ALGORITHME GÉNÉTIQUE
2:   for i=1 to popsize do
3:     pop[i].par1  $\leftarrow$  Random  $\pi$ 
4:     pop[i].par2  $\leftarrow$  Random  $c$ 
5:     [a,b]  $\leftarrow$  GCP_const(pop[i].par1, pop[i].par2)
6:     pop[i].cost  $\leftarrow$  SL_rejection(a, b)
7:   end for
8:   while iter_max not reached do
9:     for i=1 to offsize do
10:      if recombination is performed ( $p_X$ ) then
11:        parent 1  $\leftarrow$  Select(pop)
12:        parent 2  $\leftarrow$  Select(pop)
13:        offspring[i].par1  $\leftarrow$  Recombine1(parent1.par1, parent2.par1)
14:        offspring[i].par2  $\leftarrow$  Recombine2(parent1.par2, parent2.par2)
15:      else
16:        offspring[i]  $\leftarrow$  Select(pop)
17:      end if
18:      if mutation is performed ( $p_m$ ) then
19:        offspring[i].par1  $\leftarrow$  Mutate1(offspring[i].par1)
20:        offspring[i].par2  $\leftarrow$  Mutate2(offspring[i].par2)
21:      end if
22:      Evaluate(offspring[i])
23:    end for
24:    pop  $\leftarrow$  Replace(pop, offspring)
25:  end while
26: end procedure

```

automobile fonctionnant à 77 GHz et à une bande passante de 600 MHz.

Ce test a été réalisé avec l'algorithme du recuit simulé (SA) et l'algorithme génétique (GA). Ces algorithmes ont été exécutés pour des paramètres (π, c) de longueur $m \in [4, 11]$ ce qui est équivalent à des séquences de longueur $n \in [2^4, 2^{11}]$. Vingt exécutions indépendantes ont été effectuées pour SA et GA. Les simulations ont été réalisées avec des paramètres fixes :

Pour SA :

- Température initiale $T = 1000$.
- Vitesse de refroidissement $\alpha = 0,9$.
- Température d'arrêt $T_{abs} = 0,001$.

Pour GA :

- La taille de la population $\text{popsize} = 100$.
- La probabilité de mutation $p_m = 1/m$.
- La probabilité de croisement $p_X = 0,9$.

Tout d'abord, une simulation sans optimisation a été réalisée 20 fois dans laquelle les paramètres π et c ont été générés aléatoirement. Le tableau 3.1 montre les résultats

TABLE 3.1 – Distribution numérique du SL_r sans optimisation sur différentes longueurs.

longueur du π, c	longueur des séquences	Meilleur SL_r	Moyenne $\pm\sigma$	Mediane
4	16	-61.64	-59.59 \pm 1.83	-60.53
5	32	-54.86	-53.34 \pm 1.30	-53.52
6	64	-53.22	-50.47 \pm 1.55	-50.29
7	128	-47.51	-44.98 \pm 1.52	-45.19
8	256	-43.96	-41.61 \pm 1.59	-41.81
9	512	-39.86	-36.83 \pm 1.60	-36.89
10	1024	-37.15	-32.89 \pm 2.34	-32.87
11	2048	-33.31	-29.30 \pm 2.26	-30.05

obtenus. Il présente le meilleur SL_r parmi 20 exécutions, la moyenne et la médiane des valeurs du SL_r . Ces résultats seront utilisés pour évaluer les résultats de l'optimisation.

Ensuite, des simulations ont été faites pour mesurer les performances de SA et GA. Les deux ont été exécutés avec des initialisations aléatoires des paramètres π et c . Les tableaux 3.2 et 3.3 rapportent pour SA et GA, la meilleure valeur de SL_r trouvée, la moyenne et la médiane, à partir d'un ensemble de 20 exécutions pour chaque longueur. Observez que les algorithmes SA et GA peuvent trouver des solutions optimales de manière cohérente pour toutes les longueurs. Une petite différence de moins de 1 dB peut être notée pour les longueurs 256, 1024 et 2048 et dans la moyenne et la médiane du rejet SL à partir de la longueur 64. Ainsi, nous pouvons dire que les performances de SA sont légèrement meilleures que celles de GA.

TABLE 3.2 – Distribution numérique du SL_r après optimisation par SA sur différentes longueurs.

Les valeurs en gras indiquent les meilleures valeurs du SL_r

longueur du π, c	longueur du GCP	Meilleur SL_r	Moyenne $\pm\sigma$	Mediane
4	16	-63.88	-63.88 \pm 0.00	-63.88
5	32	-58.38	-58.38 \pm 0.00	-58.38
6	64	-56.23	-56.23 \pm 0.00	-56.23
7	128	-52.37	-52.37 \pm 0.00	-52.37
8	256	-48.49	-48.11 \pm 0.28	-48.15
9	512	-45.41	-44.84 \pm 0.75	-45.32
10	1024	-41.08	-40.14 \pm 0.58	-40.11
11	2048	-38.08	-37.11 \pm 0.57	-36.96

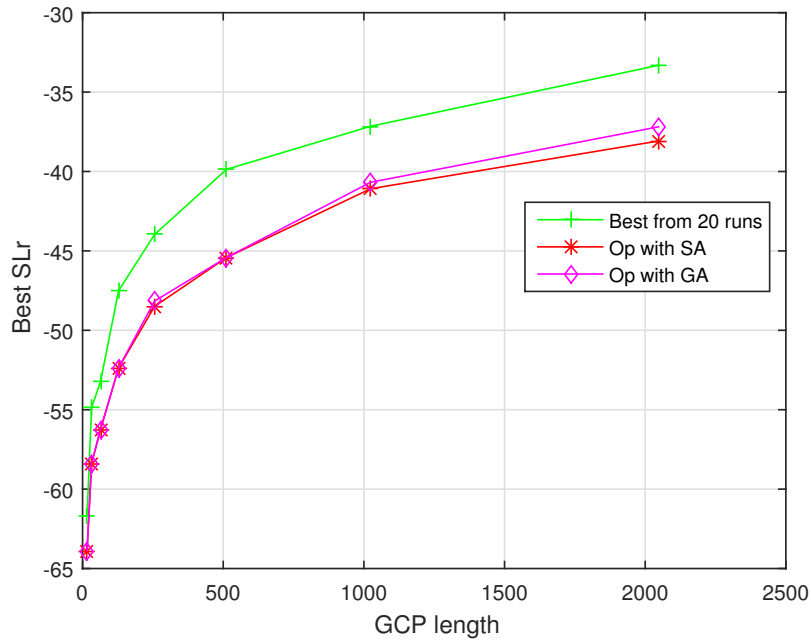
La figure 3.6 représente le meilleur SL_r obtenu après 20 exécutions sans optimisation, et le meilleur trouvé par SA et GA, pour différentes longueurs de paire de Golay. Ainsi, nous pouvons conclure que les algorithmes d'optimisation SA et GA améliorent significativement la valeur du SL_r , en d'autres termes ils nous ont permis de trouver les valeurs des paramètres conduisant à des séquences performantes.

Les figures 3.7 et 3.8 présentent la superposition des coupes Doppler fixes obtenues pour des vitesses de 0 à 56 ms^{-1} , avec un pas de 4 ms^{-1} , des paires de Golay non optimisées et des paires de Golay optimisées par SA pour les longueurs $2^7=128$ et $2^{10}=1024$. On peut remarquer que l'optimisation a permis de réduire le niveau des lobes secondaires.

TABLE 3.3 – Distribution numérique du SL_r après optimisation par GA sur différentes longueurs.

Les valeurs en gras indiquent les meilleures valeurs du SL_r

longueur du π, c	longueur du GCP	Meilleur SL_r	Moyenne $\pm\sigma$	Mediane
4	16	-63.88	-63.88 \pm 0.00	-63.88
5	32	-58.38	-58.38 \pm 0.00	-58.38
6	64	-56.23	-55.28 \pm 0.62	-55.04
7	128	-52.37	-51.93 \pm 0.67	-52.20
8	256	-48.15	-47.08 \pm 0.58	-46.99
9	512	-45.41	-44.24 \pm 1.03	-44.50
10	1024	-40.67	-39.75 \pm 0.50	-39.73
11	2048	-37.18	-36.09 \pm 0.61	-36.02

FIGURE 3.6 – Meilleur SL_r pour différentes longueur des paires de Golay

3.6 Formulation du problème pour l'ensemble de Golay

Comme vu dans le chapitre précédent, la construction des ensembles de Golay dépend de différents paramètres : les arêtes du graphe, le nœud supprimé et le vecteur $(c_j)_{j=0,m-1}$.

En modifiant ces paramètres (l'arête qui relie différents nœuds, le choix du nœud supprimé et la valeur du vecteur \mathbf{c}), nous pouvons obtenir différentes séquences avec différentes valeurs de SL_r . Les figures 3.9 et 3.10 présentent la fonction d'ambiguïté d'un ensemble de séquences de Golay de longueur 256 et 1024, comme on peut le remarquer, nous pouvons obtenir une meilleure valeur de SL_r après 20 exécutions aléatoires.

Nous possédons donc un problème d'optimisation qui consiste à trouver les paramètres suivants conduisant à des séquences avec un minimum SL_r autant que possible tels que :

- **pos** un vecteur de permutation de longueur m contenant le nombre de tous les nœuds

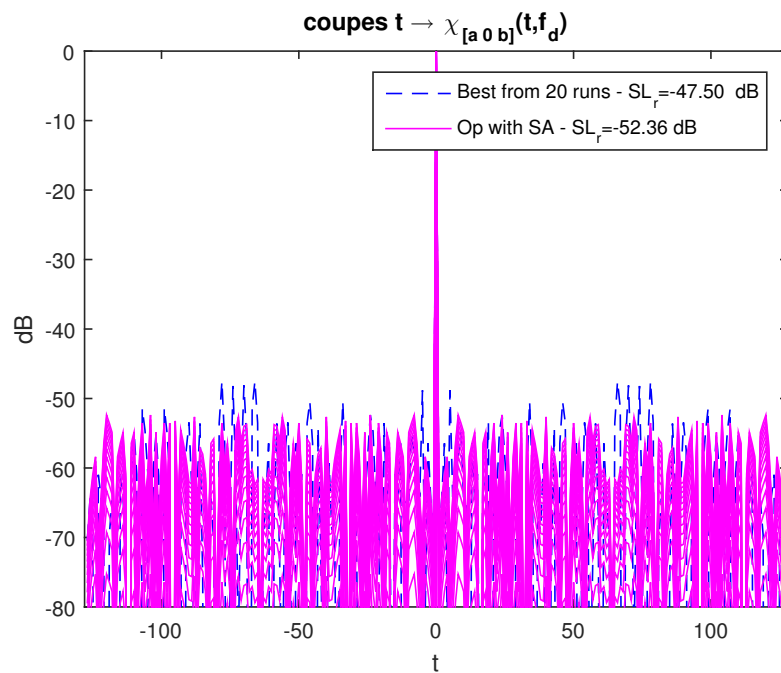


FIGURE 3.7 – Optimisation de la fonction d’ambiguïté d’une paire de Golay de longueur $n = 128$

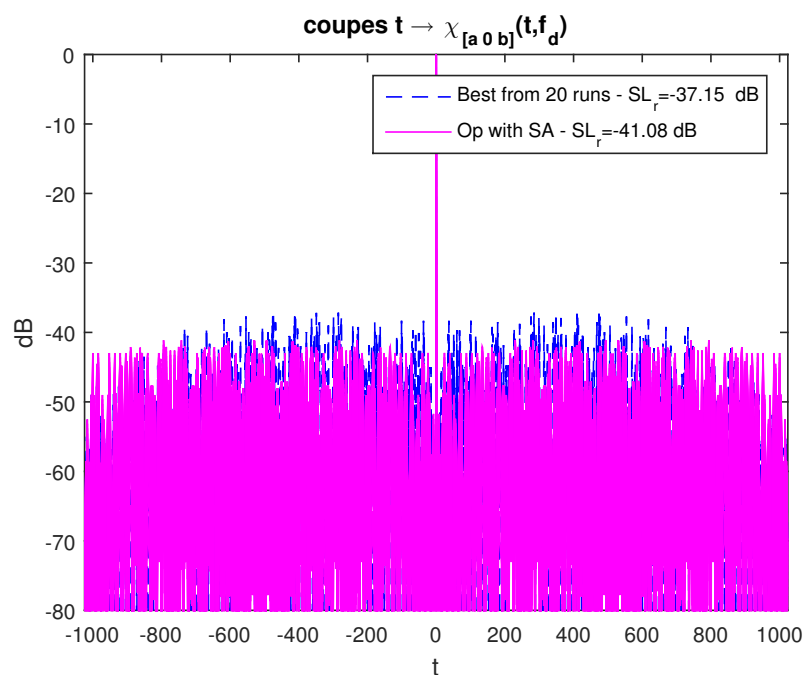
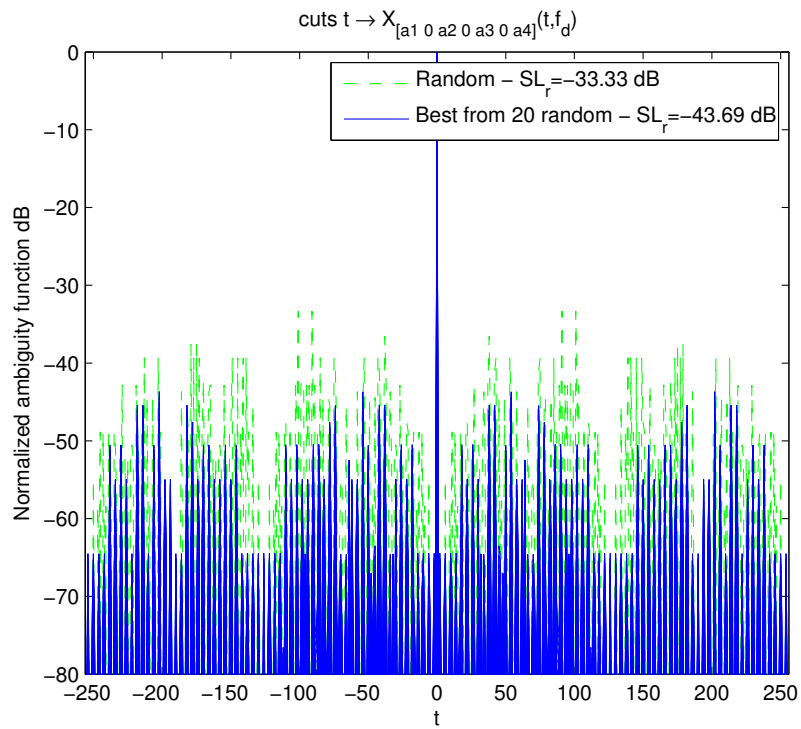
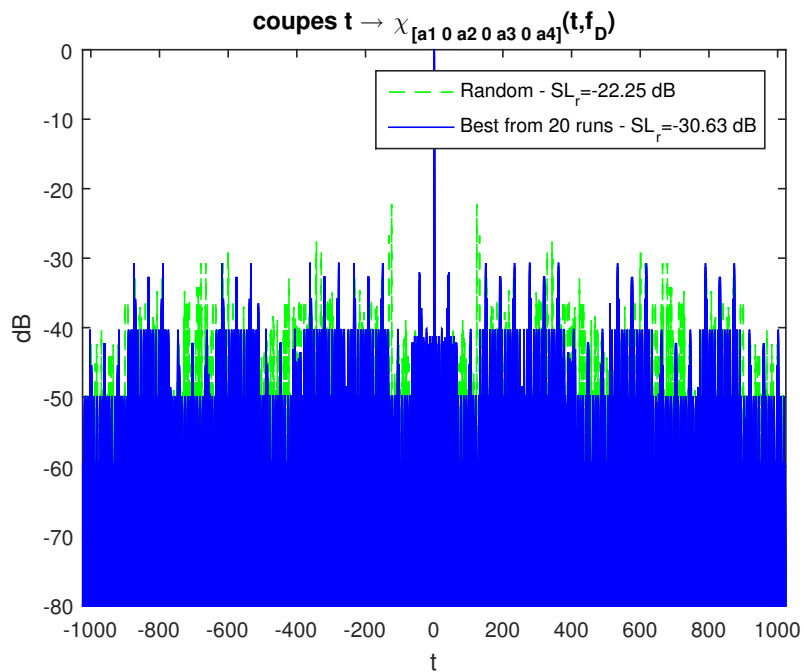


FIGURE 3.8 – Optimisation de la fonction d’ambiguïté d’une paire de Golay de longueur $n = 1024$

tels que $m - \alpha$ présente les nœuds connectés qui construisent un chemin et le α restant présente les nœuds supprimés.

- **J** un vecteur de permutation de longueur $m - \alpha$ qui contient les indices des nœuds

FIGURE 3.9 – La fonction d’ambiguïté de l’ensemble de Golay de longueur $n = 256$ FIGURE 3.10 – La fonction d’ambiguïté de l’ensemble de Golay de longueur $n = 1024$

probablement connectés au nœud supprimé.

- n_J un scalaire appartient à $\{1, \dots, m - \alpha\}$ qui détermine le nombre de nœuds auxquels le nœud supprimé est connecté.

- $(c_j)_{j=0,m-1}$ un vecteur de longueur m dont les éléments appartiennent à \mathbb{Z}_2 .

Les trois premiers paramètres nous aident à déterminer les arêtes du graphe pour le calcul de Q ainsi que le nœud supprimé α utilisé dans cette équation qui permet la construction des ensembles de Golay (définis dans chapitre 2) :

$$\left\{ Q + \sum_{j=0}^{m-1} c_j x_j + c_0 + \sum_{k=1}^{\alpha} d_k x_{j_k} + dx_t | d_k, d \in \mathbb{Z}_2 \right\}. \quad (3.12)$$

avec $Q(x) = \sum_{i=0}^{m-2} x_{\pi(i)} x_{\pi(i+1)}$

De plus, la taille de l'ensemble dépend du nombre de nœuds supprimés. Pour simplifier, nous nous limiterons au cas pour lequel $\alpha = 1$.

