

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA

Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'Aéronautique

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur
d'état en Aéronautique

Spécialité : Navigation Aérienne
Option : Installation

Etude et évaluation de la fonction d'ambiguïté
d'un code de Gold

Par

Taiba Mohamed

Promoteur :

M. BENACHENHOU Kamel

Blida, juin 2007

ملخص

في هذا العمل سنقدم فكرة عامة عن الرادار، ثم سنقوم بدراسة دالة الالتباس لعدة إشارات مثل الموجة النابضة مستطيلة الشكل و سلسلة من الموجات النابضة المترابطة. وقمنا أيضا بمحاكاة هذه الدالة لإشارة مشفرة الصفحة، وبشكل رئيسي تشفير GOLD. لاحقا سنستعمل النتائج التي حصلنا عليها للتعرف على عائلة من الشفرة تمتلك خصائص مميزة من جهة الارتباط الذاتي، والارتباط المتداخل، والالتباس المتداخل والمفيدة بدورها في الرادار.

RESUME

Dans ce travail nous allons présenter une idée générale sur le fonctionnement d'un RADAR, puis nous présentons la fonction d'ambiguïté de plusieurs signaux comme l'impulsion rectangulaire et le train d'impulsion. Nous avons aussi simulé cette fonction pour un signal codé en phase par différents codes, principalement les codes de Gold. On a utilisé les résultats obtenus afin d'identifier une famille de codes possédant des caractéristiques d'autocorrélation, intercorrélation et interambiguïté très utile dans le RADAR.

ABSTRACT

In this work we will present a general idea about RADAR, after that we will study the ambiguity function of different signal like rectangular pulse and coherent pulse train. Also we have simulated this function for phase coded signal, mainly Gold codes. Then we will use the founded results to identify a family of codes that has very distinctive characteristics for autocorrelation, intercorrelation, and interambiguity which are very useful for radar system.

REMERCIEMENTS

Je tiens à témoigner ma profonde gratitude envers mon promoteur Monsieur BENACHENHOU, Chargé de Cours au département d'Aéronautique de l'Université de Blida, pour tous ses conseils éclairés et sa large expérience scientifique dans le domaine de traitement du signal radar, ont permis l'aboutissement de ce travail.

Je tiens à remercier messieurs les enseignants qui font partie des membres du jury de ma soutenance.

J'aime aussi remercier chaleureusement mes amies en Algérie Hassan, Lyes, Khalil, Sofiane, Shakib.

En fin, que tous ceux ou celles qui m'ont appêté leur soutien et leur amitié tout au long de ce travail ; trouvent ici l'expression de mes remerciements les plus sincères.

TAJBA MOHAMED

Dédicace

Cette thèse est dédiée à ma mère, qui m'a toujours poussé et motivé dans mes études. Sans elle, je n'aurais certainement pas fait d'études longues. Cette thèse représente donc l'aboutissement du soutien et des encouragements qu'elle m'a prodigués tout au long de ma scolarité. Qu'elle en soit remerciée par cette trop modeste dédicace.

Je dédie aussi cette thèse à mon très cher frère ALI qui m'a aidé le plus et qu'était toujours à côté de moi dans le meilleur et dans le pire.

Et cette thèse est aussi dédiée à ma sœur ASIA, mon petit frère HAYDAR, beau-frère Mustafa et tout la famille.

SOMMAIRE

RESUME

REMERCIEMENTS

TABLE DES MATIERES

Liste des illustrations, graphique et tableaux

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I

Généralité sur le système RADAR

I-1 Introduction	05
I.2 Généralité sur les systèmes RADAR	05
I.2.1- Radar de veille	06
I.2.2- Radar de poursuite	06
I.2.3- Radars à balayage électronique	06
I.3 Principe de fonctionnement	08
I.3.1 Mesure de la distance	09
I.3.2 Mesure des angles	09
I.3.3 Mesure de la vitesse.	10
I.4 Architecture d'un RADAR	13
I.4.1 L'Antenne	14
I.4.2 Le Duplexeur.	14
I.4.3 L'Émetteur	15
I.4.4 Le Modulateur	15
I.4.5 Le Récepteur	16
I.4.6 Le Synchronisateur	16
I.4.7 Traitement et Visualisation des informations	16
I.5 Classification Des RADAR	17
I.5.1 Radar panoramique	17
I.5.2 Radar Volumétrique	22

I.5.3 Radars à exploration conique	24
I.5.4 Radars d'atterrissage	25
I.5.5 Radars aéroportés	27

CHAPITRE II

La fonction d'ambiguïté

II-1 Introduction	30
II.2- Filtre Adapté	31
II.3- La Fonction D'Ambiguïté	34
II.3.1- La fonction d'ambiguïté d'une impulsion	34
II.3.2- Etude du diagramme d'ambiguïté	36
II.3.3- Pouvoir de résolution	37
II.3.4- Cohérence temporelle	39
II.3.5- Cohérence spectrale	39
II.3.6- La fonction d'ambiguïté d'un train d'impulsion	41

CHAPITRE III

La fonction d'ambiguïté d'un signal codé en code de Gold

III.1- INTRODUCTION	47
III.2- Fonction d'ambiguïté d'un code BARKER	47
III.2.1-code de BARKER B_4	51
III.2.2-code de BARKER B_{13}	53
III.3- Fonction d'ambiguïté d'un code PRN	55
III.3.1- Génération de Code PRN (MLS)	56
III.3.2- Caractéristique polynomiales de Code PRN (MLS)	58
III.4- LES CODES DE GOLD	63
III.4.1- La génération du code de GOLD	63
III.4.2- Propriétés de corrélation des codes GOLD	65

III.5- Notre code proposé pour le système radar	68
III.6- Simulation	69
III.7- Fonction d'interambiguïté	77
III.8- Conclusion	83

Conclusion Générale

Bibliographie

LISTE DES ILLUSTRATIONS GRAPHIQUES

Figure I-1 : Propagation du signal radar	08
Figure I-2 : Paramètres de l'effet Doppler	11
Figure I-3 : Diagramme fonctionnel type d'un radar	13
Figure I-4 : Diagramme en site d'un radar panoramique	18
Figure I-5 : Synoptique d'un radar	20
Figure I-6 : Radars à faisceaux étagés	23
Figure I-7 : Radar à exploration conique (antenne et visualisation)	25
Figure I-8 : Radar GCA	26
Figure II-1 : Réponse impulsionnelle du filtre adapté	33
Figure II-2 : Schéma de principe d'un corrélateur	33
Figure II-3 : Impulsion rectangulaire de durée T_i	34
Figure II-4 : diagramme d'ambiguïté d'une impulsion	36
Figure II-5 : fonction d'ambiguïté comparé au seuil de décision z_0	37
Figure II-6 : Coupe horizontale de la fonction d'ambiguïté au niveau du seuil de décision.	38
Figure II-7 : Cohérence temporelle d'une impulsion	39
Figure II-8 : Cohérence spectrale d'une impulsion temporelle	40
Figure II-9 : Diagramme d'ambiguïté pour un traitement effectué sur une seule impulsion	41
Figure II-10 : Contour plot pour diagramme d'ambiguïté	44
Figure II-11 : Diagramme d'ambiguïté pour un train d'impulsion $N=5$, $T_i = 0.2$ s, $T_r = 1$ s	44
Figure III-1 : Code de BARKER De Longueur 7	47
Figure III-2 : Fonction d'auto-corrélation d'un code BARKER B_{13}	49
Figure III-3 : Code de BARKER combiné B_{54}	50
Figure III-4 : cohérence temporelle d'un code de BARKER B_{54}	50
Figure III-5 : fonction d'ambiguïté du code de Barker B_4	51
Figure III-6 : Cohérence temporelle du code de Barker B_4	52
Figure III-7 : cohérence fréquentielle du code de Barker B_4	52
Figure III-8 : fonction d'ambiguïté du code de Barker B_{13}	53
Figure III-9 : Cohérence temporelle du code de Barker B_{13}	54

Figure III-10 : cohérence fréquentielle du code de Barker B_{13}	54
Figure III-11 : Auto-corrélation d'un code PRN de longueur L	55
Figure III-12 : générateur à 4 étage avec $L = 15$ et retour (3-4)	56
Figure III-13 : générateur à 7 étages avec une contre réaction (3,7)	57
Figure III-14 : générateur à 7 étages avec une contre réaction (5,7)	57
Figure III-15 : Générateur avec $x^6 + x^5 + 1$	58
Figure III-16 : Générateur avec $x^5 + x^3 + 1$	59
Figure III-17 : Corrélacion du code PRN de longueur 31	60
Figure III-18 : fonction d'ambiguïté du code PRN de longueur 31	60
Figure III-19 : Cohérence temporelle du code PRN de longueur 31	61
Figure III-20 : Cohérence fréquentielle du code PRN de longueur 31	61
Figure III-21 : Schéma synoptique d'un générateur du code de Gold	63
Figure III-22 : Fonction d'autocorrélation d'un code de Gold1	66
Figure III-23 : Fonction d'autocorrélation d'un code PRN1	66
Figure III-24 : Intercorrélation d'un code PRN1 et PRN2	67
Figure III-25 : Intercorrélation d'un code PRN1 et PRN2	67
Figure III-26 : Schéma Synoptique du générateur du code à 7 étages	68
Figure III-27 : Corrélacion du code à combinaison $7 \oplus 5$	70
Figure III-28 : Fonction d'ambiguïté du code à combinaison $7 \oplus 5$	70
Figure III-29 : Cohérence temporelle du code à combinaison $7 \oplus 5$	71
Figure III-30 : Cohérence fréquentielle du code à combinaison $7 \oplus 5$	71
Figure III-31 : autocorrélation du code à combinaison $6 \oplus 4$	72
Figure III-32 : Fonction d'ambiguïté du code à combinaison $6 \oplus 4$	73
Figure III-33 : Cohérence temporelle du code à combinaison $6 \oplus 4$	73
Figure III-34 : Cohérence fréquentielle du code à combinaison $6 \oplus 4$	74
Figure III-35 : autocorrélation du code à combinaison $7 \oplus 6$	74
Figure III-36 : fonction d'ambiguïté du code à combinaison $7 \oplus 6$	75
Figure III-37 : Cohérence temporelle du code à combinaison $7 \oplus 6$	75
Figure III-38 : Cohérence fréquentielle du code à combinaison $7 \oplus 6$	76
Figure III-39 : Intercorrélation des deux codes des combinaisons $7 \oplus 6$ et $7 \oplus 5$	77
Figure III-40 : Interambiguïté des deux codes des combinaisons $7 \oplus 6$ et $7 \oplus 5$	78
Figure III-41 : fonction d'ambiguïté du code à combinaison $7 \oplus 6$	80
Figure III-42 : Interambiguïté des deux codes des combinaisons $7 \oplus 6$ et $7 \oplus 3$	80

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I-1 : les fréquences utilisées en radar	28
Tableau III-1 : Code de BARKER	48
Tableau III-2 : différentes combinaison à Séquence Maximale	62
Tableau III-3 : Les différentes combinaisons spécifiques pour chaque PRN	64
Tableau III-4 : Les différentes combinaisons spécifiques pour notre code	82

INTRODUCTION GENERALE

Dans les problèmes d'identification de cibles mobiles par radar ou sonar actif, on s'intéresse à la répartition des points brillants (réflecteurs du signal émis) dans le plan (retard, Doppler). Ces points brillants permettent de caractériser et de classer la cible étudiée.

Afin d'obtenir une bonne résolution combinée en retard et en Doppler, on doit utiliser des signaux 'performants'. Ces signaux sont dits résolvents en retard et Doppler et doivent présenter une fonction d'ambiguïté proche d'un dirac dans le plan (retard, Doppler).

L'objectif de cette étude est de mettre en évidence au moyen de simulations sous matlab l'influence du codage de phase d'un signal radar sur la fonction d'ambiguïté. Cette fonction permet de déterminer quel est le signal utile émis le plus adapté pour améliorer les spécifications du radar souhaitées, qui se résume en un compromis entre la précision de la vitesse et de la distance de la cible détectée. Pour cela on propose essentiellement de présenter plusieurs classes de signaux et leurs fonctions d'ambiguïté associées, on analyse les signaux à modulation binaire de phase codés par un code de BARKER puis par des codes PRN, ces derniers sont réputés à fonction d'ambiguïté 'optimale'. Puis nous proposons un nouveau code...

L'organisation de ce travail est donc la suivante :

- ✓ Le chapitre I présente des généralités sur le système radar.
- ✓ Dans le chapitre II, après un rappel sur la fonction d'ambiguïté on présente plusieurs signaux étudiés. On s'intéresse particulièrement à un seul impulsion puis un train d'impulsion, conduisent à de moins bons résultats au niveau de la fonction d'ambiguïté.
- ✓ Le chapitre III, est consacré à l'étude des signaux codé en phase, après le code de BARKER, on présente le code PRN puis on propose un nouveau code dérivé de

fameux code de GOLD on présente également, diverses variantes originales et encore améliorées de ces classes de signaux. On s'intéresse pour chaque code aux propriétés de corrélation et sa fonction d'ambiguïté ainsi que le rapport entre le lobe principal et le lobe secondaire le plus important de cette fonction. On s'intéresse également à la fonction d'interambiguïté



Chapitre I

Généralités

I.1- INTRODUCTION :

Dans ce chapitre nous allons présenter une idée générale sur le système radar, définition, principe de base de fonctionnement tout en détaillant les composants des différents étages qui constituent le RADAR.

En suite nous allons classifier les RADAR selon la manière dont ils explorent l'espace à l'aide de leur antenne.

I.2- GENERALITES SUR LES SYSTEMES RADAR :

Le Radar s'est imposé comme le capteur universel dans le domaine de la surveillance aérienne, les systèmes d'armes, la météorologie etc..... En effet, il a trouvé sa première application dans le domaine militaire en tant que moyen de détection des avions et navires ennemis. Il est bien connu qu'une détection au temps importun des forces et moyens ennemis constitue une des conditions du succès dans le combat. Il est utile de rappeler qu'avant l'apparition des systèmes radar, la détection s'effectuait principalement à l'aide des méthodes optiques et acoustiques ; pour la détection nocturne des objectifs, nous nous servions de projecteurs. Nous pouvons distinguer trois catégories de systèmes de détection

- les stations radars terrestres (fixes ou mobiles),
- les stations aéroportées,
- les stations embarquées sur des navires

Dans les radars terrestres, leurs missions sont la détection, le guidage et la conduite de tir d'artillerie. Pour les radars qui sont montés à bord d'avions, ils ont pour missions de faire la détection et le pointage, (station d'interception), la vision de tir, la télémétrie et la surveillance. En ce qui concerne les radars embarqués sur des navires, ils ont pratiquement les mêmes missions que ceux du terrestre.

A ces catégories on associe plusieurs types de radars tels que :

I.2.1- Radar de veille :

Un radar de veille utilise une antenne qui tourne régulièrement autour d'un axe vertical et illumine à un instant donné un dièdre d'arête verticale, c'est-à-dire une faible zone en azimut autour de l'antenne, ce qui permet de mesurer l'azimut des objectifs détectés. La distance (radiale) des objectifs étant également mesurée, on en déduit la position horizontale d'un objectif, c'est-à-dire la position géographique du point à la verticale duquel il se trouve. Les objectifs sont alors " visualisés " sur un écran circulaire de télévision, sous forme de points lumineux dont l'emplacement correspond à la position horizontale des objectifs (le radar étant situé au centre de l'écran, par exemple). Certains de ces radars sont assez perfectionnés pour mesurer également l'altitude des objectifs : on les désigne alors sous le nom de radars de veille tridimensionnels.

I.2.2- Radar de poursuite :

Un radar de poursuite utilise une antenne qui illumine à un instant donné une très faible zone de l'espace autour d'un axe qui peut, par des mouvements appropriés de l'antenne, être dirigé vers n'importe quel point de l'espace. Cet appareil est équipé de servomécanismes qui lui permettent de maintenir l'axe de l'antenne dans la direction d'un objectif donné et donc de suivre (de " poursuivre ") cet objectif quels que soient les mouvements de celui-ci. On connaît ainsi en permanence, à la sortie du radar, la position de l'objectif. De tels systèmes sont utilisés pour poursuivre les missiles lancés des champs de tirs et, dans les applications militaires, pour " s'accrocher " à un avion hostile et guider les canons de défense antiaérienne ou les missiles envoyés pour le détruire.

I.2.3- Radars à balayage électronique :

Pour choisir la zone éclairée par l'antenne d'un radar classique, il faut la faire tourner de la direction déjà analysée à la nouvelle direction choisie. À cause de l'inertie de l'antenne, ce ne peut être qu'un mouvement continu et lent ne permettant pas facilement de s'arrêter dans les zones intéressantes. Avec un radar équipé d'une antenne illuminant un dièdre de 0,360 degré d'ouverture, tournant à six tours par minute, on connaît la position géographique des cibles toutes les 10 secondes. Le temps passé sur une cible est de 10 ms, avec dix ou cent cibles. Si, en présence de dix

cibles, l'antenne radar était capable de passer immédiatement d'une direction à une autre, on disposerait d'une seconde par cible avec la même cadence de renouvellement des informations. Chaque cible pourrait donc recevoir la puissance du radar pendant cent fois plus de temps (elle recevrait donc 100 fois plus d'énergie), ce qui permettrait soit de réduire par 100 la puissance de l'appareil, soit de multiplier par plus de 3 la portée du radar.

Le problème est donc de s'affranchir de l'inertie mécanique de l'antenne : il faut pouvoir, l'antenne restant fixe, modifier quasi instantanément la direction et aussi le diagramme du rayonnement, leur système de commande est appelée "à balayage électronique". Avec une telle antenne, on est capable de modifier la forme du diagramme de rayonnement, pour passer par exemple d'un rayonnement à dièdre d'arête verticale à un rayonnement conique autour d'une direction quelconque, transformant ainsi instantanément un radar de veille en radar de poursuite. Avec un tel dispositif, il est nécessaire de piloter les diagrammes de rayonnement de l'antenne par un calculateur qui, en plus, pourra facilement mettre en œuvre des fonctions de corrélation, de filtre à compression d'impulsion, d'émissions en polarisation circulaire, de gestion des effets Doppler-Fizeau, de manière à pouvoir, en fonction des résultats escomptés, éliminer les parasites et faire le tri des échos.

En terme de détection on peut classer les systèmes radar en deux grandes catégories de détecteurs : actifs et passifs.

Actif : émet une énergie, réfléchi par la cible. L'avantage est d'obtenir la direction et la distance de la cible, ainsi à la longue que des indications de vitesse, de route et de taille apparente. L'inconvénient est que la cible peut capter les émissions et obtenir ainsi une détection passive de l'émetteur.

Passif : capte les émissions de la cible. L'avantage est qu'il n'émet pas et peut donc rester branché en permanence. En plus il peut donner des indications sur l'identité de la cible et sa position, à la longue. Les inconvénients sont qu'il ne donne au départ que la direction de la cible, pas la distance, et qu'on ne peut détecter ce qui n'émet pas.

I.3- PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

Lorsque le signal émis est une suite d'impulsions électromagnétiques. Chaque impulsion de durée très brève τ de l'ordre de quelques microsecondes se propage dans l'atmosphère à la vitesse de la lumière $c = 3 \cdot 10^8$ m/s.

Une partie de ce signal est réfléchi par la cible, on dit quelque fois que la cible est 'illuminée' et 'rerayonne' une partie de l'énergie émise sous la forme d'une onde de faible amplitude et de caractéristiques temporelles identiques à celle du signal émis.

Différents paramètres peuvent ainsi être analysés, comme la distance l'angle et la vitesse ...etc.