Par la suite, nous fournirons le processus de l'algorithme du recuit simulé adapté pour résoudre notre problème. Cet algorithme est connu par sa capacité et son efficacité pour faire face à ce type de problème.

3.7 Recuit simulé adapté pour l'ensemble de Golay

On a choisi d'utiliser le recuit simulé pour résoudre le problème des séquences de l'ensemble de Golay à faible valeur du SL_r . Cet algorithme a donné des meilleurs résultats dans l'étude précédente pour des paires de Golay en comparaison avec l'algorithme génétique ainsi que dans notre article de conférence [86]. Dans ce dernier, on a utilisé le recuit simulé et le recherche tabou pour trouver des m -séquences avec une valeur de mérite de facteur élevée et les meilleurs résultats ont été trouvés par le recuit simulé (SA).

Les principales étapes de l'algorithme SA pour résoudre notre problème, qui consiste à trouver les paramètres conduisant à des séquences minimisant la fonction objective (SL_rejet $(\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \mathbf{a}_3, \mathbf{a}_4)$), pourrait être décrit comme suit. Le processus de l'algorithme est montré dans l'algorithme 3.

1. Générer aléatoirement une solution initiale s_0 $[\mathbf{pos}, \mathbf{J}, n_J, \mathbf{c}]$ qui conduit à construire aléatoirement des séquences d'ensemble de Golay $(\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \mathbf{a}_3, \mathbf{a}_4)$ par la fonction GCP_const $(\mathbf{pos}, \mathbf{J}, n_J, \mathbf{c})$.
2. Créer le voisin de la solution s_{new} en apportant quelques modifications à la solution actuelle (voir la partie du voisin).
3. Calculer la différence entre les valeurs actuelles et précédentes de la fonction objectif δ ; si la fonction objective de s_{new} est améliorée, s_{new} est acceptée, sinon si s_{new} est pire que la solution actuelle, elle est acceptée en fonction de la fonction de probabilité spécifiée $P(T, s, s_{new}) = \exp(\frac{-\delta}{T})$, afin d'étendre la zone de recherche et d'éviter d'être piégé dans un optimum local.
4. Une fois que s_{new} est accepté, la température est réduite en fonction de la vitesse de refroidissement; on utilisera la loi classique $T_k = \alpha T_{k-1}$, telle que α est appelé coefficient de refroidissement. Au fur et à mesure que la température diminue, la probabilité de passer à une solution pire est également diminuée, contrôlant ainsi le caractère aléatoire d'une recherche, qui simule un refroidissement lent dans un processus de recuit du métal visant à atteindre un état cristallin parfait.

5. Afin de s'émuler cet équilibre, un certain nombre d'itérations sont généralement effectuées à une température spécifique avant de diminuer la température. Enfin, lorsque la température est proche de zéro, la probabilité d'accepter les pires solutions est très faible, donc l'algorithme converge vers une solution optimale.

Algorithm 3 Le recuit simulé pour résoudre le problème des séquences de l'ensemble de Golay à faible valeur du SL_r

```

1: procedure RECUIR SIMULÉ( $T, \alpha, T_{abs}$ )
2:   s0.par1  $\leftarrow$  Random pos
3:   s0.par2  $\leftarrow$  Random J
4:   s0.par3  $\leftarrow$  Random  $n_J$ 
5:   s0.par4  $\leftarrow$  Random c
6:   [a1,a2,a3,a4]  $\leftarrow$  GCP_const(s0.par1, s0.par2, s0.par3, s0.par4)
7:   s0.cost  $\leftarrow$  SL_rejection(a1, a2, a3, a4)
8:   s  $\leftarrow$  s0
9:   sbest  $\leftarrow$  s
10:  while T >  $T_{abs}$  do
11:    for iter=1 : iter_max do
12:      snew  $\leftarrow$  neighbour(s)
13:       $\delta \leftarrow$  snew.cost-s.cost
14:      if  $\delta < 0$  then
15:        s  $\leftarrow$  snew
16:      else
17:        if  $e^{(-\delta/T)} \geq$  random(0,1) then
18:          s  $\leftarrow$  snew
19:        end if
20:      end if
21:      if s.cost < sbest.cost then
22:        sbest  $\leftarrow$  s
23:      end if
24:    end for
25:    T  $\leftarrow$   $\alpha$  T
26:  end while
27:  return sbest
28: end procedure

```

voisinage : Afin de réaliser une recherche locale, nous considérons le voisinage d'une solution $s_{new} = [neighbour(\mathbf{pos}), neighbour(\mathbf{J}), neighbour(n_J), neighbour(\mathbf{c})]$ qui contiennent quatre voisinages des paramètres. Le voisinage des deux premiers paramètres est obtenu en intervertissant (swapping) deux éléments dans les vecteurs pos et J :

$$neighbour(\mathbf{pos}) = \{Swap(\mathbf{pos}, i, j) | i, j \in \{1, \dots, m\}\} \quad (3.13)$$

$$neighbour(\mathbf{J}) = \{Swap(\mathbf{J}, i, j) | i, j \in \{1, \dots, m - n\}\} \quad (3.14)$$

Où

$$Swap(J_1 \dots J_i \dots J_j \dots J_m, i, j) = J_1 \dots J_j \dots J_i \dots J_m$$

tandis que le voisinage du troisième et du dernier paramètres sont obtenus respectivement en changeant la valeur de n_J pour que la nouvelle valeur appartienne à $\{1, \dots, m - \alpha\}$

$$neighbour(n_J) = \{n_J = v | v \in \{1, \dots, m - \alpha\}\} \quad (3.15)$$

et en retournant (flipping) un élément dans le vecteur \mathbf{c} :

$$\text{neighbour}(\mathbf{c}) = \{\text{Flip}(\mathbf{c}, i) | i \in \{1, \dots, m\}\} \quad (3.16)$$

Où

$$\text{Flip}(c_1 \dots c_i \dots c_m, i) = c_1 \dots |c_i - 1| \dots c_m$$

Exemple 3.1 Prenons un exemple pour assimiler la notion de voisin des paramètres. Soit $\mathbf{pos}=[4 \ 3 \ 1 \ 2]$, $\mathbf{J}=[3 \ 1 \ 2]$, $n_J = 2$, $\mathbf{c}=[1 \ 0 \ 1 \ 0]$. Donc :

- $\text{neighbour}(\mathbf{pos})=[4 \ 2 \ 1 \ 3]$ en échangeant (swapping) les deux positions $i=2$ et $j=3$.
- $\text{neighbour}(\mathbf{J})=[2 \ 1 \ 3]$ en échangeant (swapping) les deux positions $i=1$ et $j=3$.
- $\text{neighbour}(n_J)=1$ en choisissant au hasard un nombre appartenant à $\{1, \dots, m - \alpha\}$.
- $\text{neighbour}(\mathbf{c})=[1 \ 0 \ 1 \ 1]$ en retournant (flipping) un élément de la position $i=4$.

3.8 Résultat de l'étude

Cette section rapporte nos résultats de simulation de l'optimisation avec SA pour trouver des solutions optimales. L'objectif est d'améliorer la valeur de SL_r des séquences de l'ensemble de Golay $[\mathbf{a}_1 \mathbf{0} \mathbf{a}_2 \mathbf{0} \mathbf{a}_3 \mathbf{0} \mathbf{a}_4]$ dans le contexte d'un radar automobile fonctionnant à 77 GHz et à une bande passante de 600 MHz.

Des simulations avec SA ont été exécutées pour différentes longueurs de séquences $n \in [2^3, 2^{10}]$. Vingt exécutions indépendantes ont été effectuées pour chaque longueur avec des initialisations aléatoires. Notez que les paramètres SA utilisés lors des simulations sont les suivants :

- Température initiale $T = 1000$.
- Vitesse de refroidissement $\alpha = 0,9$.
- Température d'arrêt $T_{abs} = 0,001$.
- Nombre maximum d'itérations dans une température $\text{iter}_{\max} = 250$.

Afin d'évaluer l'efficacité des résultats d'optimisation SA, une simulation sans optimisation a été effectuée 20 fois pour chaque longueur dans laquelle les paramètres (\mathbf{pos} , \mathbf{J} , n_J , \mathbf{c}) ont été initialisés de manière aléatoire. Les résultats sont rapportés dans le tableau 3.4 pour les séquences de l'ensemble de Golay. Il présente le meilleur SL_r , la moyenne et la médiane de 20 exécutions.

Ensuite, des simulations avec SA ont été réalisées pour évaluer les performances de l'optimisation. Le tableau 3.5 présente nos résultats pour les séquences de l'ensemble de Golay. Le tableau montre le meilleur SL_r , la moyenne et la médiane, à partir d'un ensemble de 20 exécutions pour chaque longueur. Nous pouvons facilement voir que l'algorithme SA peut considérablement améliorer le SL_r pour toutes les longueurs notamment à partir de la longueur 2^5 .

La figure 3.11 montre le gain en termes de SL_r des séquences d'ensemble de Golay, pour différentes longueurs. Comme on peut le voir, il y a un gain important surtout à partir de la longueur 2^5 arrivant jusqu'à 20 dB.

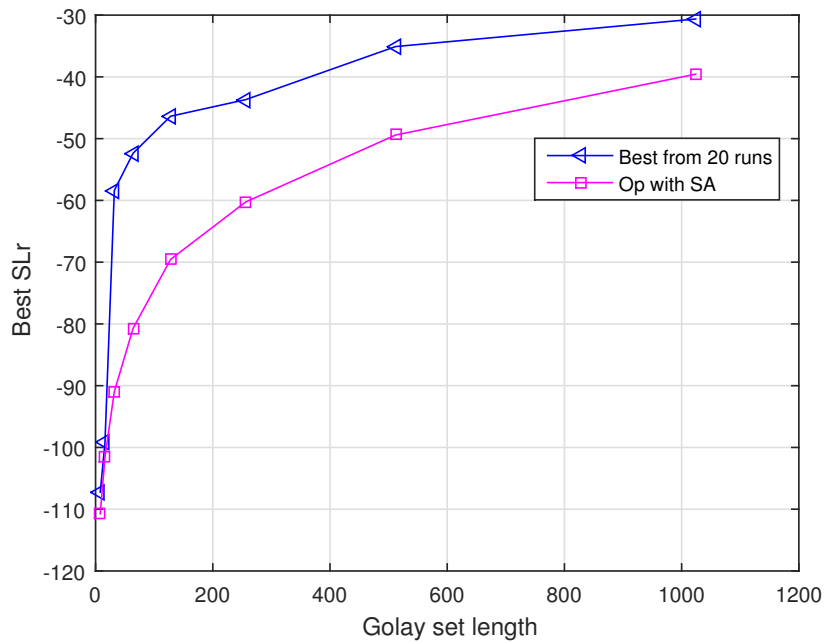
TABLE 3.4 – Distribution numérique du SL_r pour des ensembles de Golay sans optimisation sur différentes longueurs.

Longueur des séquences	Meilleur SL_r	Moyenne $\pm\sigma$	Mediane
8	-107.23	-67.39 ± 17.31	-58.38
16	-99.27	-61.07 ± 16.26	-52.36
32	-58.38	-52.78 ± 3.13	-53.61
64	-52.36	-47.11 ± 3.38	-48.84
128	-46.37	-41.74 ± 2.18	-41.48
256	-43.69	-37.20 ± 2.92	-35.84
512	-35.09	-32.01 ± 2.08	-32.29
1024	-30.63	-28.24 ± 1.68	-28.48

TABLE 3.5 – Distribution numérique du SL_r pour des ensembles de Golay après optimisation avec SA sur différentes longueurs.

Les valeurs en gras indiquent les meilleurs valeurs du SL_r

Longueur des séquences	Meilleur SL_r	Moyenne $\pm\sigma$	Mediane
8	-110.75	-110.75 ± 0.00	-110.75
16	-101.57	-101.57 ± 0.00	-101.57
32	-90.97	-90.97 ± 0.00	-90.97
64	-80.71	-80.71 ± 0.00	-80.71
128	-69.55	-69.52 ± 0.09	-69.55
256	-60.26	-60.10 ± 0.20	-60.26
512	-49.41	-49.13 ± 0.17	-49.00
1024	-39.56	-39.05 ± 0.26	-39.05

FIGURE 3.11 – Meilleur SL_r pour différentes longueur des ensembles de Golay

Afin de montrer l'amélioration du rejet des lobes secondaires dans la fonction d'ambiguïté, nous avons tracé sur les figures 3.12 et 3.13 la superposition des coupes Doppler fixes obtenues pour des vitesses de 0 à 56 m s^{-1} , avec un pas de 4 m s^{-1} , des séquences d'ensemble de Golay non optimisées et des séquences d'ensemble de Golay optimisées par SA pour la longueur $2^7=128$ et $2^{10} = 1024$. Ainsi, nous pouvons conclure que l'algorithme d'optimisation SA a montré son efficacité pour diminuer la valeur de SL_r . Par conséquent, les valeurs des paramètres conduisant à des séquences à faible SL_r ont été trouvées.

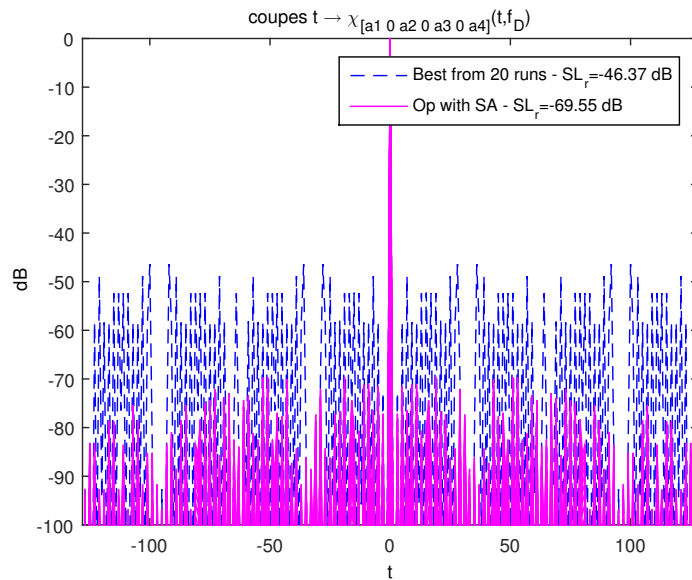


FIGURE 3.12 – Optimisation de la fonction d'ambiguïté de l'ensemble de Golay de longueur $n = 128$

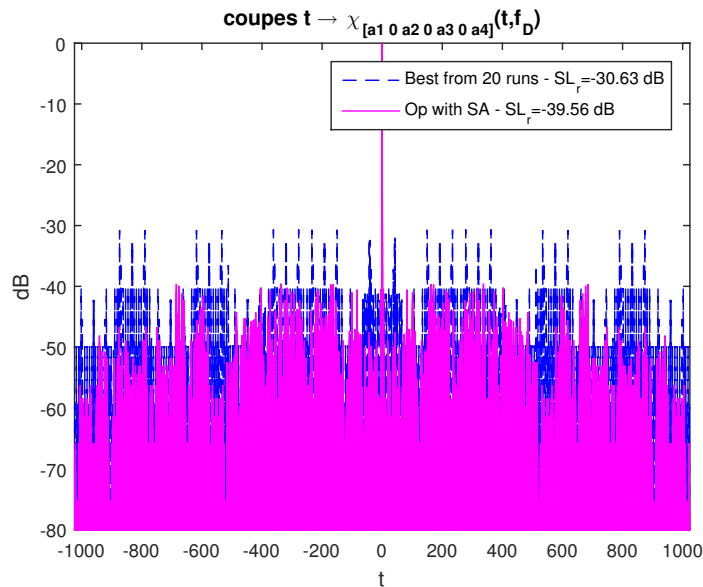


FIGURE 3.13 – Optimisation de la fonction d'ambiguïté de l'ensemble de Golay de longueur $n = 1024$

3.9 Conclusion

Ce chapitre s'est proposé de résoudre le problème d'optimisation des séquences de Golay à faible fonction d'ambiguïté que nous avons défini précédemment. À notre connaissance, ce problème n'a pas été traité auparavant. Il est rassurant de noter que sa résolution permet d'obtenir des séquences dont la fonction d'ambiguïté affiche l'aspect souhaité.

On a tout d'abord déterminé les deux paramètres qui influencent la construction des paires de Golay. Ensuite, nous avons appliqué le recuit simulé (SA) et l'algorithme génétique (GA) pour trouver les valeurs des paramètres conduisant à des paires de Golay avec une valeur de SL_r plus faible. Les résultats de la simulation ont démontré l'efficacité et la capacité des deux algorithmes à résoudre ce genre de problème pour différentes longueurs. De plus, on a constaté que SA est légèrement meilleur que GA.

Par la suite, nous avons appliqué SA, qui a prouvé son efficacité pour résoudre ce type de problème, dans le cas de l'ensemble de Golay. Tout d'abord, nous avons déterminé les paramètres qui influencent la construction des séquences d'ensemble de Golay qui, parmi eux, permettent de déterminer les arêtes qui relient les différents nœuds du graphe ainsi que le nœud supprimé. Ensuite, nous avons adapté l'algorithme SA pour trouver les paramètres conduisant à un ensemble de Golay avec un SL_r minimum que possible. Les résultats de la simulation ont démontré l'efficacité et la capacité de SA à améliorer le SL_r avec un gain pouvant atteindre 20 dB.

Finalement, les simulations réalisées dans ce chapitre ont montré que les ensembles de Golay ont des meilleurs résultats en comparaison aux paires de Golay.

ESTIMATION DE LA DISTANCE ET LA VITESSE POUR LE RADAR D'AIDE À LA CONDUITE EN UTILISANT LES FORMES D'ONDE BASÉS GOLAY

4.1 Introduction

Le développement des systèmes de prévention des accidents est devenu une des préoccupations principale des industriels automobiles et des chercheurs afin de contribuer à l'amélioration de la sécurité routière. Ce besoin de sécurité ne cesse de pousser au développement des systèmes électroniques destinés à la prévention de collisions entre véhicules, l'assistance au parking, la détection de l'angle mort, etc.

Nous nous intéressons, plus spécifiquement, aux radars de prévention de collisions ou radars anti-collisions. La première tâche de ce système est la détection d'un obstacle devant un véhicule équipé. Ensuite, vient la fonction de maintien d'une distance minimale de sécurité par une commande automatique agissant sur les freins du véhicule afin d'éviter toute collision avec l'obstacle. Dans ce contexte, il est nécessaire d'avoir une estimation fiable de la position et de la vitesse du véhicule cible. Ces informations sont fournies par le radar et sont liées au temps de propagation du signal réfléchi par la cible et à la fréquence Doppler induite par son mouvement relatif. Ainsi, le choix de la forme d'onde radar est un facteur déterminant pour ses performances. En effet, la forme d'onde choisie permet de déterminer les capacités de détection, la précision de l'estimation de distance et de vitesse et la puissance de résolution des cibles voisines.

Ici, on va s'intéresser à l'emploi des paires, plus généralement ensembles, de Golay mises en forme par des signaux de forme rectangulaire pour les radars d'aide à la conduite automobile. Grâce à une émission de type multipulse, on va exploiter les bonnes propriétés de ces séquences afin d'assurer des performances satisfaisantes de la détection et de l'estimation pour ce type de radar. Dans ce chapitre, nous présenterions dans un premier temps le principe du système anti-collision, ensuite nous décririons la forme d'onde transmise pour la paire et l'ensemble de Golay utilisée dans la configuration multipulse. Par la suite, nous fournirons le schéma du récepteur proposé pour une telle forme d'onde, ainsi que l'entrée-sortie de chaque bloc. Ce récepteur est basé sur le filtre adapté, utilisée pour la détection et l'estimation de la distance et la vitesse des cibles.

Une partie de ce chapitre a fait l'objet d'une publication [98].

4.2 Principe de l'anti-collision

Le système anti-collision détermine la distance séparant le véhicule équipé du véhicule cible, ainsi que la vitesse relative de ce dernier. Dans un cas simple de conduite en file, tel que le décrit la figure 1, les véhicules a et b se suivent à une distance D , avec des vitesses respectives V_a , et V_b . Le but d'un système anti-collision est de maintenir une distance minimale de sécurité entre le véhicule équipé (véhicule a) et un véhicule obstacle (véhicule b), figure 1.11. La valeur de cette distance de sécurité D_s est calculée par l'équation suivante [99, 100] :

$$D_s = \frac{V_a^2}{2\gamma_a} - \frac{V_b^2}{2\gamma_b} + V_a T_r + M \quad (4.1)$$

avec γ_a et γ_b les paramètres de freinage (en m/s^2) respectifs des véhicules a et b, T_r le temps de réaction effectif et M la marge résiduelle.

Si la distance D est inférieure à la distance de sécurité D_s , le système prévient le conducteur du danger, selon son type, soit en générant un bip sonore (système manuel), soit en actionnant directement sur les freins du véhicule (système automatique).

La distance de sécurité est très relative puisque la décélération de chaque véhicule dépend de la qualité du freinage, conditions de la route et chargement du véhicule. En plus, le temps de réaction d'un conducteur dépend de son âge, sa santé et son état d'esprit et physique.

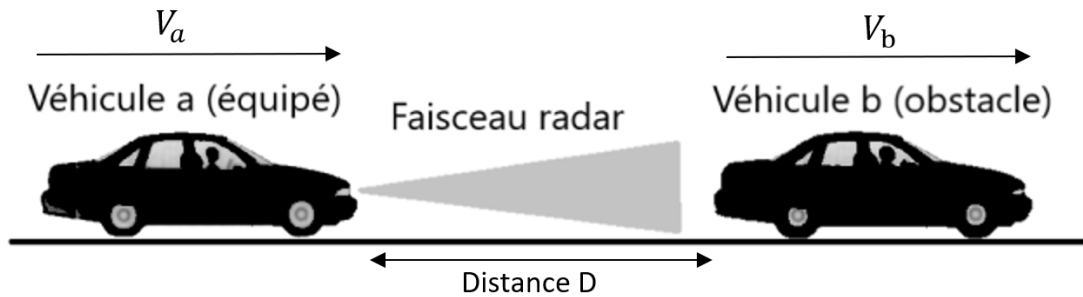


FIGURE 4.1 – Principe de l'anticollision

4.3 Les séquences de Golay pour le radar et les systèmes de communication

Les séquences complémentaires de Golay (GCS) ont trouvé de larges applications dans le radar et les systèmes de communication grâce à leur propriété importante d'autocorrélation complémentaire.

Par exemple, les formes d'onde basées sur les codes de Golay ont été combinées avec les codes d'Alamouti pour obtenir une compression d'impulsions pour un système radar polarimétrique multicanal [101]. Les paires complémentaires de Golay ont aussi été recommandées pour la nouvelle génération des radars guidés (GUIDAR) [102].

Dans la détection radar de cibles, des techniques de traitement du signal utilisant des formes d'onde complémentaires de Golay dans des séquences de Reed-Müller ont été proposées pour améliorer les performances de détection dans des scénarios impliquant plusieurs cibles Doppler non nulles [103]. Des séquences complémentaires de Golay ont également été utilisées pour coder des sous-impulsions de Costas [104]. Leurs résultats indiquent une réduction significative des lobes secondaires par rapport à la même forme d'onde à sauts de fréquence codée avec le code de Barker.

Pour la localisation des canalisations enfouies, l'utilisation du radar basé sur des séquences complémentaires de Golay a permis d'améliorer considérablement le rapport signal-bruit et d'avoir une bonne capacité de détection par rapport au radar à signal de fréquence échelonnée [105].

Dans les systèmes radar à pénétration de sol (GPR) existants [106], les séquences de Golay ont été utilisées pour améliorer le rapport signal/bruit (SNR) et réduire les niveaux de lobes secondaires qui peuvent masquer les cibles les plus faibles. Les auteurs ont montré que les performances de ces séquences sont considérées comme meilleures que celles des séquences binaires pseudo-aléatoires (PRBS), Barker ou d'autres séquences de longueur maximale.

Pour détecter efficacement la faible respiration d'une personne quasi statique dans des conditions complexes de traversée de paroi et de sol, les auteurs [107] proposent un nouveau système de détection de points d'observation multiples composé de plusieurs radars codés complémentaires Golay dans lesquels la communication et la synchronisation sont effectuées sans fil. Ils ont prouvé que ce système radar proposé peut détecter une cible respirante à 21 m derrière un mur de briques ou une cible respirante derrière deux niveaux de planchers en béton armé, validant l'efficacité d'une multi-observation mode de travail ponctuel pour la détection efficace de la respiration humaine faible.

Dans le contexte des systèmes de communication, plusieurs travaux ont été réalisés récemment pour l'utilisation des séquences de Golay comme mots de code dans les systèmes OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing). En particulier, les principaux résultats dans ce contexte sont ceux développés par Davis et Jedwab [59] et Paterson [67]. Dans le sens parallèle, des séquences complémentaires ont également été utilisées dans l'accès multiple par division de code (CDMA) [108].

Dans la suite de ce chapitre, nous allons décrire la forme d'onde basée sur les séquences de Golay en multipulse pour le radar automobile, ainsi que le récepteur proposé pour une telle forme d'onde qui sera utilisé pour la détection et l'estimation des paramètres.

4.4 Formes d'onde à base de Golay pour radar

Dans cette section, nous proposons l'utilisation des paires plus généralement l'ensemble de Golay, mis en forme par des signaux de forme rectangulaire, pour le radar automobile dans une configuration multipulse.

Dans le chapitre 2 nous avons montré le bon comportement de l'utilisation des paires, plus généralement les ensembles, de Golay, dans une transmission multipulse en termes de rejection des lobes secondaires de la fonction d'ambiguïté (SL_r). On a vu en particulier que les niveaux d'isolation peuvent atteindre l'ordre -61dB pour le cas du radar automobile fonctionnant à 77GHz. Les figures 4.2 et 4.3 présentent la forme d'onde proposée qui est constituée de séquences individuelles d'une paire, ou plus généralement d'un ensemble, de

Golay émises sur des intervalles successifs. Comme on peut le voir, la durée de chacune des séquences de Golay que ça soit paire (**a**, **b**) ou ensemble (**a**₁, **a**₂, **a**₃, **a**₄) est égale à nT_c , où T_c est le temps de chip et n est la longueur des séquences. La durée de l'intervalle de garde (vecteur nul) qui sépare les séquences est égale à T_g .

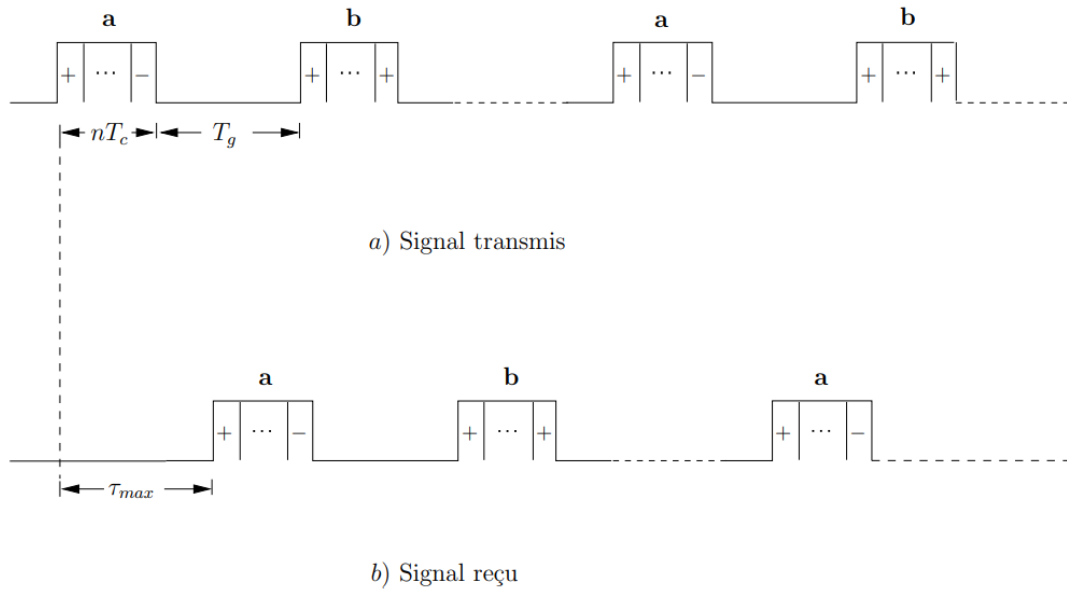


FIGURE 4.2 – Forme d'onde de la paire de Golay en émission multiplexe

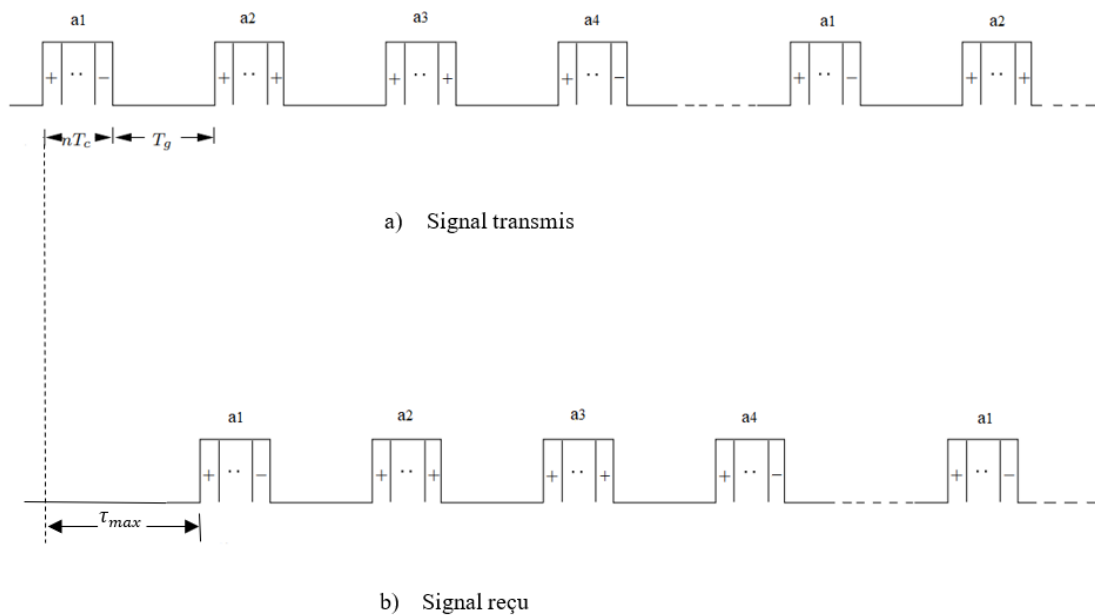


FIGURE 4.3 – Forme d'onde de l'ensemble de Golay en émission multiplexe

Afin d'éviter toute ambiguïté dans la mesure de distance, la durée maximale du retard τ_{max} d'une cible située à une distance maximale d_{max} doit satisfaire la relation suivante :

$$(\tau_{max} + nT_c) \leq (nT_c + T_g) \tag{4.2}$$

Soit

$$\tau_{max} \leq T_g \quad \text{avec} \quad \tau_{max} = \frac{2d_{max}}{c}$$

À noter que l'ajustement de la bande passante utilisée est assuré par la durée des chips qui constituent les séquences. Le choix d'une durée des chips, qui correspond à une large bande passante, permet d'assurer une excellente résolution en distance (la résolution en distance est directement liée à l'inverse de la bande) tandis qu'en considérant une durée suffisante pour le multipulse nous assurons une meilleure résolution en vitesse (la résolution en vitesse est directement liée à l'inverse de la durée du signal).

Dans ce qui suit, nous décrirons notre proposition de récepteur utilisé pour détecter et estimer les paramètres des cibles.

4.5 Réception et estimation des paramètres

Dans cette section, nous présenterons notre proposition des blocs de réception d'une forme d'onde basée Golay pour estimer la distance et la vitesse à partir respectivement du retard τ et de la fréquence Doppler f_d sachant que $d = \frac{\tau c}{2}$ et $v = \frac{f_d c}{2f_0}$ avec f_0 la porteuse et c la vitesse de la lumière.

Le récepteur proposé est basé sur la corrélation réalisée par le filtre adapté qui permet de maximiser le rapport signal-bruit. Afin de bénéficier de la complémentarité des séquences de Golay, notre proposition consiste à effectuer la corrélation entre l'impulsion émise et l'impulsion reçue de durée égale à celle de l'intervalle de garde séparant les séquences.

Par la suite, nous fournirons un exemple de l'estimation de la distance et la vitesse en utilisant la paire et l'ensemble de Golay.

4.5.1 Récepteur radar proposé

Soit un signal transmis se constitue de M séquences, en d'autre termes ayant M/N répétitions d'un ensemble de Golay de N séquences.

La figure 4.4 présente le schéma du récepteur, le signal reçu est commuté à travers un démultiplexeur en M/N voies. Des exemples des signaux à l'entrée-sortie du démultiplexeur pour le cas d'une paire de séquences ($N = 2$) et pour le cas d'un ensemble de séquences ($N = 4$) sont montrés respectivement sur les figures 4.5 et 4.6. À noter que l'effet Doppler sur les séquences n'a pas été mis en évidence dans ces figures pour des raisons de simplicité.

Le signal reçu au $k^{\text{ème}}$ voie sera donc constitué d'une séquence de longueur $N(n + \frac{T_g}{T_c})$ de la forme

$$\mathbf{s}^k = [0_\tau \mathbf{a}_1^k \mathbf{0}_{T_g} \mathbf{a}_2^k \dots \mathbf{a}_N^k \mathbf{0}_{(T_g - \tau)}] \quad (4.3)$$

où $\mathbf{0}_x$ est un vecteur nul d'une durée égale à x .

Pour chacune des sorties du démultiplexeur, une étape de filtrage adapté est alors effectuée. Afin de bénéficier de la propriété des séquences complémentaires, le filtrage est réalisée sur une durée égale à T_g , en fait :

Soit $\mathbf{e}^k = [\mathbf{a}_1^k \mathbf{0}_{T_g} \mathbf{a}_2^k \dots \mathbf{a}_N^k \mathbf{0}_{T_g}]$ une seule répétition du signal transmis . Ainsi, la corrélation de \mathbf{e}^k et \mathbf{s}^k réalisée par le filtre adapté est donnée par

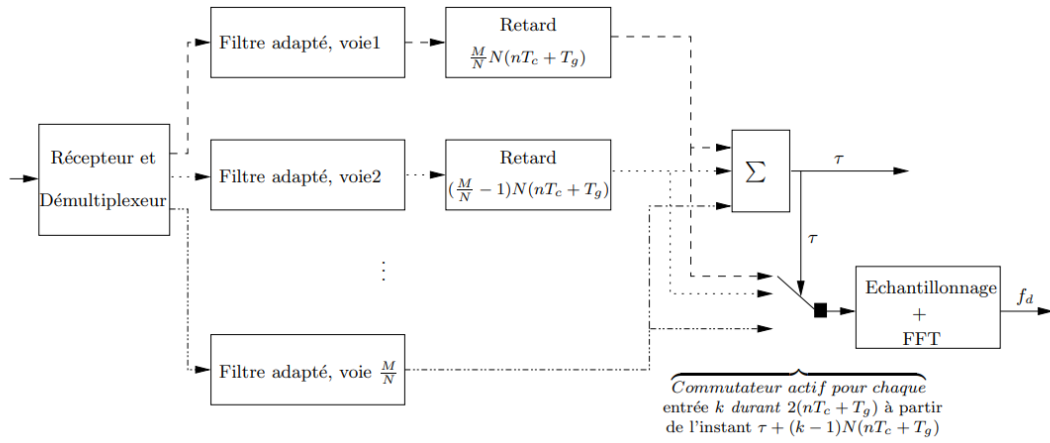


FIGURE 4.4 – Schéma du récepteur pour les séquences de Golay en multipulses.