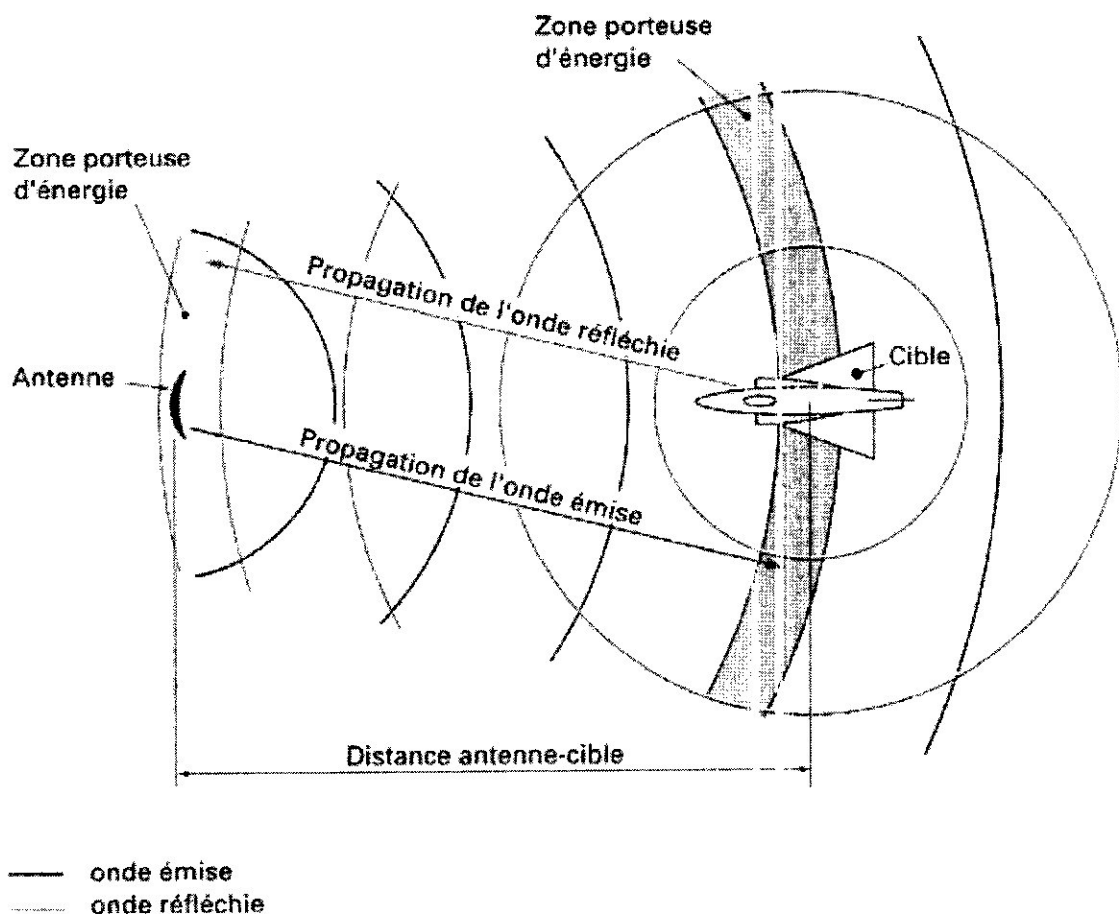


Figure I-1 : Propagation du signal radar

I.3.1- Mesure de la distance :

La mesure de la distance s'effectue par l'intermédiaire de celle du temps de trajet aller et retour de l'onde.

En effet, si 'D' est la distance du radar à la cible, et 'c' la vitesse de propagation de l'onde, le temps de trajet aller et retour de l'onde est :

$$\Delta t = 2D / c \quad \text{où } c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

$$D = c \cdot \Delta t / 2$$

Donc le radar rayonne pendant le temps d'impulsion τ et sachant que le temps entre deux impulsions est T_r (durée) et f_r fréquence de répétition d'impulsion : $f_r = 1 / T_r$

I.3.2- Mesure des angles :

La seule mesure de la distance est insuffisante pour localiser les objets. Elle est, dans les radars, combinée avec une mesure angulaire utilisant la directivité des antennes.

En effet, toute antenne ne répartit pas l'énergie uniformément dans toutes les directions; en particulier une antenne de dimension 'L' le long de laquelle on répartit l'énergie à émettre suivant une loi particulière, peut concentrer l'énergie émise dans un angle limité θ , nous retiendrons la relation pratique suivante :

$$\theta = \frac{70 \cdot \lambda}{L} \quad \text{I-1}$$

Avec :

θ (°) ouverture en degrés à mi-puissance.

λ (m) longueur d'onde émise.

L (m) largeur d'antenne.

θ ouverture de l'angle dans lequel se concentre l'énergie, est également appelée 'diagramme de l'antenne'.

Une telle antenne n'éclaire de manière significative que dans le secteur $\pm \theta / 2$. Ainsi donc, en associant une antenne directive à un émetteur récepteur traitant des signaux impulsionnels, on peut mesurer simultanément la direction et la distance d'une cible.

Le même phénomène peut être reproduit dans le plan horizontal (gisement) et dans le plan vertical (site) en disposant d'antennes de dimensions horizontales et verticales adéquates.

La relation précédente s'écrira :

$$\theta_g = \frac{70 \cdot \lambda}{L} \quad \text{I-2}$$

$$\theta_s = \frac{70 \cdot \lambda}{h} \quad \text{I-3}$$

Avec :

L : largeur d'antenne.

h : hauteur d'antenne.

θ_g : ouverture dans le plan de gisement, à mi-puissance.

θ_s : ouverture dans le plan de site, à mi-puissance.

Le rapport entre l'énergie émise à l'intérieur de l'angle solide (θ_g, θ_s) et celle qui serait émise par une antenne omnidirectionnelle (qui répartit également cette énergie dans toutes les directions), ou gain de l'antenne 'G', s'écrit en pratique :

$$G = \frac{K}{\theta_g * \theta_s} \quad \text{ou } 15000 \leq K \leq 30000 \quad \text{I-4}$$

Mais pour la mesure l'élévation (plan de site) il faut utiliser un faisceau d'énergie très fin et a balayage électronique en site.

I.3.3- Mesure de la vitesse :

Les RADAR utilisent la fréquence DOPPLER pour déterminer la vitesse radiale ou vitesse de rapprochement (Projection de la vitesse de la cible sur l'axe radar-cible).

Le phénomène doppler : la variation entre la fréquence émise et la fréquence réfléchi (Cible en mouvement)

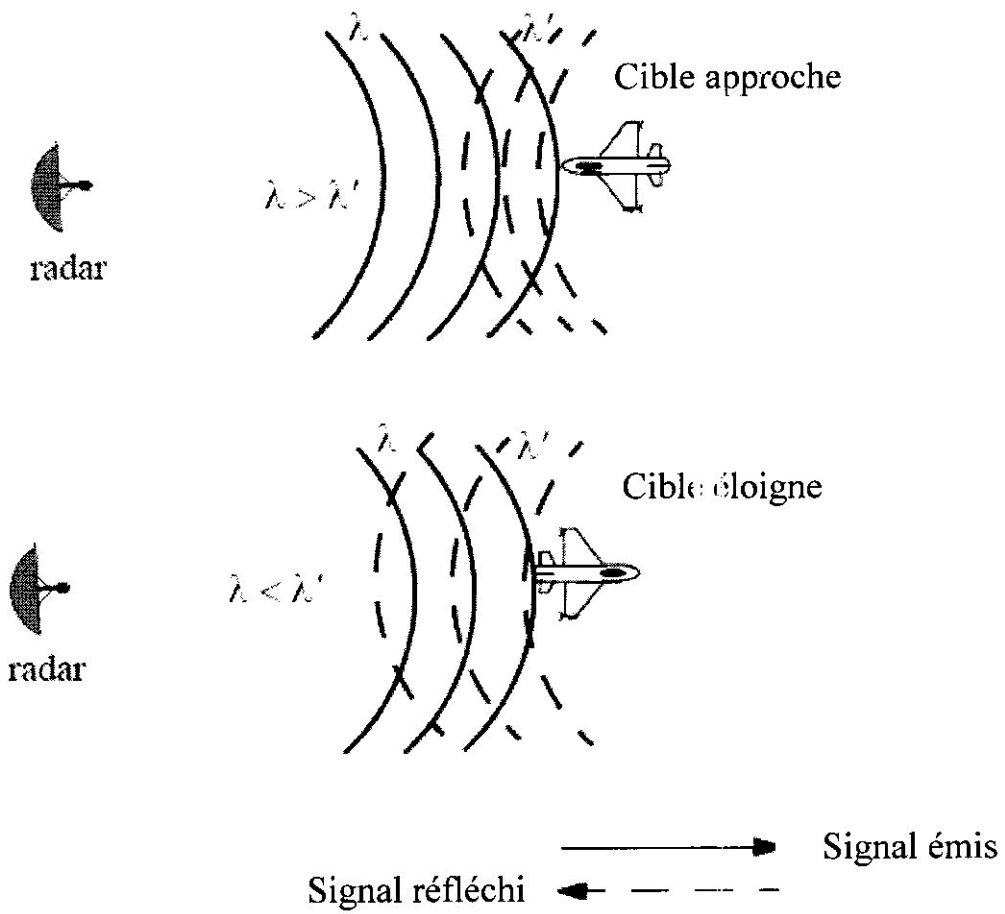


Figure I-2 : Paramètres de l'effet Doppler

Sur cette figure on a :

λ longueur d'onde émis.

λ' longueur d'onde réfléchi.

Soit une cible située à l'instant origine à une distance D_0 du radar et s'en rapprochant à la vitesse v_r . Le temps de trajet de l'onde s'écrira alors :

$$T = \frac{2D}{c} = \frac{2D_0}{c} - \frac{2v_r t}{c} \quad \text{I-5}$$

Et si le signal émis est de la forme :

$$S_e = A \cos(2\pi.f.t) \quad \text{I-6}$$

Le signal reçu aura pour expression :

$$\begin{aligned} S_r &= A \cos[2\pi.f.(t-T)] \\ &= A \cos\left[2\pi\left(f + \frac{2v_r}{c/f}\right)t + \phi_0\right] \end{aligned} \quad \text{I-7}$$

La fréquence du signal reçu a donc augmenté de :

$$f_D = \frac{2v_r}{c/f} = \frac{2v_r}{\lambda} \quad \text{I-8}$$

f_D : fréquence DOPPLER de la cible.

λ : longueur d'onde émis = c/f .

Pour les cibles rapprochées f_D est positive ($f_r > f_e$).

Pour les cibles éloignées f_D est négative ($f_r < f_e$).

I.4- ARCHITECTURE D'UN RADAR :

Le diagramme fonctionnel type d'un radar est donné par le synoptique suivant :

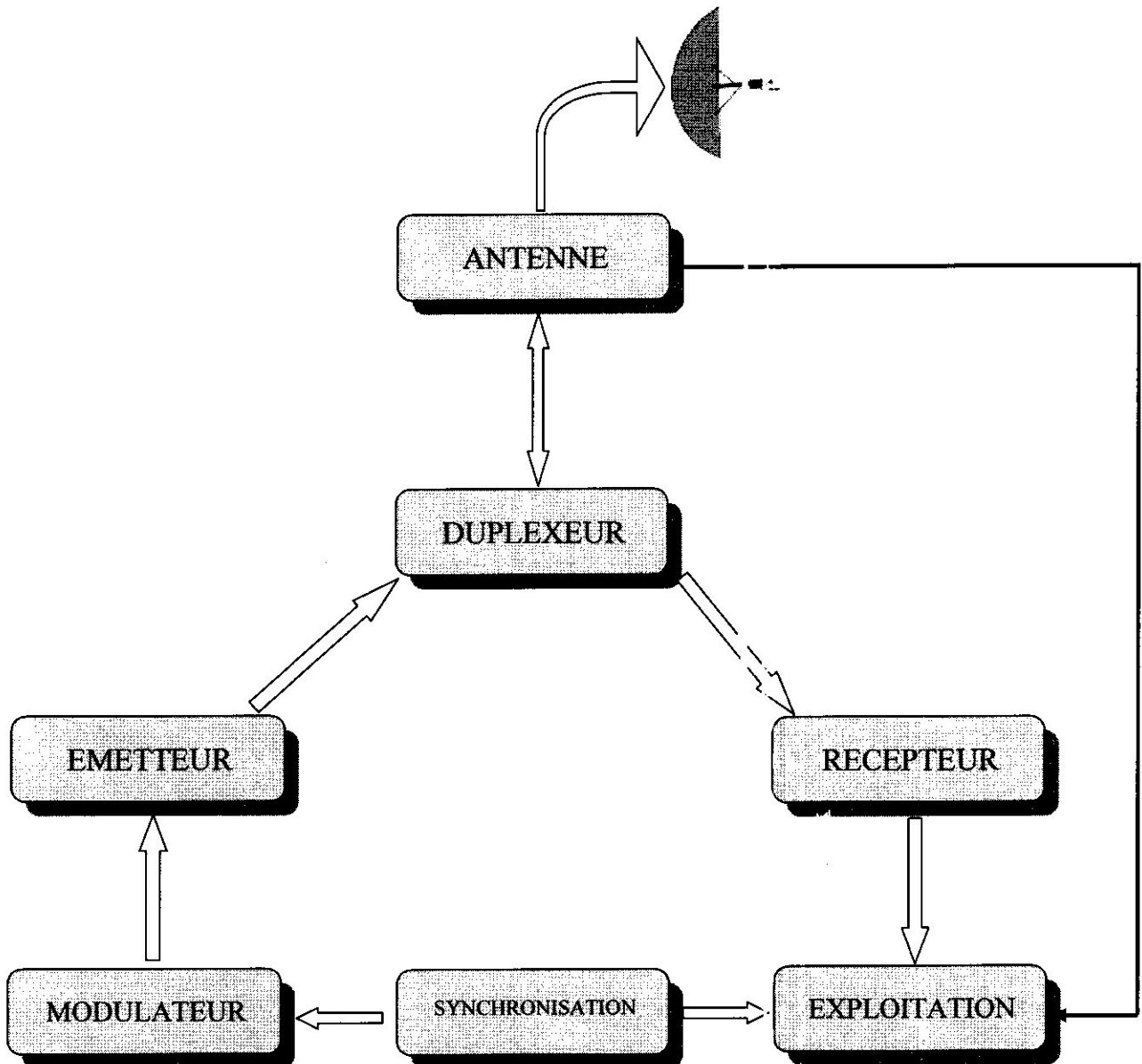


Figure I-3 : Diagramme fonctionnel type d'un radar

I.4.1- L'Antenne :

C'est l'élément le plus visible du radar, son rôle est de concentrer l'énergie émise par le radar dans un angle solide déterminé.

Cet angle solide est défini par la nature de l'antenne utilisée, la direction vers laquelle il est dirigé est également liée à l'antenne, une action (mécanique ou électronique) sur cette antenne permettra de modifier cette direction et donc de provoquer une exploration du domaine entourant le radar.

L'antenne peut être double afin de permettre indépendamment les fonctions d'émission et de réception. Dans ce cas, il est nécessaire que les deux aériens élémentaires soient orientés à chaque instant dans la même direction. Ils doivent donc être solidaires entre eux ou synchronisés.

En outre, leur interférence radioélectrique doit être la plus faible possible afin qu'au moment de l'émission, le signal émis qui est de très grande puissance ne vienne perturber le fonctionnement du récepteur.

I.4.2- Le Duplexeur :

C'est un aiguilleur électronique qui permet, d'une part au signal émis d'être dirigé vers l'antenne avec une perte minimale tout en isolant convenablement le récepteur ; et d'autre part au signal reçu d'être dirigé en totalité vers le récepteur, sans dérivation vers l'émetteur et toujours avec une perte minimale.

La complexité des duplexeurs dépend du niveau de puissance du signal émis (10 kW à 10 MW), elle est liée à la limitation des fuites vers le récepteur (qui ne peut supporter sans détérioration des signaux supérieurs à 100 mW environ).

La liaison antenne duplexeur doit permettre le passage des signaux hyperfréquences pour diverses positions de l'aérien. Elle comporte des conduits hyperfréquences (coaxial et guide d'onde) et des éléments plus complexes permettant le mouvement de l'aérien (joint tournant).

Au niveau de l'aérien, elle peut se terminer par des circuits hyperfréquences divers (diviseur de puissance, coupleurs, circulateurs, déphaseurs, etc.).

I.4.3- L'Émetteur :

Sa partie active est le tube d'émission dans lequel est engendré l'impulsion hyperfréquence à la fréquence et à la puissance désirées.

L'émetteur peut être du type oscillateur de puissance : le tube utilisé est alors un magnétron, une triode oscillatrice, ou tout autre tube oscillateur. C'est avec le magnétron que les plus hauts niveaux de puissance sont obtenus (2 MW pendant quelques microsecondes, avec un rendement de 50 % et 20 cm de longueur d'onde) dans des émetteurs construits en série.

La chaîne d'amplification est un autre type d'émetteur dans lequel le signal est amplifié par étages successifs, d'un niveau de l'ordre de 1 W à la puissance finale de sortie qui varie selon le tube utilisé et la longueur d'onde. Les tubes d'amplification radar sont les klystrons, les tubes à ondes progressives (TOP) et les tubes à champs croisés pour les niveaux de puissance élevés.

Les amplificateurs à état solide (diodes, transistors), sont utilisés dans les étages basse puissance et également dans les modules de puissance des antennes actions. L'émetteur comprend en outre des dispositifs annexes : refroidissement, alimentation, circuits de mise en route et de contrôle, etc. Son rendement global est de l'ordre de 10 à 30 %.

I.4.4- Le Modulateur :

Le modulateur constitue la partie active de l'émetteur. Il permet de stocker l'énergie pendant les périodes séparant deux émissions successives et de la restituer pendant le temps très bref de l'émission radar.

Les puissances de crête délivrées par le modulateur sont très importantes (10 MW par exemple pour une puissance émise de 3 MW avec un rendement de 30 %) ; il y correspond des courants de plusieurs dizaines d'ampères sous des tensions de plusieurs dizaines de milliers de volts.

La qualité des signaux délivrés par le modulateur doit être très soignée pour permettre d'éviter des effets parasites sur le signal émis.

I.4.5- Le Récepteur :

C'est l'élément le plus délicat, et souvent le plus complexe du radar. Lui incombent l'amplification et le traitement du signal radar. Sa sensibilité doit être très grande (jusqu'à 10^{-15} W). Il amplifie les signaux dans de très grandes proportions (10^{10} à 10^{14}) et doit le faire sans déformation du signal.

Le récepteur doit en outre effectuer le filtrage du signal et tous les autres traitements adaptés à l'information à obtenir (par exemple vitesse, position angulaire...), sa réalisation doit être particulièrement soignée pour réduire au minimum les perturbations dues au bruit qui accompagne le signal RADAR, et dont une partie au moins prend naissance dans les circuits de réception et doit donc être minimisée.

Le récepteur radar est du type superhétérodyne, il est précédé le plus souvent par un amplificateur hyperfréquence. Son circuit de sortie peut être un simple détecteur ou un système plus complexe.

Après traitement, le signal est amplifié par un amplificateur vidéo fréquence (en abrégé ampli vidéo) qui l'amène au niveau désiré pour son exploitation (quelques volts).

I.4.6- Le Synchronisateur :

Le synchronisateur est le coeur du système radar. Il délivre les signaux de base qui définissent les instants d'émission, et divers signaux annexes nécessaires à des opérations en temps réel.

Son élément de base est une horloge de très grande stabilité (10^{-5} à 10^{-8}) à partir de laquelle sont engendrés les signaux de synchronisation. Ces signaux sont distribués aux différents éléments à piloter. Leur distribution doit être assurée avec une très grande reproductibilité sur chaque voie, de manière à ne pas fausser les mesures effectuées.

I.4.7- Traitement et Visualisation des informations :

Le traitement des informations radar est fait à partir des éléments suivants :

- signal vidéo délivré par le récepteur ;
- signaux de synchronisation ;
- informations de position angulaire du faisceau d'antenne ;
- éventuellement autres informations en provenance d'un traitement spécial à la réception, ou de sources extérieures.

Il permet de délivrer les plots radar qui seront pris en compte par le système d'exploitation.

Les informations sont présentées à un opérateur sous la forme d'une image radar adaptée à la situation à analyser. L'opérateur a alors à sa charge d'interpréter les informations qui sont ainsi visualisées et d'effectuer les opérations nécessaires (identification, guidage, anticollision...).

Le moyen de visualisation le plus courant est le tube cathodique. Il peut être complété par des visualisations sur des écrans annexes, projection sur grand écran, voire projection couleur.

Le scope le plus utilisé est le PPI (Panoramic plane Indicator) dans lequel l'information est donnée sous forme de coordonnées polaires (direction et distance). La puissance du faisceau est modulée proportionnellement à l'intensité du signal provenant des cibles.

Le travail de l'opérateur est facilité par l'emploi d'une exploitation automatique assurée par des moyens numériques, le dialogue entre la machine et l'opérateur s'établissant par l'intermédiaire de consoles de visualisation.

Ces consoles, qui utilisent au maximum les possibilités de la visualisation, sont de véritables systèmes pouvant recevoir les informations brutes du radar et les informations synthétiques. Elles permettent, en outre, un dialogue entre les opérateurs et le calculateur chargé de l'élaboration de l'information synthétique.

I.5- Classification Des RADAR :

Les radars se différencient entre eux par la manière dont ils explorent l'espace à l'aide de leur antenne.