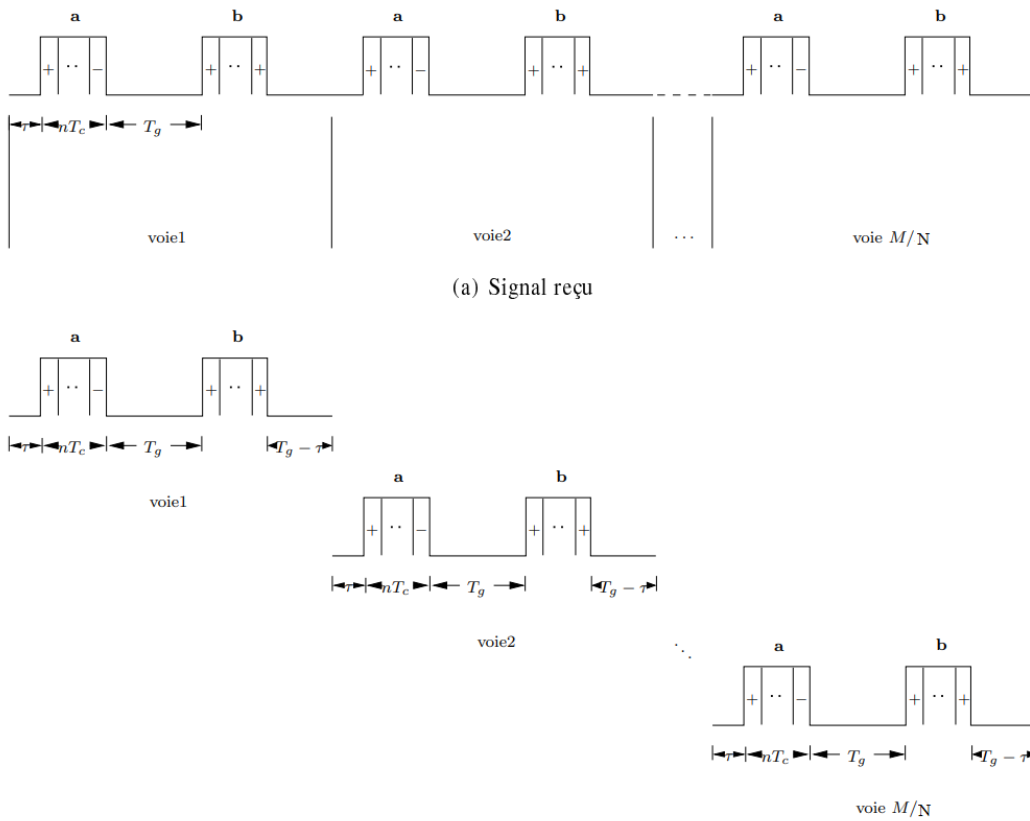


FIGURE 4.5 – Exemple de signaux à l'entrée et à la sortie du démultiplexeur pour les séquences de paires de Golay.

$$\rho_{\mathbf{e}^k \mathbf{s}^k}(\ell) = \mathbf{e}^k \star \mathbf{s}^k \quad (4.4)$$

$$= \sum_{i=0}^{N(n + \frac{T_g}{T_c}) - 1 - \ell} e_i^k s_{i+\ell}^k \quad \ell = 0, \dots, \frac{T_g}{T_c} - 1 \quad (4.5)$$

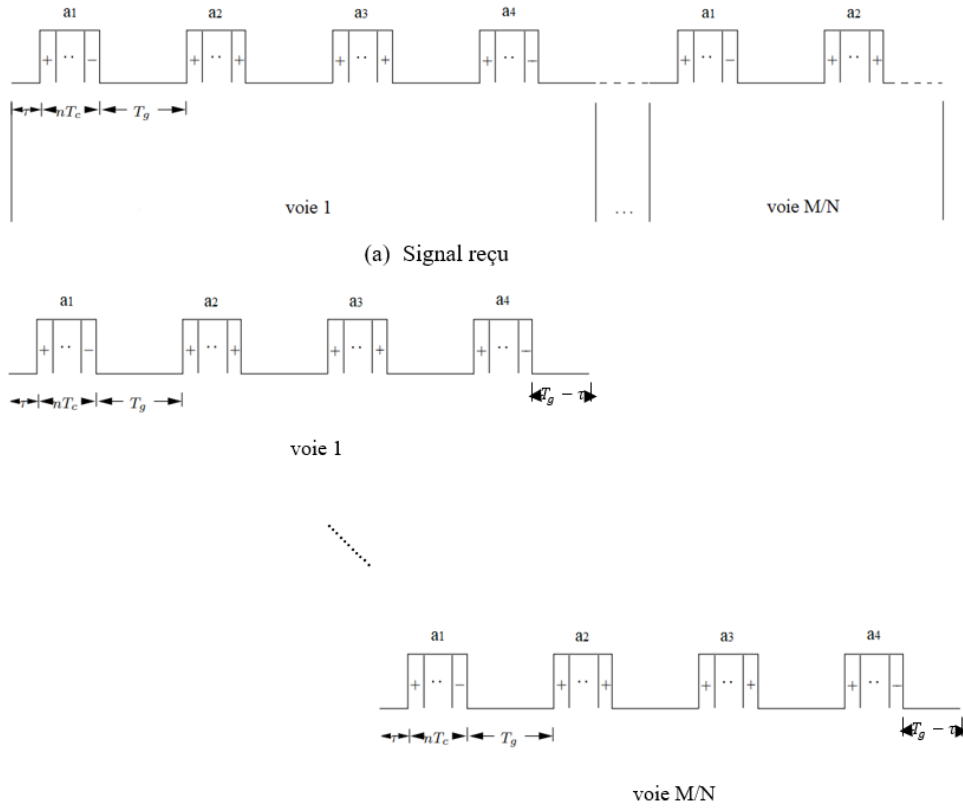


FIGURE 4.6 – Exemple de signaux à l'entrée et à la sortie du démultiplexeur pour les séquences de l'ensemble de Golay.

Nous décomposons la somme calculée dans l'équation 4.5 en des sommes sur des intervalles de longueur $n + \frac{\tau}{T_c}$ et $\frac{T_g}{T_c} - \frac{\tau}{T_c}$ pour un décalage ℓ donné,

$$\begin{aligned} \rho_{\mathbf{e}^k \mathbf{s}^k}(\ell) = & \sum_{i=0}^{n + \frac{\tau}{T_c} - 1 - \ell} e_i^k s_{i+\ell}^k + \sum_{i=n + \frac{\tau}{T_c} - \ell}^{n + \frac{T_g}{T_c} - 1 - \ell} e_i^k s_{i+\ell}^k + \cdots + \sum_{i=(N-1)(n + \frac{T_g}{T_c}) - \ell}^{Nn + (N-1)\frac{T_g}{T_c} + \frac{\tau}{T_c} - 1 - \ell} e_i^k s_{i+\ell}^k \\ & + \sum_{i=Nn + (N-1)\frac{T_g}{T_c} + \frac{\tau}{T_c} - \ell}^{N(n + \frac{T_g}{T_c}) - 1 - \ell} e_i^k s_{i+\ell}^k. \end{aligned} \quad (4.6)$$

On peut facilement remarquer que le produit $e_i^k s_{i+\ell}^k$ est nul pour i appartenant aux intervalles suivants

$$\left[\alpha n + (\alpha - 1) \frac{T_g}{T_c} + \frac{\tau}{T_c}, \alpha \left(n + \frac{T_g}{T_c} \right) - 1 \right], \quad \alpha = 1, 2, \dots, N.$$

Donc,

$$\rho_{\mathbf{e}^k \mathbf{s}^k}(\ell) = \sum_{i=0}^{n + \frac{\tau}{T_c} - 1 - \ell} e_i^k s_{i+\ell}^k + \cdots + \sum_{i=n + \frac{T_g}{T_c} - \ell}^{Nn + \frac{T_g}{T_c} + \frac{\tau}{T_c} - 1 - \ell} e_i^k s_{i+\ell}^k, \quad \ell = 0, \dots, \frac{T_g}{T_c} - 1 \quad (4.7)$$

De même, on peut constater que les sommes sur les intervalles

$$[(\alpha - 1)(n + \frac{T_g}{T_c}) \quad \alpha n + (\alpha - 1)\frac{T_g}{T_c} + \frac{\tau}{T_c} - 1], \quad \alpha = 1, 2, \dots, N.$$

sont des produits de convolution des séquences \mathbf{a}_α et eux-mêmes retardés de $\frac{\tau}{T_c}$. Enfin, nous obtenons

$$\rho_{\mathbf{e}^k \mathbf{s}^k}(\ell) = \rho_{\mathbf{a}_1}(\ell - \frac{\tau}{T_c}) + \rho_{\mathbf{a}_2}(\ell - \frac{\tau}{T_c}) + \dots + \rho_{\mathbf{a}_N}(\ell - \frac{\tau}{T_c}), \quad \ell = 0, \dots, \frac{T_g}{T_c} - 1 \quad (4.8)$$

Ce qui correspond à un pic à l'instant τ (ce qui vérifie la propriété des séquences complémentaires de Golay (2.35)) :

$$\begin{cases} \rho_{\mathbf{e}^k \mathbf{s}^k}(\ell) = 0 & \text{pour } \ell \neq \frac{\tau}{T_c} \\ \rho_{\mathbf{e}^k \mathbf{s}^k}(\frac{\tau}{T_c}) = \sqrt{E} \end{cases} \quad (4.9)$$

où E est l'énergie du multipulse.

Pour pouvoir déterminer le retard τ , les signaux à la sortie des filtres adaptés sont d'abord retardés (alignés) puis sommés de manière non cohérente (en module). Dans un second temps, ils sont multiplexés à l'aide d'un commutateur qui est activé pendant une durée égale à $N(nT_c + T_g)$ pour chaque sortie k à partir de l'instant $\tau + (k-1)N(nT_c + T_g)$. Le signal résultant est ensuite échantillonné avec un pas de $N(nT_c + T_g)$ avant d'appliquer le périodigramme qui permet d'estimer la fréquence Doppler.

4.5.2 Exemple d'estimation de paramètres

Deux exemples de simulations sont donnés, le premier en utilisant les séquences d'une paire de Golay et le deuxième en utilisant un ensemble de Golay constitué de quatre séquences chacun d'eux dans une configuration multipulse pour un radar automobile fonctionnant à 77GHz. Les deux exemples vont illustrer les sorties des différents blocs récepteurs et l'estimation des paramètres. Ainsi, les paramètres de simulation sont les suivants :

- La longueur de chaque séquence est $n = 32$.
- Le temps chip est $T_c = \frac{1}{6}10^{-8}$ s ce qui revient à une bande passante de 600MHz.
- Les séquences sont séparées par un intervalle de garde de durée égale à $32T_c$.
- Le signal émis est constitué de $M = 32$ séquences (16 répétitions de la paire et 8 répétitions de l'ensemble de quatre).
- La cible est à une distance de 3,75m équivalente à $\tau = 15T_c$.
- La vitesse cible est de 288Km/h équivalente à la fréquence doppler $f_d = 41.06$ KHz.
- Simulation réalisée pour un rapport signal sur bruit de 10dB.

La partie réelle du signal à l'entrée du démultiplexeur est montrée dans la figure 4.7. Il s'agit du signal émis affecté par la fréquence Doppler et retardé en temps par τ . Nous avons à titre d'exemple tracé les parties réelles des signaux à l'entrée et à la sortie du premier, le milieu ($\frac{M}{4}$)th et le dernier filtre adapté dans la figure 4.8. De plus, nous avons

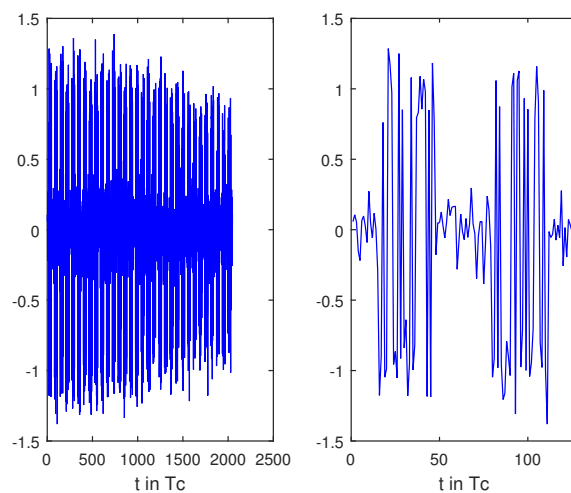


FIGURE 4.7 – Exemple de la partie réelle du signal à l'entrée du démultiplexeur et du zoom (à droite)

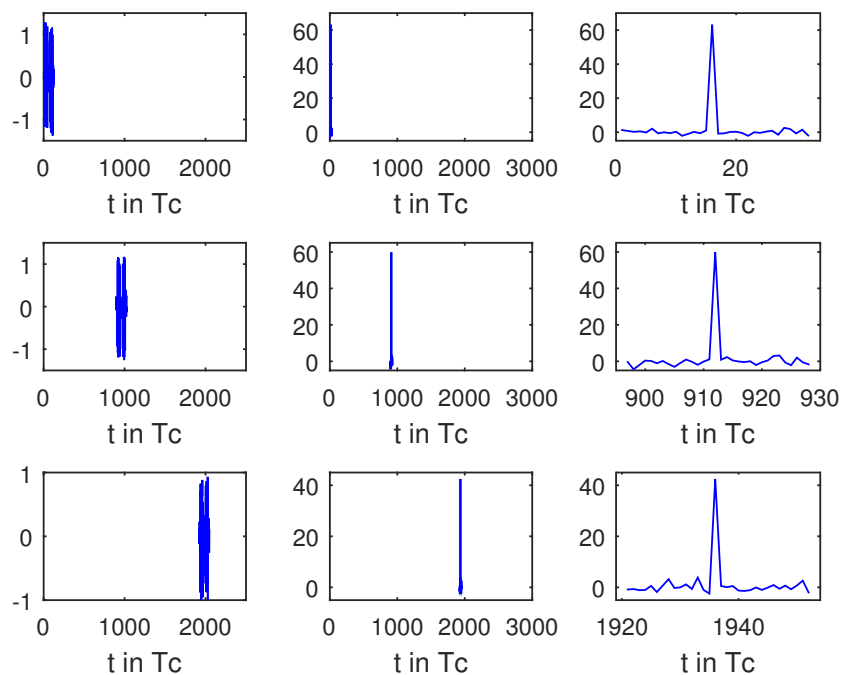


FIGURE 4.8 – Exemple de la partie réelle des signaux en entrée (première colonne) et de la sortie des filtres adaptés (deuxième colonne) et du zoom de la sortie (dernière colonne) pour la paire de Golay

tracé le zoom des signaux en sortie de ces filtres. Nous pouvons constater que les signaux résultants sont des pics d'amplitudes différentes.

La figure 4.9 présente la partie réelle de la somme de toutes les sorties alignées des filtres adaptés ce qui conduit à estimer le retard τ . La distance estimée pour cet exemple est de 3,75m. La partie réelle de la sortie de l'échantillonneur et la sortie du bloc FFT sont

tracées dans la figure 4.10. Le spectre de la figure 4.10 - (à droite) est calculé en utilisant l'opération du zéro padding vu que le nombre de points disponibles est limité dans cet exemple. On note que le spectre en sortie du bloc FFT est un pic qui correspond à une fréquence Doppler de $f_d = 41,06\text{KHz}$. Ainsi, la vitesse estimée pour cet exemple est de 288km/h .

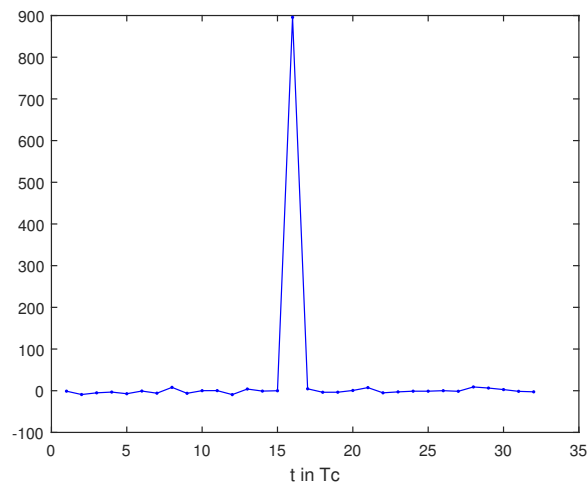


FIGURE 4.9 – Partie réelle de la somme de toutes les sorties alignées des filtres adaptés pour la paire de Golay

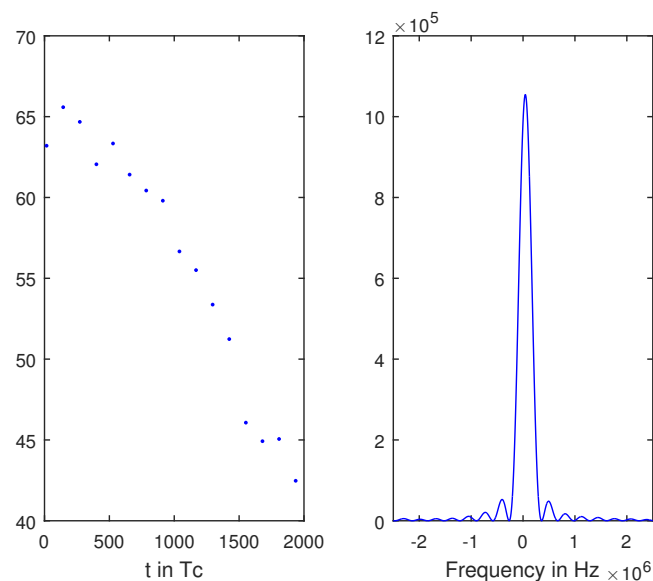


FIGURE 4.10 – Signaux à l'entrée (partie réelle du signal à la sortie de l'échantillonneur) (à gauche) et à la sortie (Spectre à la sortie du bloc FFT) du bloc FFT (à droite) pour la paire de Golay

Les figures 4.11, 4.12, 4.13 et 4.14 montrent les résultats qu'on peut obtenir pour l'ensemble de Golay. Comme on peut le voir, la distance et la vitesse sont bien estimées respectivement à $3,75\text{m}$ et 288km/h .