I.5.1- Radar panoramique :

Le radar panoramique est non seulement le plus répandu, mais le plus représentatif des systèmes radars, aussi il sera pris comme exemple type pour définir les grands principes de l'exploitation des signaux radars. Il assure une exploration totale de l'espace par une rotation continue de son antenne autour d'un axe vertical.

On a alors intérêt à utiliser un faisceau étroit dans le plan de gisement de manière à obtenir un pouvoir séparateur angulaire convenable. Cela est possible si les aériens sont de grande dimension horizontale, par exemple :

$$\lambda = 23 \text{ cm}, L = 14 \text{ m}, \theta_g = 70 \cdot \lambda / L = 1^{\circ}15'$$

Par ailleurs, afin que le maximum d'espace puisse être surveillé par le radar, il est nécessaire de moduler son diagramme en site pour obtenir le faisceau le mieux adapté possible à la triple contrainte :

- La portée,
- L'altitude,
- Le cône mort.

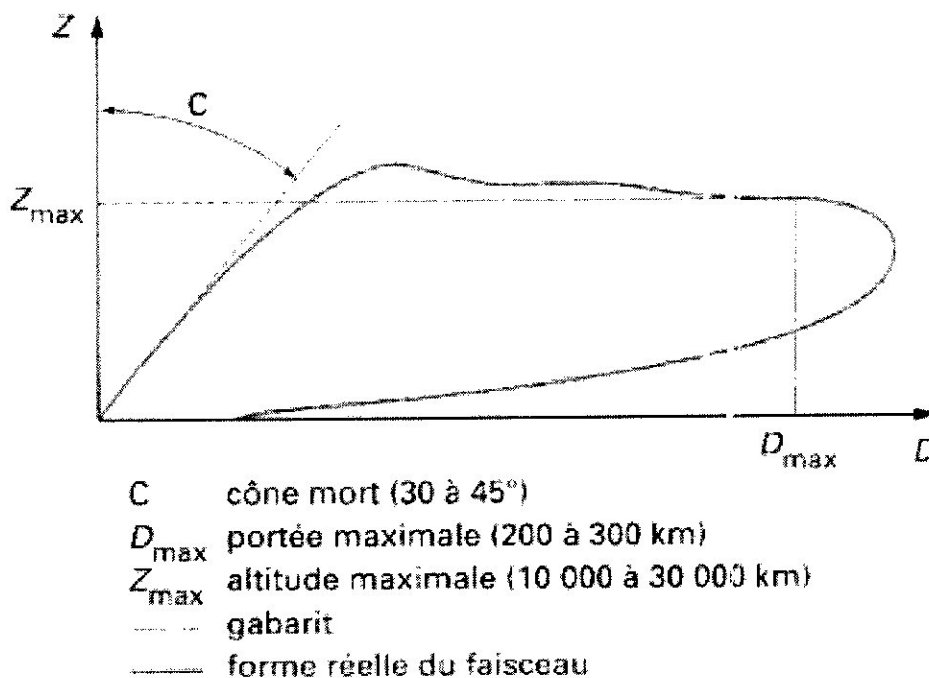


Figure I-4 : Diagramme en site d'un radar panoramique

L'exploration de l'espace est effectuée de manière régulière ; les vitesses de rotation d'antenne sont de l'ordre de 6 tr/min pour les radars à grande portée, 12 à 20 tr/min pour les radars de moyenne portée, jusqu'à 60 tr/min pour les radars de courte portée.

Le procédé le plus direct, qui fut également le premier utilisé, est la visualisation du signal radar sur un scope PPI (Panoramic Plane Indicator).

Le système de base est composé d'un radar primaire et d'un radar secondaire, tous deux sont orientés à un instant donné dans la même direction, les deux antennes étant

liées mécaniquement. Les signaux issus des récepteurs subissent alors les traitements suivants :

- **Extraction :**

Les échos issus d'une cible déterminée se produisent tous à la même distance alors que les parasites (bruit, interférences ...) varient d'une récurrence à la suivante. L'extraction est le processus qui, à partir des échos élémentaires, permet de reconstituer les plots issus des objets à détecter. Les fonctions assurées sont :

- corrélation de position, de manière à faire ressortir les plots issus des cibles au milieu des parasites divers.
- filtrage des plots qui a pour but d'éliminer des parasites issus du filtrage précédent (réflexion sur des zones étendues, réceptions parasites par les lobes secondaires des aériens) et est souvent basé sur des conditions géométriques ;
- pour le radar primaire, préfiltrage des informations, de manière à éviter la transmission des plots non intéressants pour la poursuite ultérieure ;
- pour le radar secondaire, décodage des informations reçues.

À ce niveau, les plots primaires et secondaires contiennent des informations de gisement et distance calculées sur la moyenne des différents échos pris en compte.

- **Corrélation primaire secondaire :**

À ce stade, il convient d'associer les informations issues du radar primaire et du radar secondaire. La corrélation des coordonnées géographiques des plots issus des deux chaînes est couramment utilisée pour effectuer cette association. D'autres processus plus complexes peuvent être envisagés.

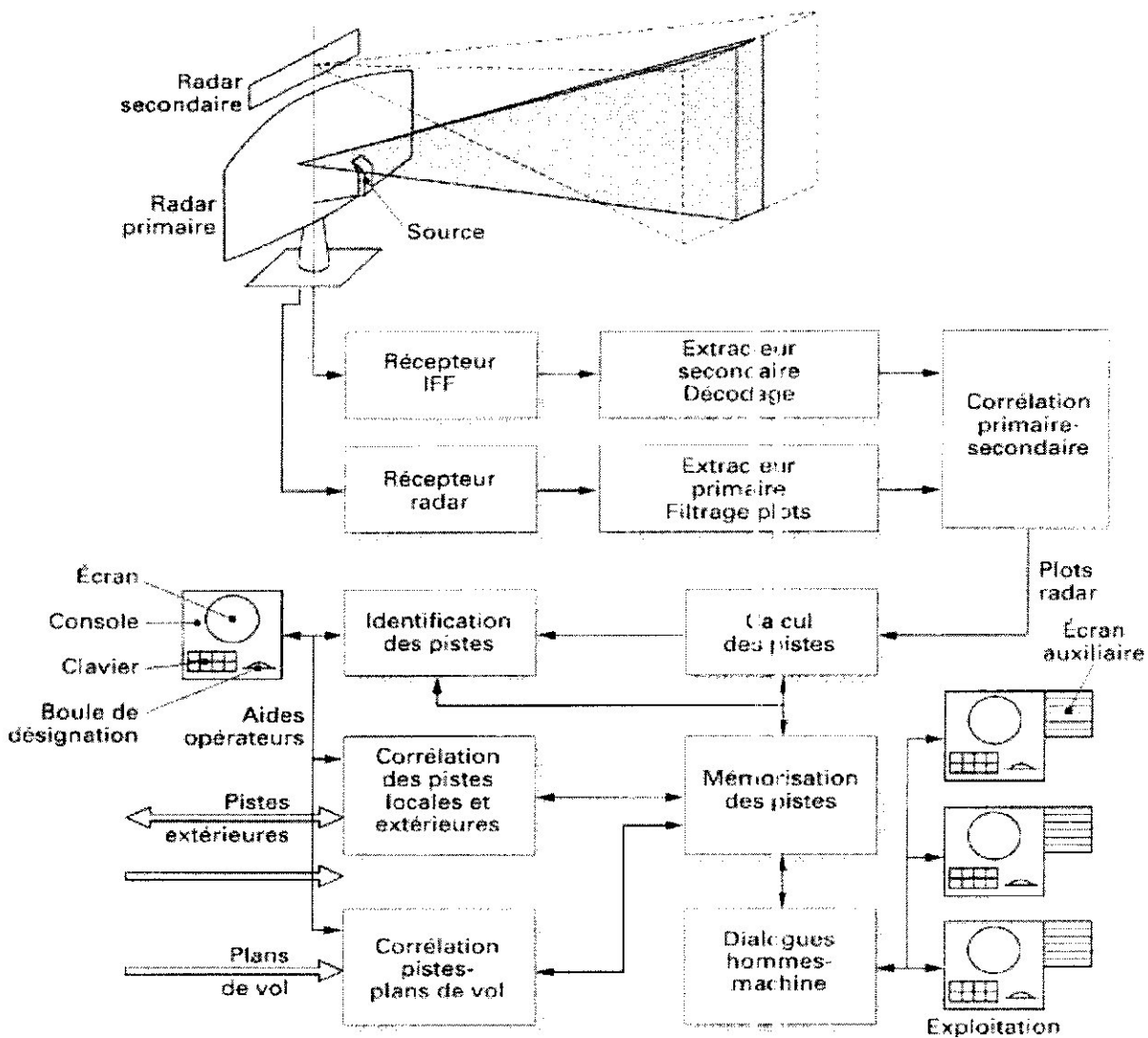


Figure I-5 : Synoptique d'un radar

- **Calcul des pistes :**

À chaque tour d'antenne est délivrée une certaine quantité de plots qui peuvent être :

- issus du seul radar primaire : plots primaires ;
- issus du seul radar secondaire : plots secondaires ;
- associés par la corrélation : plots primaires-secondaires, ou mixtes.

Cette masse de plots contient une certaine quantité de faux plots variable en fonction des conditions extérieures.

Le pistage a pour but d'associer entre eux les plots issus d'un même mobile pour aboutir à la formation d'une piste (position, direction et vitesse à l'instant t). Dans les grandes lignes le processus est le suivant :

- dans un secteur donné, comparaison des plots issus du radar avec les positions présumées des pistes déjà initiées, établissement des associations correspondantes ;
- initiation de pistes nouvelles avec les « laissés-pour-compte » du tour d'antenne précédent à l'aide d'un filtrage basé sur des notions simples de vitesse maximale et minimale. Ces pistes latentes seront plus tard confirmées ou infirmées en fonction des détections des tours d'antenne suivants.

Ainsi prend corps une liste de pistes confirmées et une liste de pistes en attente. Les processus de mise en forme utilisent largement les informations du radar secondaire, qui permettent de faciliter les associations.

- **Identification des pistes :**

Cette opération a pour but d'associer à chaque piste « l'indicatif » du mobile correspondant, ce qui est nécessaire pour guider en toute sécurité les différents mobiles. Pour ce faire, il peut être fait appel à l'aide d'opérateurs spécialisés capables, par des moyens radio, de converser avec les mobiles et de leur demander des manoeuvres d'identification.