À noter que les exemples sont dimensionnés pour permettre à ce que l'entrée-sortie

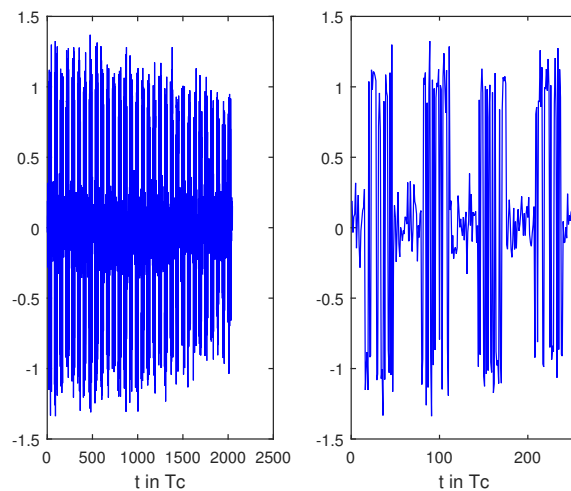


FIGURE 4.11 – Exemple de la partie réelle du signal à l'entrée du démultiplexeur et du zoom (à droite) de l'ensemble de Golay

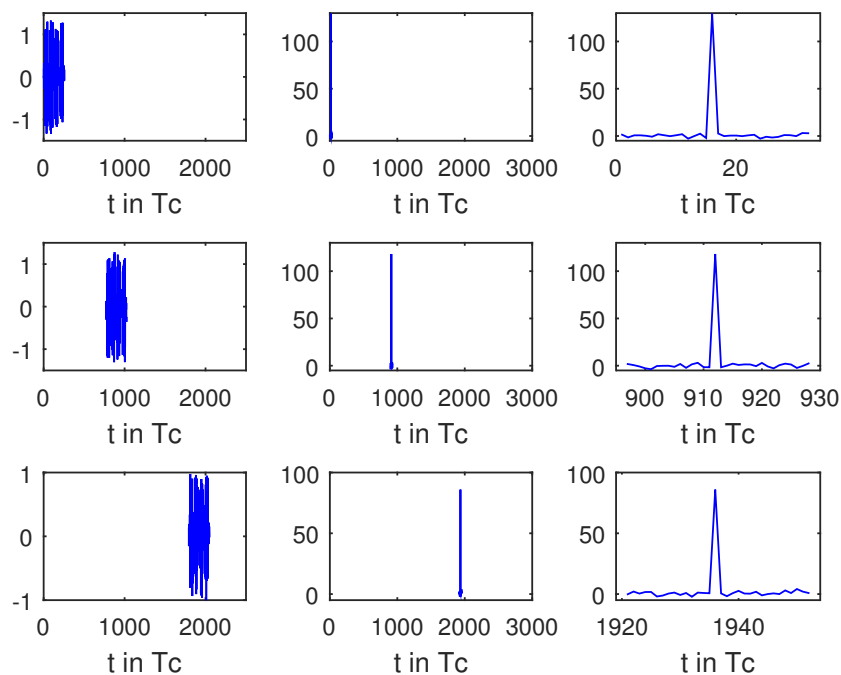


FIGURE 4.12 – Exemple de la partie réelle des signaux en entrée (première colonne) et de la sortie des filtres adaptés (deuxième colonne) et du zoom de la sortie (dernière colonne) de l'ensemble de Golay

des différents blocs du récepteur radar considérés soit clairement visualisée et ne sont pas optimisés. Dans les exemples, la mesure de la distance et de la vitesse ne reflète pas les capacités d'estimation qui peuvent être obtenues en utilisant la forme d'onde basée sur des séquences de Golay multipulse.

Dans ce qui suit, nous présenterons les résultats des simulations et les performances de

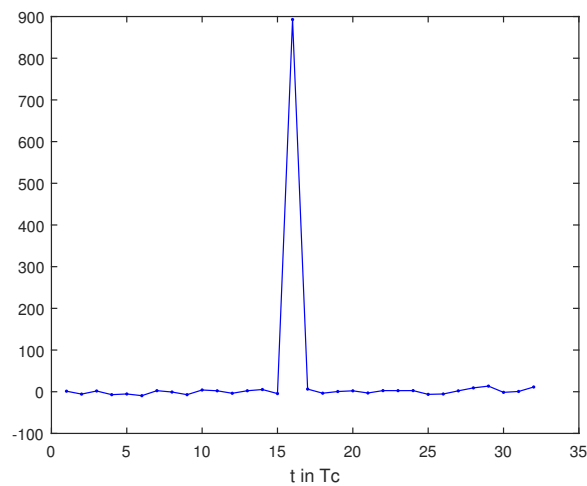


FIGURE 4.13 – Partie réelle de la somme de toutes les sorties alignées des filtres adaptés pour l'ensemble de Golay

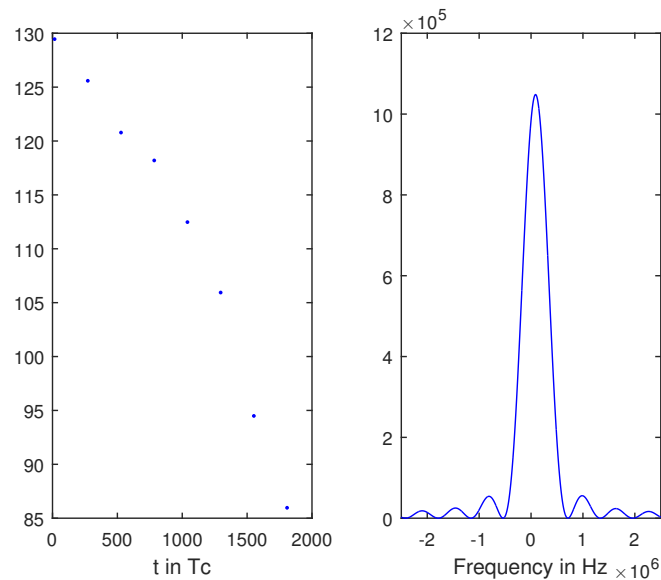


FIGURE 4.14 – Signaux à l'entrée (partie réelle du signal à la sortie de l'échantillonneur) (à gauche) et à la sortie (Spectre à la sortie du bloc FFT) du bloc FFT (à droite) pour l'ensemble de Golay

l'estimation de la distance et de la vitesse pour des exemples plus réalistes de forme d'onde pour une mise en œuvre pratique.

4.6 Analyse des performances

Dans cette section, nous analyserons les performances d'une forme d'onde plus réaliste basée sur les séquences de Golay avec et sans intervalle de garde. Ces séquences seront utilisées dans une configuration multipulse pour une mise en œuvre pratique.

Les simulations sont réalisées dans le cas d'un radar automobile fonctionnant à 77GHz ;

Deux exemples de simulations sont donnés, le premier en utilisant les séquences d'une paire de Golay de longueur $n = 1024$ et la deuxième en utilisant un ensemble de Golay constitué de quatre séquences de longueur $n = 512$ chacune. Pour les deux exemples :

- La durée d'un chip est égale à $T_c = \frac{1}{6}10^{-8}$ s ce qui correspond à une bande passante de 600MHz.
- La durée des intervalles de garde est $T_g = 800T_c$ ce qui correspond à une distance maximale mesurable de 200m.
- La durée totale du signal est fixée à 5,2ms.
- Le signal émis est composé de $M = 1712$ séquences pour le cas de la paire ($\frac{M}{2} = 856$ répétitions de la paire).
- Le signal émis est constitué de $M = 2380$ séquences pour le cas de l'ensemble de Golay ($M/4 = 595$ répétitions de l'ensemble).

Afin d'évaluer les performances de l'estimation de distance et de vitesse, nous utiliserons les mêmes séquences pour les séquences de Golay avec et sans intervalle de garde.

Prenons l'exemple d'une voiture avec :

$$\begin{cases} \text{Distance} & = 50m \\ \text{Vitesse} & = 288km/h. \end{cases}$$

Sur les figures 4.15 et 4.16, on présente les courbes de l'écart-type de la séquence de paires de Golay avec intervalle de garde et la séquence de paires de Golay concaténée, pour l'erreur d'estimation de la distance et de la vitesse, en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) variant entre -10dB et 40dB.

On voit que de bons résultats sont obtenus pour la séquence proposée avec intervalle de garde dans cet exemple de simulations. En effet, comme le montrent les figures 4.15 et 4.16, la mesure de distance et la vitesse sont respectivement correctement déterminées à partir de $\text{SNR} = 8\text{dB}$ et $\text{SNR} = 7\text{dB}$ pour la séquence proposée avec intervalle de garde et de $\text{SNR} = 13\text{dB}$ et $\text{SNR} = 11\text{dB}$ pour la séquence concaténée. Ainsi, l'utilisation des formes d'onde de paires de Golay avec intervalle de garde permet une bonne estimation de la cible pour une valeur de SNR moins que la séquence concaténée.

Les figures 4.17 et 4.18 montrent le type de résultat qu'on peut obtenir pour les ensembles de Golay. La mesure de distance et la vitesse sont correctement déterminées à partir de $\text{SNR} = 8\text{dB}$ pour la séquence proposée avec intervalle de garde et pour la séquence concaténée la mesure de distance et la vitesse sont correctement déterminées à partir de $\text{SNR} = 28\text{dB}$ et $\text{SNR} = 27\text{dB}$. Cela veut dire que l'utilisation des ensembles de Golay séparés par un intervalle de garde permet une estimation fiable de la distance et la vitesse pour des faibles valeurs de SNR en comparaison avec les séquences concaténées.

Afin d'obtenir une conclusion plus générale, nous considérons les 24 combinaisons (d, v) avec $d = 1, 50, 100, 150$ m et $v = -180, -60, 60, 180, 240, 360$ km/h (la vitesse est comptée positivement lorsque la cible approche). Les figures 4.19 et 4.20 montrent le maximum, le minimum et la moyenne de l'écart type pour la forme d'onde de la paire de Golay avec et sans intervalle de garde. Notez que dans les figures 4.19 et 4.20, le seuil de détection maximum est inférieur à 15dB (14dB pour l'estimation de distance et 13dB pour l'estimation de vitesse) et le seuil minimum atteint -8dB pour la paire de Golay proposée

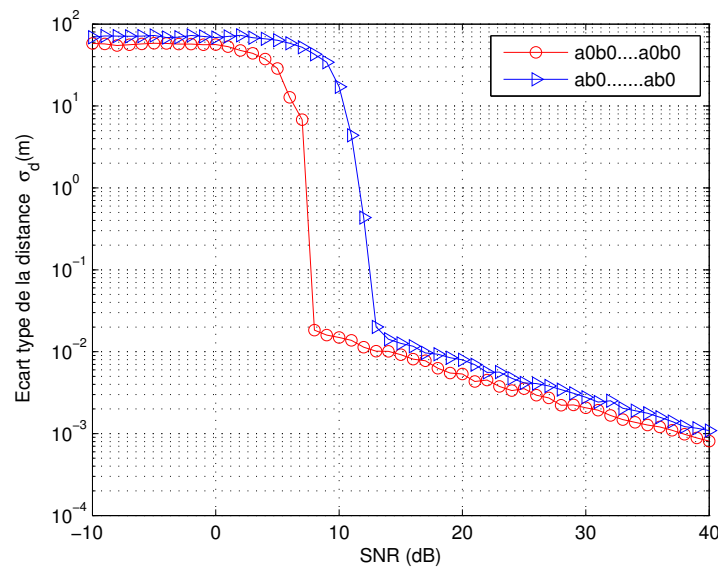


FIGURE 4.15 – La performance de distance en utilisant une paire de Golay avec et sans intervalle de garde en multipulses ($d = 50\text{m}$, $v = 288\text{km/h}$)

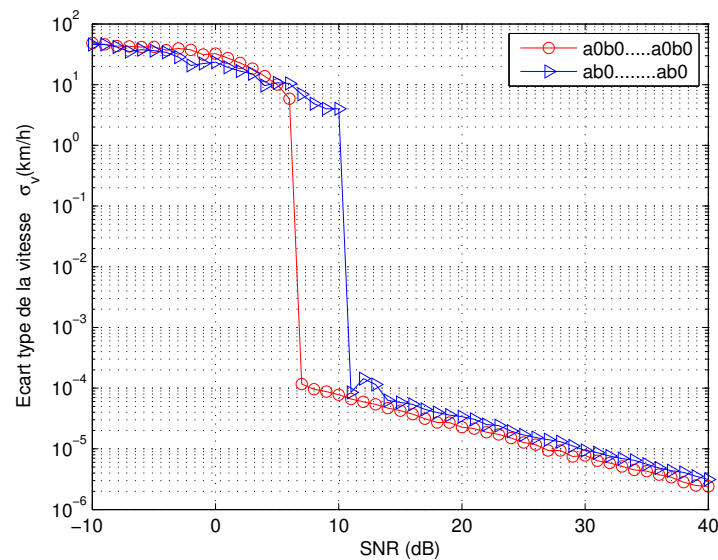


FIGURE 4.16 – La performance de vitesse en utilisant une paire de Golay avec et sans intervalle de garde en multipulses ($d = 50\text{m}$, $v = 288\text{km/h}$)

avec intervalle de garde. De plus, le seuil de détection maximum est supérieur à 15dB (20dB pour l'estimation de distance et 18dB pour l'estimation de vitesse) et le seuil minimum atteint -6dB pour la paire de Golay sans intervalle de garde. Ainsi, le seuil de détection correspond à la valeur du SNR lorsque l'écart type est inférieur à 1m pour l'estimation de la distance et à 1km/h pour l'estimation de la vitesse. En dessous du seuil, les performances sont très mauvaises. Ceci exprime le fait qu'aux faibles valeurs de SNR, on a de mauvaises détections.

Par conséquent, l'utilisation de la forme d'onde proposée telle que décrite dans ce

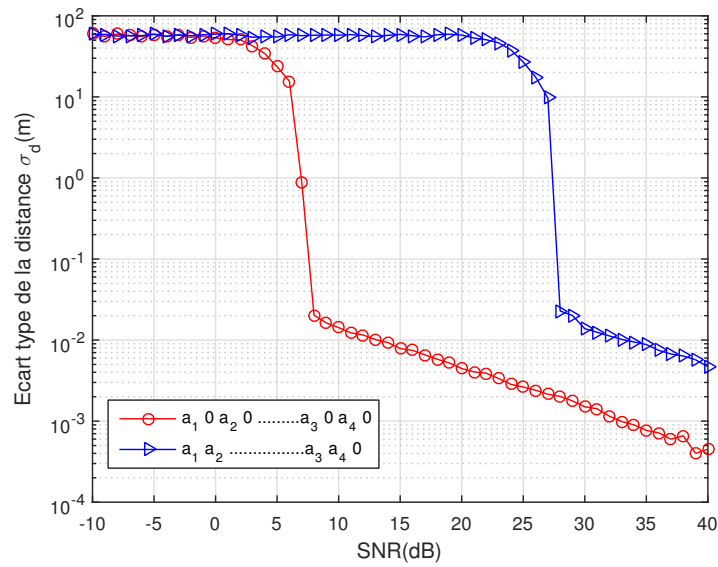


FIGURE 4.17 – La performance de la distance en utilisant ensemble de Golay avec et sans intervalle de garde en multipulses ($d = 50\text{m}$, $v = 288\text{km/h}$)

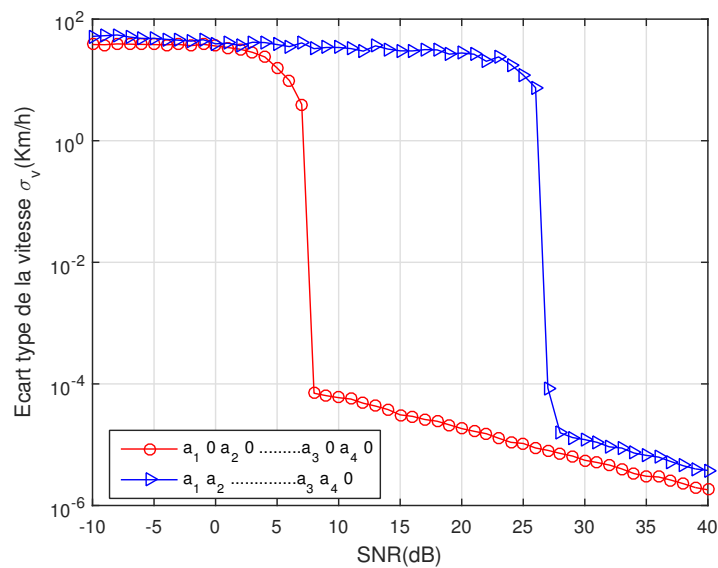


FIGURE 4.18 – La performance de la vitesse en utilisant ensemble de Golay avec et sans intervalle de garde en multipulses ($d = 50\text{m}$, $v = 288\text{km/h}$)

chapitre nous a permis d'obtenir de très bonnes performances en termes d'estimation de distance et de vitesse par rapport à la séquence concaténée.

Les figures 4.21 et 4.22 montrent les résultats obtenus pour l'ensemble de Golay. Le seuil de détection maximum est inférieur à 15dB (14dB pour l'estimation de distance et de vitesse) ainsi que le seuil minimum atteint -8dB pour l'ensemble de Golay avec intervalle de garde. Tandis que, le seuil de détection maximum est supérieur à 15dB (28dB pour l'estimation de distance et de vitesse) et le seuil minimum atteint -4dB pour l'ensemble de Golay sans intervalle de garde.

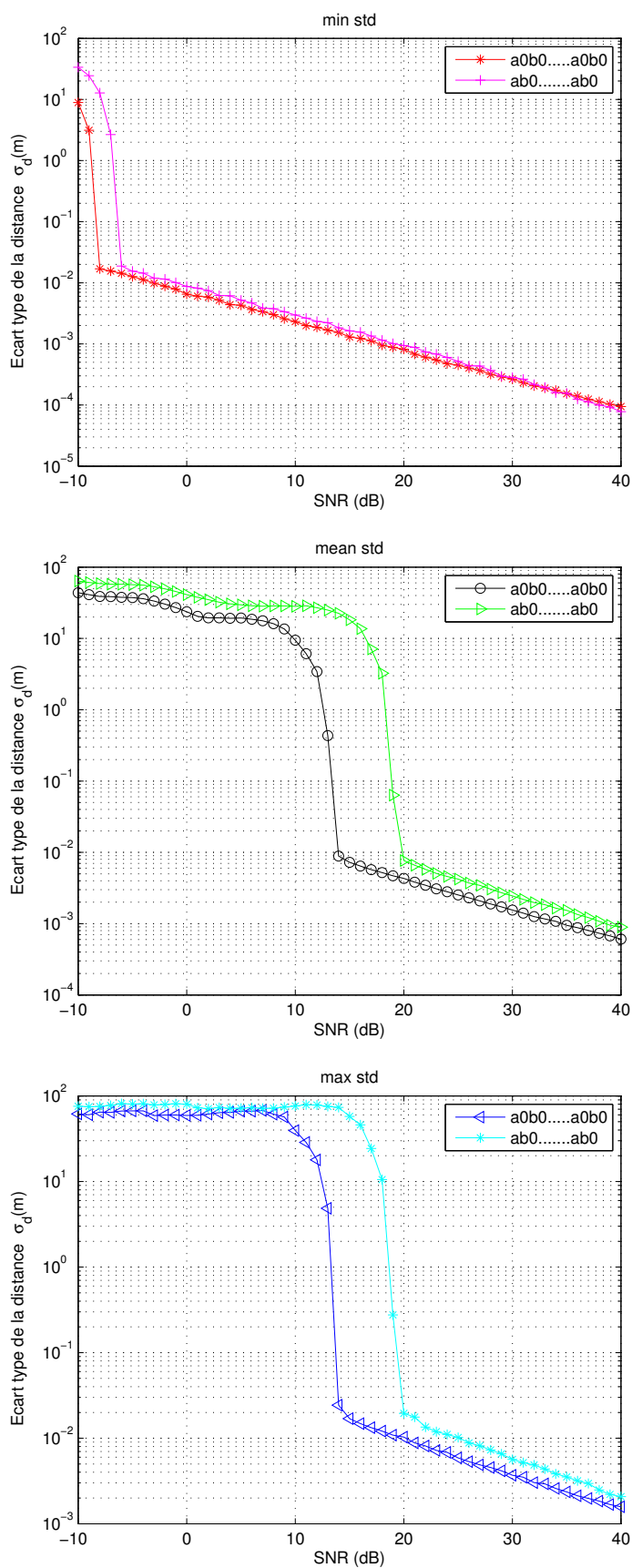


FIGURE 4.19 – Min, max et moy std de la distance en utilisant la paire de Golay avec et sans intervalle de garde pour les 24 combinaisons (d,v) avec $d = 1, 50, 100, 150$ m et $v = -180, -60, 60, 180, 240, 360$ km/h.

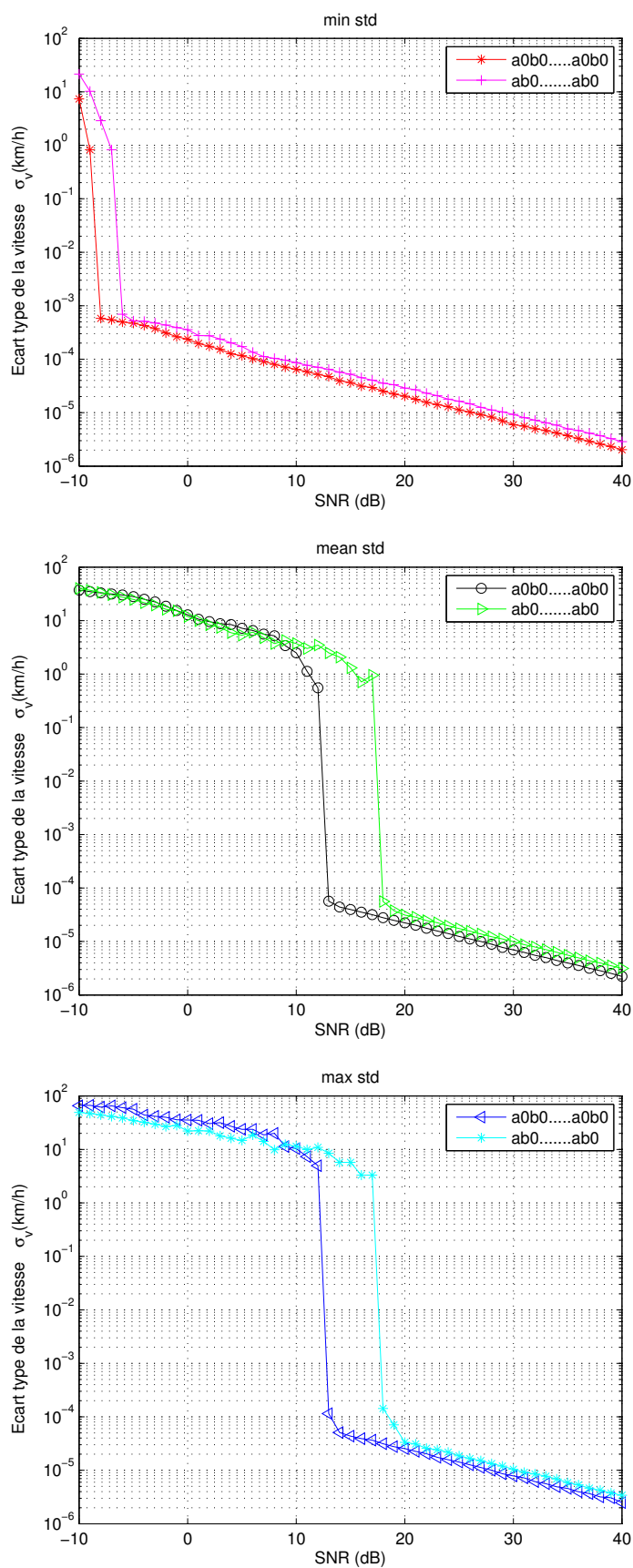


FIGURE 4.20 – Min, max et moy std de la vitesse en utilisant la paire de Golay avec et sans intervalle de garde pour les 24 combinaisons (d,v) avec $d = 1, 50, 100, 150$ m et $v = -180, -60, 60, 180, 240, 360$ km/h.

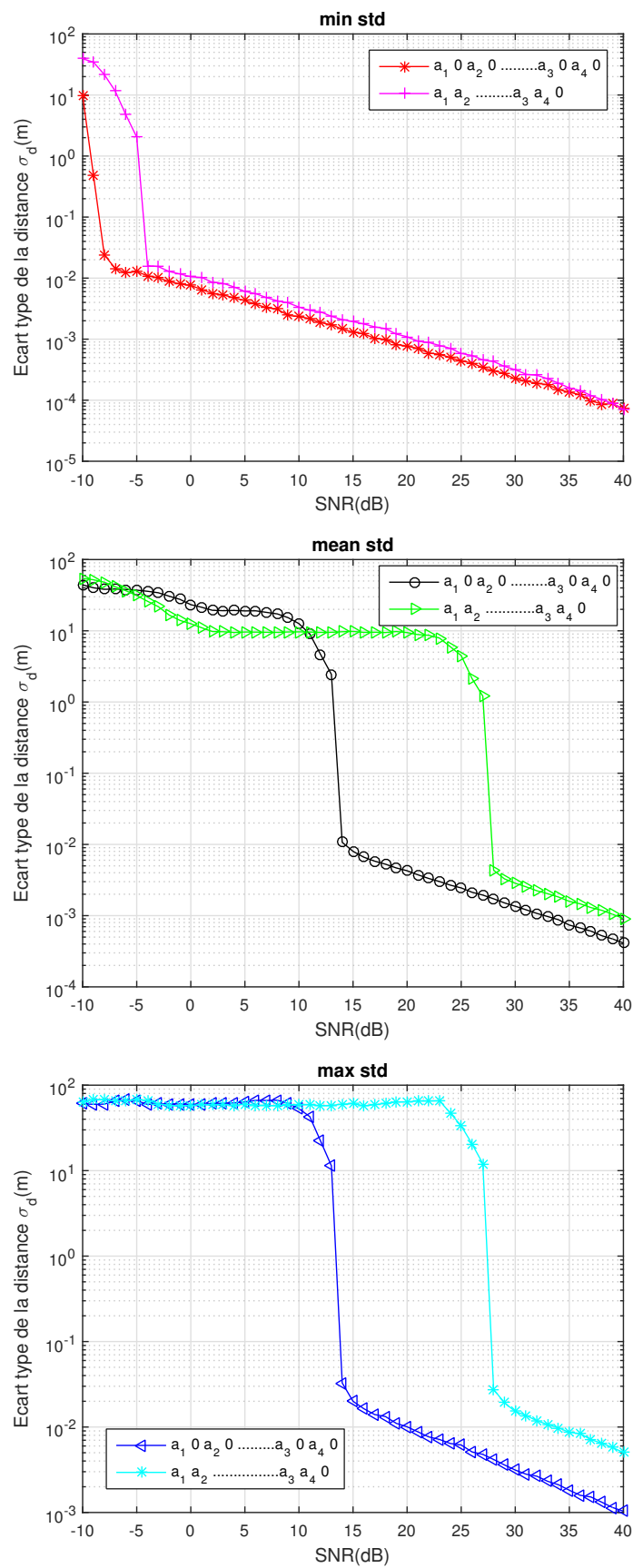


FIGURE 4.21 – Min, max and moy std de la distance en utilisant l'ensemble de Golay avec et sans intervalle de garde pour les 24 combinaisons (d,v) avec $d = 1, 50, 100, 150$ m et $v = -180, -60, 60, 180, 240, 360$ km/h.

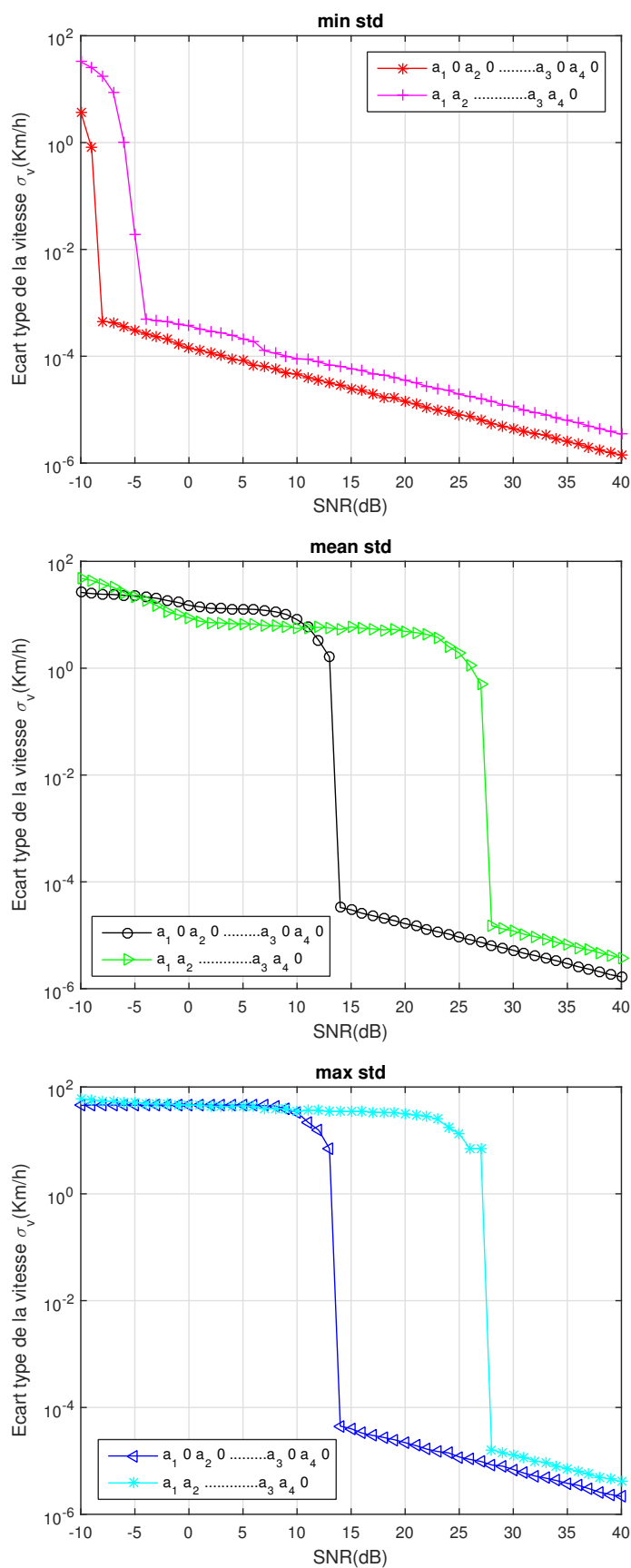


FIGURE 4.22 – Min, max and moy std de la vitesse en utilisant l'ensemble de Golay avec et sans intervalle de garde pour les 24 combinaisons (d,v) avec $d = 1, 50, 100, 150$ m et $v = -180, -60, 60, 180, 240, 360$ km/h.

Ainsi, l'utilisation des formes d'onde à base de paires, et plus généralement d'ensembles, de Golay séparées par un intervalle de garde dans une configuration multipulse tels qu'on l'a présenté dans ce chapitre permet une meilleure estimation des paramètres de cibles à des faibles valeurs du SNR. On constate que les performances de la forme d'onde de la paire sont légèrement meilleures que pour la forme d'onde de l'ensemble de Golay pour l'estimation de la vitesse (différence de 1dB). De plus, les performances des séquences avec un intervalle de garde sont beaucoup mieux que celles des séquences concaténées.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé de transmettre la nouvelle mise en forme de la forme d'onde des séquences de Golay en émission multipulse afin d'assurer des performances de détection et d'estimation satisfaisantes pour le radar automobile fonctionnant à 77GHz. Sur cette base, le schéma bloc du récepteur radar a été proposé pour ce type de forme d'onde ainsi que les entrées et les sorties de chaque bloc pour estimer la distance et la vitesse d'une cible. Par la suite, nous avons vérifié le bon comportement d'une telle forme d'onde par rapport à la forme d'onde des séquences de Golay concaténées en termes de variance des erreurs de position et de vitesse relative à la cible. Les résultats généraux de simulation des différents scénarios (combinaison de distance et vitesse) ont montré qu'une bonne estimation peut être effectuée à un seuil de SNR maximum inférieur à 15dB (14dB pour l'estimation de distance et 13dB pour l'estimation de vitesse pour la paire de Golay, et de 14dB pour l'estimation de la distance et la vitesse pour l'ensemble de Golay).

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif des travaux de recherche présentés dans ce manuscrit était l'étude du radar à compression d'impulsion, en considérant plus particulièrement les problèmes du choix de la forme d'onde et du traitement des signaux radar dans le contexte de l'aide à la conduite automobile. A cet effet, nous avons proposé une nouvelle mise en forme de paires, et plus généralement d'ensembles de Golay, qui consiste à l'insertion des intervalles de garde entre les séquences. Ensuite, nous avons appliqué des métaheuristiques algorithmes pour résoudre le problème des paires et ensembles de Golay à faibles lobes secondaires de la fonction d'ambiguïté. Au final, nous avons effectué des simulations sous Matlab pour étudier les performances de l'estimation des paramètres de position et de vitesse des cibles en utilisant la forme d'onde basée paires, et plus généralement ensembles, de Golay. Sur cette base, un schéma de réception radar a été proposé pour ce type de forme d'onde ainsi que l'entrée-sortie de chaque bloc.

Nous avons commencé ce manuscrit par décrire les différents capteurs de détection d'obstacles utilisés dans le domaine de l'aide à la conduite pour assurer la sécurité routière. Le système radar est considéré comme le meilleur capteur pour détecter les obstacles dans un environnement routier grâce à leurs bonnes performances en temps de pluie et de brouillard. Différents types de radar ont été introduits : radar à impulsions, radar à compression d'impulsions et à ondes continues. Nous nous sommes intéressés plus particulièrement au radar à compression d'impulsion. En effet, la compression d'impulsion est une technique radar qui permet d'atteindre une bonne résolution en distance sans pour autant nécessiter l'emploi d'un signal court de puissance crête élevée. Grâce à la modulation en phase par des codes de phase tels que les codes de Golay, ils présentent une fonction d'ambiguïté dont la forme est semblable à celle de la fonction d'ambiguïté idéale. Cette fonction possède un lobe principal au point d'origine d'amplitude égale à 1 et des lobes secondaires d'amplitudes faibles. De plus, ce type de capteur permet d'utiliser une faible puissance en émission, et en utilisant des codes orthogonaux, l'influence des interférences entre les différents utilisateurs est minimisée.