1.5.2- Radar Volumétrique :

Dans certaines conditions, la non connaissance de l'altitude des aéronefs peut devenir un handicap à la bonne reconstitution de leur piste, en particulier :

- pour régler les problèmes de conflits et d'anticollision ;
- pour transférer des pistes d'une station à une autre (la connaissance de l'altitude est nécessaire à un changement de coordonnées).

L'altitude fournie par le mode C du radar secondaire peut dans une certaine mesure être utilisée à cette fin, mais elle n'est pas toujours disponible (tous les aéronefs ne répondent pas au mode C) et elle est liée à la précision d'un système extérieur au radar (altimètre à bord de l'aéronef). Aussi dans certains cas il a été jugé préférable d'utiliser des radars donnant simultanément la distance, le site et le gisement des aéronefs, de tels radars sont dits 'radars 3D' ou 'radars volumétriques'.

Deux procédés principaux sont utilisés pour aboutir à cette performance :

- **Radars à faisceaux étagés :**

Dans cette version, le faisceau radar est découpé en site en un certain nombre de faisceaux élémentaires, qui reçoivent chacun une partie de l'énergie soit :

- par division de puissance sur une ligne de sources, les faisceaux étant formés par un réflecteur parabolique.
- par division du signal émis en tranches de fréquences différentes et utilisation d'une antenne dispersive en fréquence.

À chaque lobe ainsi formé est associé un récepteur particulier, la comparaison des signaux issus de chaque récepteur permet alors de mesurer le site de la cible.

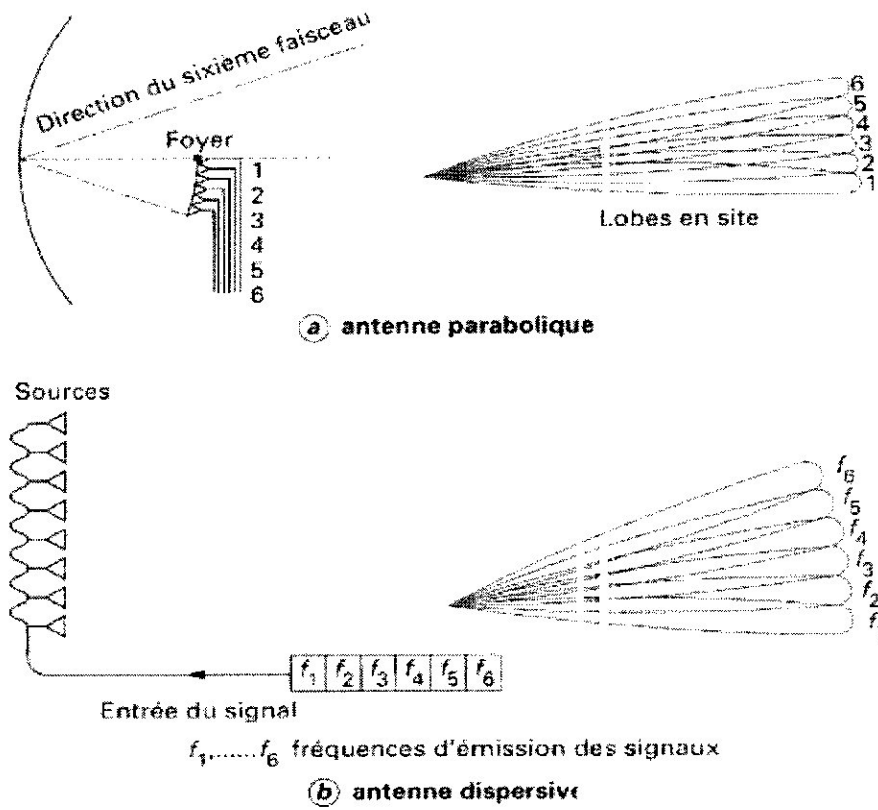


Figure I-6 : Radars à faisceaux étagés

- **Double balayage de l'espace :**

Dans cette version un (ou un groupe de) faisceau directif en site et gisement est animé d'un balayage sectoriel en site et continu en gisement. Les diverses tranches d'espace sont ainsi explorées successivement. Il faut, pour que toutes les cibles soient détectées, qu'une énergie suffisante soit émise dans chaque direction, d'où les lois de balayage plus ou moins complexes. Dans les réalisations modernes, le déplacement en site du faisceau est assuré par le balayage électronique.

On peut aussi envisager un balayage électronique en site et gisement du faisceau radar, ce qui permet d'atteindre le maximum de souplesse dans l'exploitation. Cependant, compte tenu des limitations des déflexions de faisceau possibles, il faudra dans ce cas, pour effectuer une veille sur 360° en gisement, soit un groupement d'aérien soit une rotation mécanique en gisement combinée au balayage électronique.

I.5.3- Radars à exploration conique :

Dans ce cas, on recherche à déterminer simultanément les trois paramètres définissant la position d'une cible, c'est-à-dire :

- sa distance ;
- son site (ou angle de la droite radar-cible avec le plan horizontal) ;
- son azimut (ou angle du plan vertical radar-cible avec un plan vertical passant par le nord).

Le pinceau radar sera alors de même ouverture en site et azimut, l'antenne radar devenant circulaire. Pour rechercher une cible dans un certain domaine, on peut avoir recours à un balayage conique ainsi dénommé parce que la portion d'espace à explorer est un cône.

Le mouvement mécanique de l'aérien permettra d'explorer ce cône par un balayage en spirale, ou une pyramide osculatrice par un balayage de type télévision.

Les positions angulaires de l'aérien sont reproduites sous forme de tensions appliquées aux plaques de déviation horizontale et verticale d'un scope. La sortie du récepteur vient commander le Wehnelt de ce scope pour visualiser le plot de la cible. La distance est alors affichée directement.

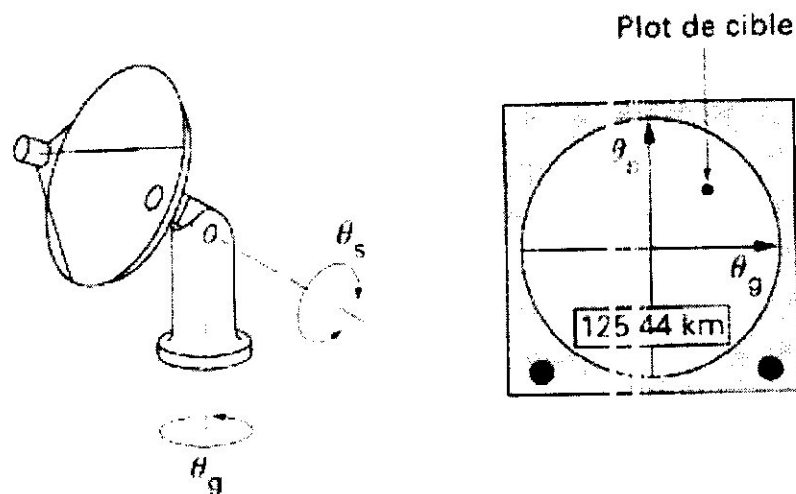
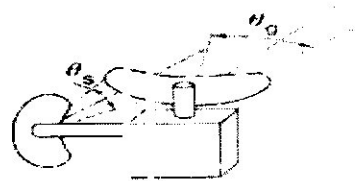


Figure I-7 : Radar à exploration conique (antenne et visualisation)

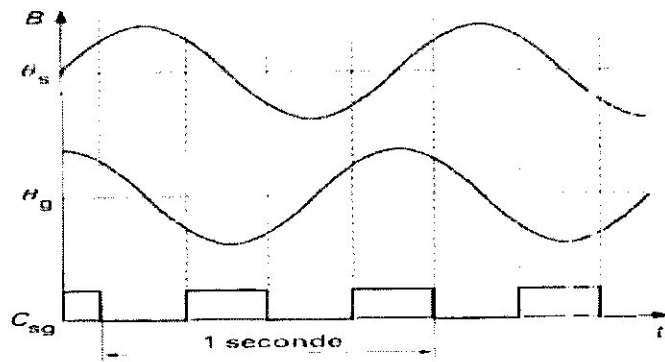
I.5.4- Radars d'atterrissage :

La plupart des aéronefs possèdent leurs propres moyens d'atterrissage sans visibilité utilisant le procédé ILS (Instrument Landing System) seul ou en association avec d'autres moyens (inertie, sonde altimétrique). Cependant l'utilisation d'un radar sol spécialisé, appelé radar GCA (Ground Control Approach) permet de réaliser cette même fonction avec un avion doté seulement de la radio et guidé par un contrôleur au sol. Ce radar doit donc être capable de guider un aéronef sur un axe de descente, il doit alors mesurer simultanément le site, l'azimut et la distance de l'aéronef, par rapport à son point de posée.

La solution retenue est celle d'un radar à deux antennes à balancement, l'une en site l'autre en gisement, reliées cycliquement au même émetteur-récepteur; Chaque antenne a des ouvertures adaptées au volume à explorer de telle manière que le volume analysé soit d'environ $\pm 16^\circ$ en site, $\pm 30^\circ$ en gisement. tout objet se présentant dans ce volume est vu par l'un des deux aériens, lorsqu'il se rapproche de l'axe, il est alternativement vu par les deux aériens, dont leur balayage est visualisé sur le même écran, ce qui permet un guidage complet de l'aéronef.



Axe de la piste d'atterrissage



- B battement
- C_{sg} commutateur site-gisement
- t temps
- θ_s balayage en site
- θ_g balayage en gisement

Figure I-8 : Radar GCA

I.5.5- Radars aéroportés :

Les radars aéroportés se distinguent des radars de surface par le fait qu'ils constituent des observatoires élevés, propres à la détection à grande distance des cibles de surface ou évoluant à très basse altitude.

En contrepartie, ils sont beaucoup plus perturbés par les échos de sol du fait qu'ils regardent souvent vers le bas et qu'ils sont eux-mêmes mobiles ; dans beaucoup de cas, la détection des cibles utiles exigera un filtrage Doppler pour distinguer les cibles mobiles dans les échos fixes.

Enfin, leur situation particulière les amènera à être utilisés dans des fonctions particulières comme la navigation, la cartographie et la reconnaissance.

On note aussi qu'il y a d'autres méthodes pour classer les RADAR :

- Selon le type de cible :
 - Radar Primaire ou le signal reçu est la réflexion de l'onde émise.
 - Radar Secondaire ou il y a un système d'identification de cible
- Selon type de signal :
 - Radar à impulsion on utilise un train d'impulsion.
 - Radar à onde continue CW le radar émet de façon continue une onde et on a une antenne pour l'émission et une pour la réception.
- Selon la fréquence utilisée :

Lettre de désignation	Fréquence (GHz)	Utilisation
HF	0.003-0.03	Surveillance transhorizon
VHF	0.03-0.3	Surveillance grande portée
UHF	0.3-1.0	Surveillance grande portée
L-bande	1.0-2.0	Surveillance grande portée
S-bande	2.0-4.0	Surveillance
C-bande	4.0-8.0	Poursuite, météo moyen portée
X-bande	8.0-12.5	Traffic control Navigation et pilotage bateau
Ku-bande	12.5-18.0	Application a court portée
K-bande	18.0-26.5	Application a court portée
Ka-bande	26.5-40.0	Application a court portée
MMW	>40.0	Laboratoire

Tableau I-1 : les fréquences utilisées en radar



Chapitre II

Fonction d'ambiguïté

II-1 Introduction :

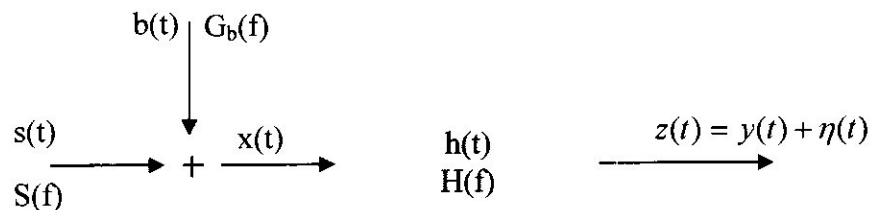
Très intéressante, en particulier pour les problèmes de détection active, la fonction d'ambiguïté peut être introduite de diverses manières et sa définition peut ainsi subir quelques légères variations d'un auteur à l'autre. On peut en effet utiliser un raisonnement basé sur le filtre adapté ou utiliser, ce qui revient au même, un critère de distance entre signaux, ou déduire la fonction d'ambiguïté à partir de l'estimation selon le maximum de vraisemblance. On peut aussi raisonner en termes de représentation conjointe temps-fréquence d'un signal, et on sait que la forme symétrisée de la fonction d'ambiguïté n'est autre que la transformée de Fourier à deux dimensions de la distribution de Wigner-Ville.

Le lien entre la fonction d'ambiguïté et la représentation conjointe en temps et fréquence montre l'importance de cette fonction dans l'étude des signaux fortement modulés en phase et en fréquence, souvent rencontrés dans les systèmes de communication et les systèmes radar.

Nous présentons dans ce chapitre l'aspect mathématique de la fonction d'ambiguïté associée à différents signaux, tout en notant ses propriétés essentielles. Nous étudions en premier lieu le signal à impulsion puis le train d'impulsion.

II.2- Filtre Adapté :

Considérons un récepteur qui reçoit un signal réel $x(t)$ somme d'un signal utile déterministe $s(t)$ quand il existe et d'un bruit aléatoire $b(t)$, il a pour mission de détecter la présence de $s(t)$ dans $x(t)$ pour cela il doit maximiser le rapport signal sur bruit.



La sortie $z(t)$ du récepteur comprend :

- Un terme utile :

$$y(t) = \int H(f) * S(f) * \exp[j2\pi ft] df \quad \text{II-1}$$

un bruit aléatoire $\eta(t)$ de puissance moyenne :

$$E[\eta^2(t)] = \int G_b(f) |H(f)|^2 df \quad \text{II-2}$$

La détection sera plus facile d'autant que la puissance du terme utile $y(t)$ est forte par rapport à celle du bruit $\eta(t)$, le récepteur doit donc maximiser le rapport signal sur bruit à sa sortie, ce type de filtre est appelé filtre adapté.

A l'instant t_0 de la réception S/B s'écrit :

$$(S/B)_{t=t_0} = \left\{ \frac{y^2(t)}{E[\eta^2(t)]} \right\}_{t=t_0} \quad \text{II-3}$$

d'où :

$$(S/B)_{t=t_0} = \left\{ \frac{\left| \int H(f) * S(f) * \exp[j2\pi ft] df \right|^2}{\int G_b(f) |H(f)|^2 df} \right\}_{t=t_0} \quad \text{II-4}$$

d'après l'inégalité de Schwarz :

$$\left| \int a.b^* df \right|^2 \leq \int a.a^* df \cdot \int b.b^* df \quad \text{II-5}$$

posons :

$$H(f) * S(f) * \exp[j2\pi ft_0] = a.b^* \quad \text{et} \quad G_b(f) |H(f)|^2 = b.b^* \quad \text{II-6}$$

on a alors :

$$a.a^* = \frac{a.a^* . b.b^*}{b.b^*} = \frac{|a.b^*|^2}{b.b^*} = \frac{|S(f)|^2}{G_b(f)} \quad \text{II-7}$$

l'inégalité devient égalité pour $a = k * b$ soit pour $a.b^* = k * b.b^*$. On a donc S/B maximum lorsque :

$$H(f) * S(f) * \exp[j2\pi ft_0] = k * G_b(f) |H(f)|^2 \quad \text{II-8}$$

soit en simplifiant par H(f) :

$$S(f) * \exp[j2\pi ft_0] = k * G_b(f) H^*(f) \quad \text{II-9}$$

la forme du filtre est obtenue pour $k = 1$, donc :

$$H(f) = \frac{S^*(f)}{G_b^*(f)} \exp[-j2\pi ft_0] \quad \text{II-10}$$

Le filtre obtenu est adapté au signal et au bruit à l'instant de réception, dans ces conditions le rapport signal sur bruit maximal est donné par l'expression :

$$\{S/B\}_{\max} = \int \frac{|S(f)|^2}{G_b(f)} df \quad \text{II-11}$$

Filtre adapté en présence de bruit blanc :

si $b(t)$ est un bruit blanc, sa densité spectrale de puissance est constante, dans ce cas et pour un signal réel d'énergie E_s avec un bruit blanc de densité égale à $N_0/2$, le rapport signal sur bruit maximal est donné par :

$$\{S/B\}_{\max} = \int \frac{|S(f)|^2}{N_0/2} df = \frac{2E_s}{N_0} \quad \text{II-12}$$

Et le filtre adapté aura la forme :

$$H(f) = S^*(f) * \exp[-j2\pi ft_0] \quad \text{II-13}$$

dont réponse impulsionnelle correspondante est :

$$h(t) = s^*(-(t-t_0)) \quad \text{II-14}$$

d'où on constate que le filtre adapté est la copie conjuguée, renversée et retardée de t_0 .

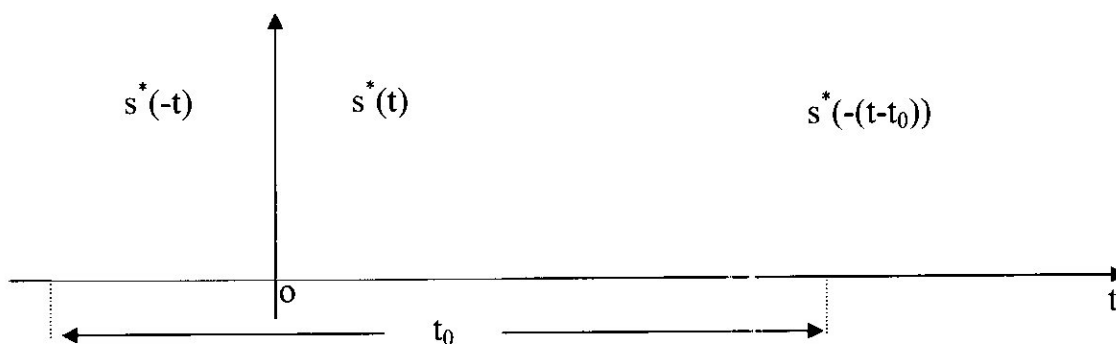


Figure II-1 : Réponse impulsionnelle du filtre adapté

Par conséquent la sortie du filtre adapté en bruit blanc a pour expression :

$$z(t) = x(t) \otimes s^*(-(t-t_0)) \tag{II-15}$$

soit :

$$z(t) = \int x(u) \cdot s^*(u-(t-t_0)) du \tag{II-16}$$

Le récepteur optimal fait donc la corrélation entre l'observation $x(t)$ et la conjuguée d'une copie du signal émis conservée jusqu'à l'instant t_0 d'observation. Un récepteur conçu selon ce principe est appelé *récepteur à corrélation* dont le schéma de principe est représenté par la figure II-2, il concerne les radars de poursuite classiques ainsi que les radars continus Doppler et pulse Doppler de poursuite ou de veille.

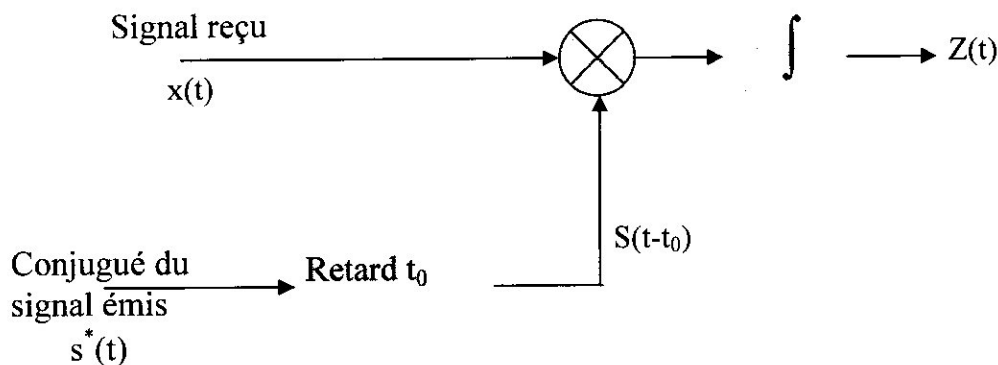


Figure II-2 : Schéma de principe d'un corrélateur

II.3- La Fonction D'Ambiguïté :

La fonction d'ambiguïté est la sortie de filtre adapté en l'absence de bruit, normée par la valeur maximale prise par cette sortie. Aussi le diagramme d'ambiguïté n'est autre qu'une représentation de la forme du signal à la sortie du récepteur en l'absence de bruit, fonction du temps et de fréquence dans ce qui suit nous considérons plusieurs formes de signal radar afin d'évaluer et d'analyser la fonction d'ambiguïté correspondante.

II.3.1- La fonction d'ambiguïté d'une impulsion :

Pour un mode de traitement donné d'un signal, on définit :

- Un pouvoir discriminateur en distance.
- Un pouvoir discriminateur en vitesse.
- Une ambiguïté en distance.
- Une ambiguïté en vitesse.