Par la suite, nous avons présenté différentes familles des codes de phase qui peuvent être intéressants pour le radar à compression d'impulsion. Nous nous sommes intéressés aux paires et ensembles de séquences complémentaires de Golay qui constituent des ensembles comportant de nombreux éléments dont la somme de leur corrélation s'annule en dehors du pic principal. L'un des avantages de ces séquences est qu'elles sont relativement faciles à mettre en œuvre (avec des valeurs réelles et d'amplitude constante). Nous avons proposé

ensuite une nouvelle mise en forme des séquences de Golay qui consiste à l'insertion d'un intervalle de garde entre les séquences. Cette proposition nous a permis d'obtenir une autocorrélation de type de l'impulsion de Dirac ce qui est très intéressant dans l'application radar. Nous avons également montré le bon comportement de notre proposition en terme du rejet des lobes secondaires (SL_r) par rapport aux séquences concaténées dans le contexte des radars d'aide à la conduite automobile. De plus, nous avons vérifié qu'on peut trouver, après un certain nombre de tirages aléatoires (typiquement moins d'une vingtaine), des paires et des ensembles de Golay dont leurs utilisations dans une configuration "multipulse" fournissent des niveaux de lobes secondaires allant jusqu'à l'ordre -61dB.

Dans le chapitre 3, nous avons proposé de résoudre le problème d'optimisation des séquences de Golay à faible fonction d'ambiguïté que nous avons défini précédemment que ça soit pour les paires ou les ensembles. À notre connaissance, ce problème n'a pas été traité auparavant. Il est rassurant de noter que sa résolution permet d'obtenir des séquences dont la fonction d'ambiguïté affiche l'aspect souhaité. On a tout d'abord déterminé les deux paramètres qui influencent la construction des paires de Golay. Ensuite, nous avons appliqué le recuit simulé (SA) et l'algorithme génétique (GA) pour trouver les valeurs des paramètres conduisant à des paires de Golay avec faible valeur de SL_r . Les résultats de l'optimisation ont démontré l'efficacité et la capacité des deux algorithmes à résoudre ce genre de problème pour différentes longueurs. De plus, on a constaté que SA est légèrement meilleur que GA. Par la suite, nous avons appliqué SA, qui a prouvé son efficacité pour résoudre ce type de problème, dans le cas de l'ensemble de Golay. Tout d'abord, nous avons déterminé les quatre paramètres qui influencent la construction des séquences d'ensemble de Golay qui, parmi eux, permettent de déterminer les arêtes qui relient les différents nœuds du graphe ainsi que le nœud supprimé. Ensuite, nous avons adapté l'algorithme SA pour trouver les paramètres conduisant à un ensemble de Golay avec un SL_r minimum que possible. Les résultats de la simulation ont démontré l'efficacité et la capacité de SA à améliorer le SL_r avec un gain pouvant atteindre 20 dB.

Nous nous sommes intéressés ensuite, dans le chapitre 4, à l'utilisation des paires et ensembles de Golay dans une configuration "multipulse" pour le cas d'un radar automobile fonctionnant à 77GHz. Sur cette base, le schéma bloc du récepteur radar a été proposé pour ce type de forme d'onde ainsi que les entrées et les sorties de chaque bloc pour l'estimation de la distance et la vitesse d'une cible. Par la suite, nous avons vérifié le bon comportement de la forme d'onde des séquences de Golay séparées par un intervalle de garde par rapport à la forme d'onde des séquences de Golay concaténées en termes de variance des erreurs de position et de vitesse relative à la cible. Les résultats généraux de simulation des différents scénarios (combinaison de distance et vitesse) ont montré qu'une bonne estimation peut être effectuée à un seuil de SNR maximum inférieur à 15 dB (14 dB pour l'estimation de distance et 13 dB pour l'estimation de vitesse pour la paire de Golay, et de 14 dB pour l'estimation de la distance et la vitesse pour l'ensemble de Golay).

Dans le cadre des futurs travaux, il semble intéressant de rechercher des familles avec de bonnes propriétés en termes de fonction d'ambiguïté et d'inter-ambiguïté. Comme il serait aussi intéressant d'utiliser les formes d'ondes proposées dans des systèmes radars multiutilisateurs aussi bien que dans des systèmes radars de type MIMO (Multiple Input Multiple Output). Dans ces systèmes, les formes d'ondes affectées aux différentes antennes doivent avoir un minimum d'intercorrélacion ou minimum d'inter-ambiguïté. Ceci peut être vérifié par des calculs de fonctions d'ambiguïté MIMO.

Une autre extension du travail pourra porter sur l'utilisation des bornes de Cramer-rao et de barankin pour l'estimation des paramètres de la cible. Ainsi, la comparaison des seuils

de détection fournie par ces bornes va permettre d'avoir une idée des puissances à mettre en jeu pour une forme d'onde.

Enfin, une mise en œuvre des travaux menés dans la thèse sur des plateformes de type FPGA (Field-Programmable Gate Array) peut être envisagée, afin de valider les méthodes proposées et évaluer leur réelle complexité.

- [1] R. M. Davis, R. L. Fante, and R. P. Perry, "Phase-coded waveforms for radar," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 43, no. 1, pp. 401–408, 2007.
- [2] J. Jedwab, "A survey of the merit factor problem for binary sequences," in *International Conference on Sequences and Their Applications*, pp. 30–55, Springer, 2004.
- [3] M. Golay, "Complementary series," *IRE transactions on information theory*, vol. 7, no. 2, pp. 82–87, 1961.
- [4] J.-L. Bruyelle, *Conception et réalisation d'un dispositif de prise de vue stéréoscopique linéaire : Application à la détection d'obstacles à l'avant des véhicules routiers*. PhD thesis, Lille 1, 1994.
- [5] J.-C. Burie, *Mise en correspondance d'images linéaires stéréoscopiques : application à la détection d'obstacles à l'avant des véhicules routiers*. PhD thesis, Lille 1, 1995.
- [6] A. Chebira, *Détection d'obstacles en temps réel par reconstruction de l'environnement 2d à partir de capteurs infrarouges id : modélisation capteur et scène, représentation d'imprécisions et incertitudes par des modèles probalistes et flous*. PhD thesis, Paris 11, 1994.
- [7] A. P. Cracknell, *Advanced very high resolution radiometer AVHRR*. CRC Press, 1997.
- [8] F. Nashashibi and M. Devy, "3-d incremental modeling and robot localization in a structured environment using a laser range finder," in *[1993] Proceedings IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 20–27, IEEE, 1993.
- [9] J. M. Payne, "An optical distance measuring instrument," *Review of Scientific Instruments*, vol. 44, no. 3, pp. 304–306, 1973.
- [10] M. Xie, L. Trassoudaine, J. Alizon, and J. Gallice, "Road obstacle detection and tracking by an active and intelligent sensing strategy," *Machine Vision and Applications*, vol. 7, no. 3, pp. 165–177, 1994.
- [11] J. A. Hancock, "Laser intensity-based obstacle detection and tracking," tech. rep., Carnegie Mellon University, 1999.
- [12] M. I. Skolnik, *Radar handbook*. McGraw-Hill Education, 2008.

- [13] A. Glisson, "Aspects of modern radar, edited by eli brookner," *IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter*, vol. 31, no. 4, pp. 30–31, 1989.
- [14] M. Kolawole, *Radar systems, peak detection and tracking*. Elsevier, 2003.
- [15] A. Menhaj, *Etude de systèmes anti-collision basés sur les techniques radar pour véhicules routiers*. PhD thesis, 1996.
- [16] P. Peebles Jr and A. Green Jr, "On performance of a linear fm radar at 35 ghz," 1982.
- [17] R. T. Lawner, P. F. Blanchard, and S. P. Gogineni, "Coherent fm-cw millimeter-wave radar systems for radar cross-section measurements," in *6th IEEE Conference Record., Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pp. 357–360, IEEE, 1989.
- [18] G. Le Foll, P. Larzabal, H. Clergeot, and M. Petitdidier, "A new parametric approach for wind profiling with doppler radar," *Radio Science*, vol. 32, no. 4, pp. 1391–1408, 1997.
- [19] D. K. Barton and S. A. Leonov, *Radar technology encyclopedia*. Artech house, 1998.
- [20] J. Aziz, *Etude d'un radar à modulation de fréquence pour la détection d'obstacles*. PhD thesis, thèse de doctorat, 1982.
- [21] A. G. Stove, "Linear fmcw radar techniques," in *IEE Proceedings F (Radar and Signal Processing)*, vol. 139, pp. 343–350, IET, 1992.
- [22] J. Assaad, A. Menhaj, J. M. Rouvaen, C. Bruneel, and P. Deloof, "Signal processing study for an fm cw collision avoidance radar system," *Signal processing*, vol. 61, no. 1, pp. 83–88, 1997.
- [23] M. I. Skolnik *et al.*, *Introduction to radar systems*, vol. 3. McGraw-hill New York, 1962.
- [24] M. H. Carpentier, *Radars : bases modernes*. Masson, 1981.
- [25] L. Guosui, G. Hong, and S. Weimin, "Development of random signal radars," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 35, no. 3, pp. 770–777, 1999.
- [26] D. Cailleu, *Contribution à l'élaboration et à la réalisation de têtes d'émission-réception en structure quasi-optique, en gamme millimétrique*. PhD thesis, Lille 1, 1995.
- [27] M. G. Hussain and M. J. Yedlin, "Active-array beamforming for ultra-wideband impulse radar," in *Record of the IEEE 2000 International Radar Conference [Cat. No. 00CH37037]*, pp. 267–272, IEEE, 2000.
- [28] L. Sakkila, *Etude et implémentation d'un radar ultra large bande pour la détection et la reconnaissance d'obstacles en milieu routier*. PhD thesis, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, 2009.
- [29] H. Brunzell, "Feature set selection for impulse radar based landmine detection," in *IGARSS 2000. IEEE 2000 International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Taking the Pulse of the Planet : The Role of Remote Sensing in Managing the Environment. Proceedings (Cat. No. 00CH37120)*, vol. 1, pp. 23–25, IEEE, 2000.

- [30] C. Cook, *Radar signals : An introduction to theory and application*. Elsevier, 2012.
- [31] C. F. Le, *Principles of radar and sonar signal processing*. Artech House, 2002.
- [32] T. Collins and P. Atkins, “Nonlinear frequency modulation chirps for active sonar,” *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, vol. 146, no. 6, pp. 312–316, 1999.
- [33] A. Farina, *Optimised radar processors*. No. 1, IET, 1987.
- [34] B. R. Mahafza, *Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB Third Edition*. CRC press, 2013.
- [35] F. De Coulon, *Théorie et traitement des signaux*, vol. 6. PPUR Presses polytechniques, 1998.
- [36] J. Zaidouni, *Traitement en temps réel de signaux radar appliqués aux transports terrestres*. PhD thesis, Valenciennes, 2008.
- [37] A. Blanc-Lapierre and B. PICINBONO, “Propriétés statistiques du bruit de fond, 1961,” *RB Blackmann, JW Tuckey. Measurement of power spectra, Dover Publication*.
- [38] B. Frémont, *Etude et réalisation d’un système radar coopératif destiné aux systèmes de transport guidés*. PhD thesis, Valenciennes, 2003.
- [39] P. M. Woodward, *Probability and information theory, with applications to radar : international series of monographs on electronics and instrumentation*, vol. 3. Elsevier, 2014.
- [40] J. Darricau, *Physique et théorie du radar : Concepts de traitement du signal*. Sodipe, 1994.
- [41] J.-M. Colin, *Le radar : théorie et pratique*. Ellipses, 2002.
- [42] R. M. Bassem and Z. E. Atef, “Matlab simulations for radar systems design,” *ed : CRC Press, USA*, 2004.
- [43] N. Levanon and E. Mozeson, *Radar signals*. John Wiley & Sons, 2004.
- [44] B. R. Mahafza, *Radar signal analysis and processing using MATLAB*. CRC Press, 2016.
- [45] J. P. Costas, “A study of a class of detection waveforms having nearly ideal range—doppler ambiguity properties,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 72, no. 8, pp. 996–1009, 1984.
- [46] M. Golay, “A class of finite binary sequences with alternate auto-correlation values equal to zero (corresp.),” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 18, no. 3, pp. 449–450, 1972.
- [47] R. Zamir and S. Shamai, “Nested linear/lattice codes for wyner-ziv encoding,” in *1998 Information Theory Workshop (Cat. No. 98EX131)*, pp. 92–93, IEEE, 1998.
- [48] F. E. Nathanson, “Radar design principles,” *Signal processing and the environment*, 1990.

- [49] D. V. Sarwate and M. B. Pursley, "Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences," *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, no. 5, pp. 593–619, 1980.
- [50] R. Barker, "Group synchronizing of binary digital sequences," *Communication theory*, 1953.
- [51] P. B. Rapajic and R. A. Kennedy, "Merit factor based comparison of new polyphase sequences," *IEEE Communications Letters*, vol. 2, no. 10, pp. 269–270, 1998.
- [52] B. Lewis and F. Kretschmer, "A new class of polyphase pulse compression codes and techniques," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, no. 3, pp. 364–372, 1981.
- [53] D. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties (corresp.)," *IEEE Transactions on information theory*, vol. 18, no. 4, pp. 531–532, 1972.
- [54] R. Calderbank, S. D. Howard, and B. Moran, "Waveform diversity in radar signal processing," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 26, no. 1, pp. 32–41, 2009.
- [55] M. J. Golay, "Static multislit spectrometry and its application to the panoramic display of infrared spectra," *JOSA*, vol. 41, no. 7, pp. 468–472, 1951.
- [56] N. Ohyama, T. Honda, and J. Tsujiuchi, "An advanced coded imaging without side lobes," *Optics Communications*, vol. 27, no. 3, pp. 339–344, 1978.
- [57] M. Nazarathy, S. A. Newton, R. Giffard, D. Moberly, F. Sischka, W. Trutna, and S. Foster, "Real-time long range complementary correlation optical time domain reflectometer," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 7, no. 1, pp. 24–38, 1989.
- [58] A. Nowicki, W. Secomski, J. Litniewski, I. Trots, and P. Lewin, "On the application of signal compression using golay's codes sequences in ultrasound diagnostic," *Archives of Acoustics*, vol. 28, no. 4, 2003.
- [59] J. A. Davis and J. Jedwab, "Peak-to-mean power control in ofdm, golay complementary sequences, and reed-muller codes," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 7, pp. 2397–2417, 1999.
- [60] B. M. Popovic, "Synthesis of power efficient multitone signals with flat amplitude spectrum," *IEEE transactions on Communications*, vol. 39, no. 7, pp. 1031–1033, 1991.
- [61] M. J. Golay, "Multi-slit spectrometry," *JOSA*, vol. 39, no. 6, pp. 437–444, 1949.
- [62] E. Kalashnikov, "An introduction to golay complementary sequences," *Eureka*, vol. 4, no. 1, pp. 40–48, 2014.
- [63] M. G. Parker, K. G. Paterson, and C. Tellambura, "Golay complementary sequences," *Wiley encyclopedia of telecommunications*, 2003.
- [64] R. Sivaswamy, "Multiphase complementary codes," *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 24, no. 5, pp. 546–552, 1978.
- [65] S. Budišin, "New complementary pairs of sequences," *Electronics Letters*, vol. 26, no. 13, pp. 881–883, 1990.

- [66] C.-C. Tseng and C. Liu, "Complementary sets of sequences," *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 18, no. 5, pp. 644–652, 1972.
- [67] K. G. Paterson, "Generalized reed-muller codes and power control in ofdm modulation," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, no. 1, pp. 104–120, 2000.
- [68] K. Farnane, K. Minaoui, A. Rouijel, and D. Aboutajdine, "Analysis of the ambiguity function for phase-coded waveforms," in *Proceedings of IEEE/ACS International Conference on Computer Systems and Applications, AICCSA*, 2016.
- [69] K. Farnane and K. Minaoui, "Optimization of a new Golay sequences shaping for low sidelobe radar ambiguity function," *Signal, Image and Video Processing*, 2019.
- [70] K. Farnane and K. Minaoui, "Sidelobe improvement of golay set sequences by using sa for radar applications," *Electronics Letters*, vol. 56, no. 22, pp. 1197–1200, 2020.
- [71] G. Beenker, T. Claasen, and P. Hermens, "Binary sequences with a maximally flat amplitude spectrum," *Philips Journal of Research*, vol. 40, no. 5, pp. 289–304, 1985.
- [72] I. Pasha, P. Moharir, and N. S. Rao, "Bi-alphabetic pulse compression radar signal design," *Sadhana*, vol. 25, no. 5, pp. 481–488, 2000.
- [73] T. Høholdt, "The merit factor problem for binary sequences," in *International Symposium on Applied Algebra, Algebraic Algorithms, and Error-Correcting Codes*, pp. 51–59, Springer, 2006.
- [74] I. H. Osman and G. Laporte, "Metaheuristics : A bibliography," 1996.
- [75] J. Bernasconi, "Low autocorrelation binary sequences : statistical mechanics and configuration space analysis," *Journal de Physique*, vol. 48, no. 4, pp. 559–567, 1987.
- [76] M. Golay, "The merit factor of long low autocorrelation binary sequences (corresp.)," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 28, no. 3, pp. 543–549, 1982.
- [77] C. De Groot, D. Würtz, and K. H. Hoffmann, "Low autocorrelation binary sequences : Exact enumeration and optimization by evolutionary strategies," *Optimization*, vol. 23, no. 4, pp. 369–384, 1992.
- [78] B. Militzer, M. Zamparelli, and D. Beule, "Evolutionary search for low autocorrelated binary sequences," *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 2, no. 1, pp. 34–39, 1998.
- [79] H. Muhlenbein, "Asynchronous parallel search by the parallel genetic algorithm," in *Proceedings of the Third IEEE Symposium on Parallel and Distributed Processing*, pp. 526–533, IEEE, 1991.
- [80] Q. Wang, "Optimization by simulating molecular evolution," *Biological Cybernetics*, vol. 57, no. 1, pp. 95–101, 1987.
- [81] I. Dotú and P. Van Hentenryck, "A note on low autocorrelation binary sequences," in *International Conference on Principles and Practice of Constraint Programming*, pp. 685–689, Springer, 2006.
- [82] S. Halim, R. H. Yap, and F. Halim, "Engineering stochastic local search for the low autocorrelation binary sequence problem," in *International Conference on Principles and Practice of Constraint Programming*, pp. 640–645, Springer, 2008.

- [83] L. Huliannytskyi and V. Sokol, "Effective energy recomputation for low autocorrelation binary sequence problem," *Information Theories and Applications*, vol. 18, no. 4, pp. 344–357, 1993.
- [84] J. E. Gallardo, C. Cotta, and A. J. Fernández, "Finding low autocorrelation binary sequences with memetic algorithms," *Applied Soft Computing*, vol. 9, no. 4, pp. 1252–1262, 2009.
- [85] F. Brglez, X. Y. Li, M. Stallman, and B. Miltzer, "Reliable cost predictions for finding optimal solutions to labs problem : Evolutionary and alternative algorithms," in *Fifth International Workshop on Frontiers in Evolutionary Algorithms, Cary, NC, USA*, 2003.
- [86] K. Farnane, K. Minaoui, and D. Aboutajdine, "Local search algorithm for low autocorrelation binary sequences," in *Proceedings of the 2018 International Conference on Optimization and Applications, ICOA 2018*, 2018.
- [87] S. Prestwich, "Exploiting relaxation in local search for labs," *Annals of Operations Research*, vol. 156, no. 1, pp. 129–141, 2007.
- [88] M. A. Nasrabadi and M. H. Bastani, "A new approach for long low autocorrelation binary sequence problem using genetic algorithm," in *2006 CIE International Conference on Radar*, pp. 1–3, IEEE, 2006.
- [89] N. Metropolis, A. W. Rosenbluth, M. N. Rosenbluth, A. H. Teller, and E. Teller, "Equation of state calculations by fast computing machines," *The journal of chemical physics*, vol. 21, no. 6, pp. 1087–1092, 1953.
- [90] S. Kirkpatrick, C. D. Gelatt, and M. P. Vecchi, "Optimization by simulated annealing," *science*, vol. 220, no. 4598, pp. 671–680, 1983.
- [91] V. Černý, "Thermodynamical approach to the traveling salesman problem : An efficient simulation algorithm," *Journal of optimization theory and applications*, vol. 45, no. 1, pp. 41–51, 1985.
- [92] J. H. Holland *et al.*, *Adaptation in natural and artificial systems : an introductory analysis with applications to biology, control, and artificial intelligence*. MIT press, 1992.
- [93] D. E. Goldberg, "Genetic algorithms in search, optimization, and machine learning," *Addion wesley*, vol. 1989, no. 102, p. 36, 1989.
- [94] B. Bhanu, S. Lee, and J. Ming, "Adaptive image segmentation using a genetic algorithm," *IEEE Transactions on systems, man, and cybernetics*, vol. 25, no. 12, pp. 1543–1567, 1995.
- [95] D. E. Goldberg and K. Deb, "A comparative analysis of selection schemes used in genetic algorithms," in *Foundations of genetic algorithms*, vol. 1, pp. 69–93, Elsevier, 1991.
- [96] T. Blickle and L. Thiele, "A comparison of selection schemes used in evolutionary algorithms," *Evolutionary Computation*, vol. 4, no. 4, pp. 361–394, 1996.

- [97] P. Larranaga, C. M. H. Kuijpers, R. H. Murga, I. Inza, and S. Dizdarevic, "Genetic algorithms for the travelling salesman problem : A review of representations and operators," *Artificial Intelligence Review*, vol. 13, no. 2, pp. 129–170, 1999.
- [98] K. Farnane and K. Minaoui, "Golay pairs waveform for automotive radar target parameters estimation," *Signal, Image and Video Processing*, vol. 15, no. 6, pp. 1231–1238, 2021.
- [99] Y. David, "Recherches allemandes sur les radars de prévention de collision," *Recherche transports*, no. 1, pp. 44–49, 1984.
- [100] A. Menhaj, P. Deloof, J. Assaad, and J.-M. Rouvaen, "Des systèmes radar dédiés à l'anticollision," *Recherche-Transports-Sécurité*, vol. 62, pp. 24–33, 1999.
- [101] S. D. Howard, A. R. Calderbank, and W. Moran, "A simple signal processing architecture for instantaneous radar polarimetry," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 53, no. 4, pp. 1282–1289, 2007.
- [102] K. Harman and B. Hodgins, "The next generation of guidar technology," in *38th Annual 2004 International Carnahan Conference on Security Technology, 2004.*, pp. 169–176, IEEE, 2004.
- [103] J. Zhu, X. Wang, X. Huang, S. Suvorova, and B. Moran, "Golay complementary waveforms in reed–müller sequences for radar detection of nonzero doppler targets," *Sensors*, vol. 18, no. 1, p. 192, 2018.
- [104] P. Pace and C. Ng, "Costas cw frequency hopping radar waveform : peak sidelobe improvement using golay complementary sequences," *Electronics letters*, vol. 46, no. 2, pp. 169–170, 2010.
- [105] J. Li, Y. Liu, H. Xu, B. Wang, L. Liu, and X. Chen, "A high signal–noise ratio uwb radar for buried pipe location using golay complementary sequences," *Applied Sciences*, vol. 9, no. 23, p. 5090, 2019.
- [106] A. V. Alejos, D. Muhammad, and H. U. R. Mohammed, "Ground penetration radar using golay sequences," in *2007 IEEE Region 5 Technical Conference*, pp. 318–321, IEEE, 2007.
- [107] K. Yan, S. Wu, S. Ye, and G. Fang, "A novel wireless-netted uwb life-detection radar system for quasi-static person sensing," *Applied Sciences*, vol. 11, no. 1, p. 424, 2021.
- [108] D. Judson and A. A. Raj, "Performance of multicarrier complementary-coded cdma under frequency-selective nakagami-m fading channels," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2016, no. 1, pp. 1–9, 2016.
- [109] S. W. Golomb and G. Gong, *Signal design for good correlation : for wireless communication, cryptography, and radar*. Cambridge University Press, 2005.
- [110] A. J. Menezes, P. C. Van Oorschot, and S. A. Vanstone, *Handbook of applied cryptography*. CRC press, 2018.

ANNEXE A

CALCUL DE LA FONCTION D'AMBIGUÏTÉ D'UNE IMPULSION MODULÉE EN PHASE

Considérons une impulsion rectangulaire de durée τ' . Cette impulsion est divisée en n bits de durée identique $\Delta\tau = \tau'/n$ et chaque bit est codé par une phase différente. L'enveloppe complexe de l'impulsion modulée en phase est donnée par [43] :

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{\tau'}} \sum_{i=1}^n a_i \text{Rect} \left[\frac{t - (i-1)\Delta\tau}{\Delta\tau} \right] \quad (\text{A.1})$$

où $a_i = e^{j\phi_i}$ et ϕ_i est la phase associée au bit d'indice i .

On calcule le produit suivant dans le cas général :

$$\begin{aligned} s(t)s^*(t) &= \frac{1}{\tau'} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_i a_j^* \text{Rect} \left[\frac{t - (i-1)\Delta\tau}{\Delta\tau} \right] \text{Rect} \left[\frac{t - (j-1)\Delta\tau}{\Delta\tau} \right] \\ &= \frac{1}{\tau'} \sum_{i=1}^n \left\{ \text{Rect} \left[\frac{t - (i-1)\Delta\tau}{\Delta\tau} \right] |a_i| \right\}^2 \\ &\quad \cdot \sum_{\substack{i=1 \\ j \neq i}}^n \sum_{j=1}^n a_i a_j^* \text{Rect} \left[\frac{t - (i-1)\Delta\tau}{\Delta\tau} \right] \text{Rect} \left[\frac{t - (j-1)\Delta\tau}{\Delta\tau} \right] \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Le terme de droite est nulle. En effet, quand $j \neq i$ les fonctions Rect sont décalées d'un entier multiplié par leur durées, $(j-i)\Delta\tau$, alors leurs produits sont nuls et la somme sur j et i est nulle. On a $(\text{Rect}(\frac{t}{T}))^2 = \text{Rect}(\frac{t}{T})$ (puisque la fonction Rect est égale à 1 dans l'intervalle $[0, T]$ et nulle ailleurs).

Puisque : $a_i a_i^* = |a_i|^2 = 1$, alors on a :

$$\begin{aligned} s(t)s^*(t) &= \frac{1}{\sqrt{\tau'}} \sum_{i=1}^n \text{Rect} \left[\frac{t - (i-1)\Delta\tau}{\Delta\tau} \right] \\ &= \frac{1}{\tau'} \text{Rect} \left[\frac{t}{\tau'} \right] \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

On peut écrire :

$$\begin{aligned}
\chi(0, f_D) &= \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)s^*(t) \exp(j2\pi f_D t) dt \\
&= \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\tau'} \text{Rect}\left[\frac{t}{\tau'}\right] \exp(j2\pi f_D t) dt \\
&= \frac{1}{\tau'} \int_0^{\tau'} \exp(j2\pi f_D t) dt \\
&= \frac{1}{j2\pi f_D \tau'} \exp(j\pi f_D \tau') (\exp(j\pi f_D \tau') - \exp(-j\pi f_D \tau')) \\
&= \frac{1}{j2\pi f_D \tau'} \exp(j\pi f_D \tau') \cdot 2j \cdot \sin(\pi f_D \tau') \\
&= \exp(j\pi f_D \tau') \cdot \text{sinc}(f_D \tau')
\end{aligned} \tag{A.4}$$

Donc on a :

$$|\chi(0, f_D)|^2 = |\text{sinc}(f_D \tau')|^2 \tag{A.5}$$

Avec le codage en phase, l'ambiguïté en fréquence n'est pas changé. Il n'y a pas d'ambiguïté si est seulement si la différence des fréquences de Doppler de deux cibles proches est supérieur à $1/\tau'$. Quelque soit le code utilisé, cette remarque reste vraie.

Pour tout code, la coupe selon le plan vertical $f_D = 0 (|\chi(\tau, 0)|^2)$ n'a pas une expression explicite. Elle change selon le code utilisé et sa longueur.

Un registre à décalage à rétroaction linéaire (LFSR :Linear Feedback Shift Register) est un système générant une suite binaire pseudo-aléatoire à partir d'un registre et d'une fonction de rétroaction. Il est utilisé dans plusieurs applications par exemple dans les systèmes de communications pour la génération des codes de synchronisation ou d'embrouillage (scrambling) de signaux, des codes d'étalement dans les systèmes CDMA [109], des clés dans les crypto-systèmes [110], etc.

B.1 Représentation matricielle d'un LFSR

Comme nous l'avons vu au chapitre 2, chaque état du registre à n étages est un vecteur de l'espace à n dimensions F^n (où $F = \text{CG}(q)$). Par conséquent, le registre à décalage est un opérateur linéaire, qui change l'état actuel du registre à l'état suivant en appliquant une fonction de rétroaction. En d'autres termes, la transformation de toute séquence non nulle de l'état

$$(a_k, a_{k+1}, \dots, a_{k+n-1}) \quad (\text{B.1})$$

à l'état suivant

$$(a_{k+1}, a_{k+2}, \dots, a_{k+n}) \quad (\text{B.2})$$

peut être considérée comme un opérateur linéaire dans F^n . Comme il est connu, les opérateurs linéaires opérant dans un espace à n dimensions peuvent être représentés par une matrice de taille $n \times n$. nous savons que

$$a_{k+1} = c_0 a_k + c_1 a_{k+1} + \dots + c_{n-1} a_{k+n-1}, \quad k \geq 0 \quad (\text{B.3})$$

La matrice représentative du registre à décalage prend donc la forme suivante

$$M = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & c_0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & c_1 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & c_2 \\ & & \vdots & & & \\ 0 & 0 & & \dots & 1 & c_{n-1} \end{pmatrix},$$

et nous avons

$$\begin{aligned}
(a_{k+1}, a_{k+2}, \dots, a_{k+n}) &= (a_k, a_{k+1}, \dots, a_{k+n-1})M \\
&= (a_{k-1}, a_{k-2}, \dots, a_{k+n-2})M^2 \\
&= \dots \\
&= (a_0, a_1, \dots, a_{n-1})M^{k+1}
\end{aligned}$$

Le polynôme caractéristique de la matrice M est donné par

$$\begin{aligned}
f(x) &= \det|xI - M| \\
&= \begin{vmatrix} x & 0 & 0 & \dots & 0 & c_0 \\ -1 & x & 0 & \dots & 0 & c_1 \\ 0 & -1 & x & \dots & 0 & c_2 \\ & & & \vdots & & \\ 0 & 0 & & \dots & -1 & x - c_{n-1} \end{vmatrix} \\
&= x^n - c_{n-1}x^{n-1} - \dots - c_1x - c_0
\end{aligned}$$

Notez que le polynôme caractéristique $f(x)$ de M est le même que le polynôme générateur de LFSR.

B.2 Représentation par la fonction Trace

Considérons un polynôme irréductible $f(x) = x^n + c_{n-1}x^{n-1} + \dots + c_0$ dans $CG(q^n)$, α est une racine de $f(x)$, si est seulement si, $\alpha^n + c_{n-1}\alpha^{n-1} + \dots + c_0 = 0$. Alors nous pouvons construire un corps fini $CG(q^n)$, où $f(x)$ est utilisé comme polynôme générateur.

Théorème B.1 (*Représentation par la fonction Trace*) Pour toute séquence $\mathbf{a} = \{a_i\}$ produite par un LFSR, il existe un élément $\beta \in CG(q^n)$ tel que

$$a_i = \text{Tr}(\beta\alpha^i), \quad \forall i \geq 0. \quad (\text{B.4})$$

L'équation B.4 est la représentation Trace de la séquence produite par LFSR.

D'après le théorème, le corollaire suivant est immédiat

Corollaire B.1 Une séquence \mathbf{a} dans $CG(q)$ est appelé une m -séquence de période q^{n-1} si est seulement si ses éléments peuvent être exprimés par

$$a_i = \text{Tr}(\beta\alpha^i), \quad i \geq 0, \quad 0 \neq \beta \in CG(q^n), \quad (\text{B.5})$$

où α est un élément primitif dans $CG(q^n)$.

Résumé

Cette thèse vise à contribuer à l'étude du radar à compression d'impulsion, en considérant plus particulièrement les problèmes du choix de la forme d'onde et du traitement des signaux radar pour des applications relatives à l'aide à la conduite automobile. Notre contribution s'est développée selon trois axes majeurs. Dans le premier axe, nous avons proposé une nouvelle mise en forme de paires, et plus généralement d'ensembles de Golay, ayant un facteur de mérite égal à l'infini. Par la suite, on a montré ses bonnes performances au niveau de rejet des lobes secondaires de leur fonction d'ambiguïté. Plus précisément, on a vérifié qu'une très bonne réjection de ses lobes secondaires est assurée par l'émission "multipulse" des séquences de Golay. Le deuxième axe est consacré à l'utilisation des métaheuristiques algorithmes pour résoudre le problème des paires et ensembles de Golay à faible lobes secondaires de la fonction d'ambiguïté. Pour cela, on a déterminé les paramètres à optimiser pour les paires ainsi que les ensembles de Golay. La résolution de ce problème nous a permis de trouver des séquences avantageuses. Le dernier axe développée dans cette thèse consiste à étudier les performances de l'estimation des paramètres de position et de vitesse des cibles en utilisant la forme d'onde basée paires, et plus généralement ensembles, de Golay. Sur cette base, un schéma de réception radar a été proposé pour ce type de forme d'onde ainsi que l'entrée-sortie de chaque bloc. Les simulations réalisées sous Matlab ont montré qu'une très bonne estimation des paramètres de distance et de vitesse est réalisée pour un seuil inférieur à 15 dB pour différents scénarios des vitesses et positions. Ainsi, le rapport signal à bruit en dessous de ce seuil ne permet plus une détection efficace des cibles.

Mots- clés : Formes d'ondes radar, compression d'impulsion, codes de phase, fonction d'ambiguïté, filtre adapté, optimisation, estimation des paramètres.

Abstract

This thesis aims to contribute to the study of pulse compression radar, more particularly by considering the problems of the choice of the waveform and the radar signals processing for applications relating to driving assistance. Our contribution has developed along three major axes. In the first axis, we have proposed a new shaping of pairs, and more generally of Golay sets, having a merit factor equal to infinity. Subsequently, its good performance was shown in terms of rejection of the secondary lobes of their ambiguity function. More precisely, it has been verified that very good rejection of its secondary lobes is ensured by the "multipulse" emission of the Golay sequences. The second axis is devoted to the use of metaheuristic algorithms to solve the problem of pairs and sets of Golay with low sidelobes of the ambiguity function. For this, we determined the parameters to be optimized for the pairs as well as the Golay sets. Solving this problem allowed us to find advantageous sequences. The last axis developed in this thesis consists in studying the performance of the estimation of the position and velocity of targets using the waveform based pairs, and more generally sets, of Golay. In this basis, a radar reception diagram has been proposed for this type of waveform as well as the input-output of each block. The simulations carried out using Matlab have shown that a very good estimation of the distance and velocity is carried out for a threshold lower than 15 dB for different scenarios of velocities and positions. Thus, the signal to noise ratio below this threshold does not allow effective detection of targets.

Key Words : Radar waveforms, pulse compression, phase codes, ambiguity function, adapted filter, optimization, parameter estimation.