Ces quatre paramètres sont utilisés pour définir le diagramme d'ambiguïté. Dans le cas d'un radar « conventionnel » dont le traitement s'effectue sur une impulsion, le signal émis $s_e(t)$ rectangulaire est donné par :

$$s_e(t) = \frac{1}{\sqrt{T_i}} \text{rect}\left(\frac{t}{T_i}\right) \quad \text{pour } t \text{ compris entre } 0 \text{ et } T_i \quad \text{II-17}$$

Avec T_i durée d'impulsion.

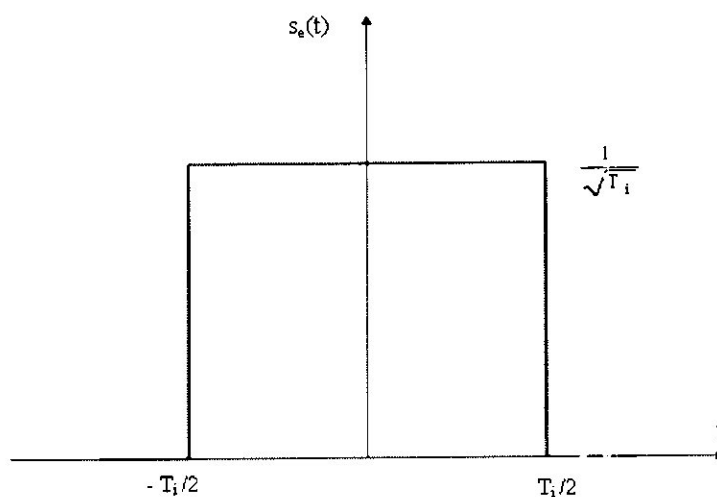


Figure II-3 : Impulsion rectangulaire de durée T_i

La fonction d'ambiguïté s'exprime sous la forme :

$$\chi(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_e(t) \cdot s_e^*(t - \tau) \cdot e^{2\pi \cdot j \cdot f_d \cdot t} \cdot dt \quad \text{II-18}$$

où :

$$\chi(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_e(f) \cdot S_e^*(f - f_d) \cdot e^{2\pi \cdot j \cdot f \cdot \tau} \cdot df \quad \text{II-19}$$

Avec $S_e(f)$, la transformée de Fourier de $s_e(t)$.

Dans ce cas, la fonction d'ambiguïté est :

$$\chi(\tau, f_d) = \begin{cases} \frac{1}{T_i} \int_{\tau - (T_i/2)}^{T_i/2} e^{2\pi \cdot j \cdot f_d \cdot t} \cdot dt & 0 \leq \tau \leq T_i \\ \frac{1}{T_i} \int_{T_i/2}^{\tau + (T_i/2)} e^{2\pi \cdot j \cdot f_d \cdot t} \cdot dt & -T_i \leq \tau < 0 \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad \text{II-20}$$

après calcul d'intégrale le diagramme d'ambiguïté :

$$|\chi(\tau, f_d)| = \left(\left(1 - \frac{|\tau|}{T_i} \right) \cdot \frac{\sin[\pi \cdot f_d \cdot T_i (1 - |\tau|/T_i)]}{\pi \cdot f_d \cdot T_i \cdot (1 - |\tau|/T_i)} \right) \quad \text{po u } |\tau| \leq T_i, \text{ 0 ailleurs} \quad \text{II-21}$$

II.3.2-Etude du diagramme d'ambiguïté :

Ce diagramme est fonction de la fréquence et le temps, dans le cas d'une seule impulsion il est donné par la figure II-4 suivante :

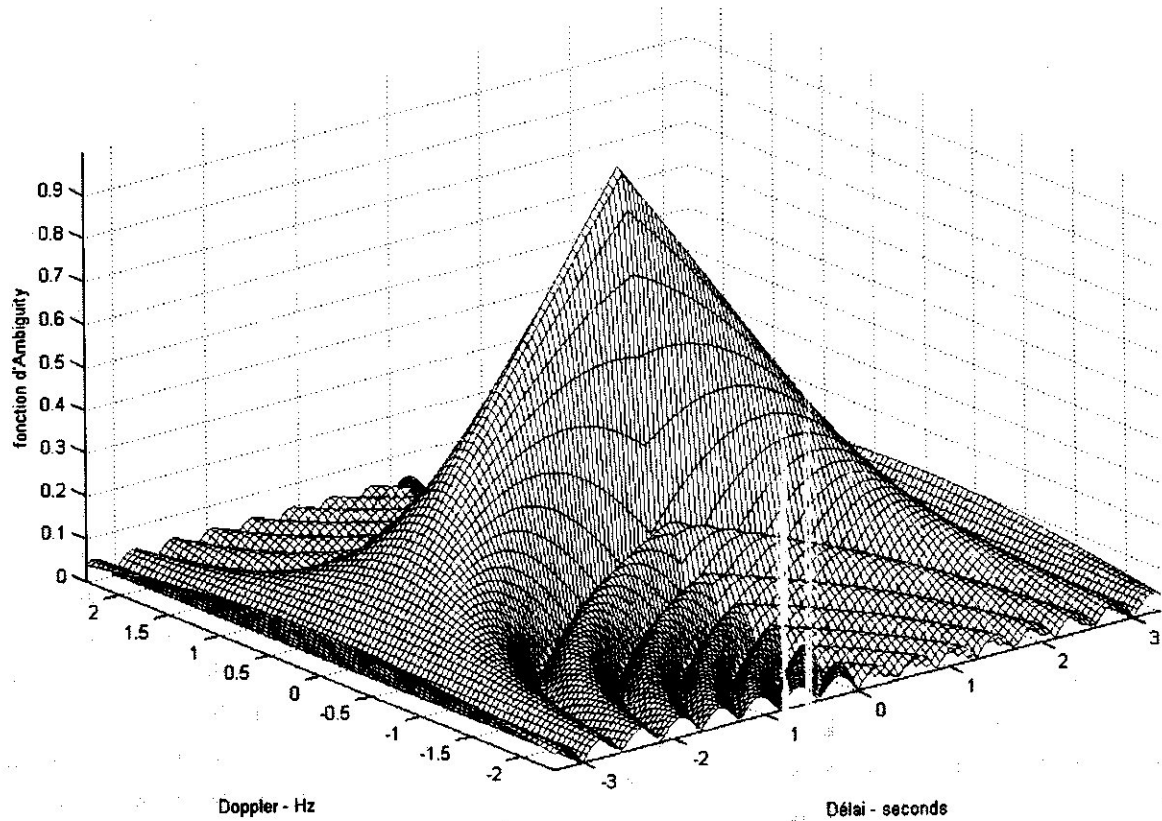


Figure II-4 : diagramme d'ambiguïté d'une irpulsion

II.3.3- Pouvoir de résolution :

La fonction d'ambiguïté permet de définir le pouvoir de résolution en distance et en fréquence, mais le seuil de détection utilisé au niveau de la sortie du filtre adapté possède aussi une influence sur cette résolution.

Si nous fixant un seuil de détection z_0 en utilisant un critère donné, il résulte que toutes les cibles qui produisent un signal dont l'énergie E_S est supérieure au seuil ne peuvent être distinguées les unes des autres. Sachant que cette énergie E_S donnée par:

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)|^2 dt$$

Est liée à la fonction d'ambiguïté par la relation suivante:

$$\max\{|\chi(\tau, f_d)|^2\} = |\chi(0,0)|^2 = (2E)^2$$

Tout en considérant la propriété:

$$|\chi(\tau, f_d)|^2 \leq |\chi(0,0)|^2$$

La figure II-11 suivant illustre la relation entre le pouvoir de résolution, le seuil et la fonction d'ambiguïté.

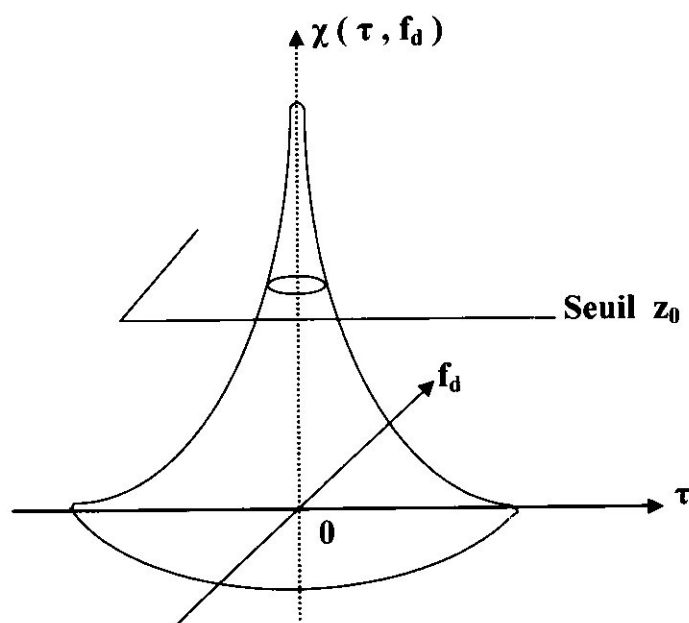


Figure II-5 : fonction d'ambiguïté comparé au seuil de décision z_0

A titre d'exemple, nous considérons une cible (1) bien positionnée en distance comme en vitesse, dont l'énergie associée s'écrit :

$$z_1 = \chi_1(0,0) = 2E_{S1} \quad \text{II-22}$$

avec $\chi(\tau, f_d)$ la fonction d'ambiguïté caractérisant le filtre adapté au signal émis.

Puis considérons, l'énergie à la sortie du filtre adapté pour une cible (2) décalée d'une faible distance $d_0 = c.\tau_0/2$ par rapport à la cible (1) mais à la même vitesse qu'elle, dans ce cas on a :

$$z_2 = \chi_2(\tau_0, 0) = E_S \cdot \chi(\tau_0, 0) \quad \text{II-23}$$

de même, l'énergie à la sortie du filtre adapté pour une cible (3) à la même distance que la cible (1) mais ayant avec elle un écart de vitesse radiale $v_0 = \lambda.f_0/2$ s'écrit :

$$z_3 = \chi_3(0, f_0) = E_S \cdot \chi(0, f_0) \quad \text{II-24}$$

Si les énergies z_1, z_2 et z_3 sont supérieures au seuil de décision z_0 , il est impossible de distinguer les cibles (1), (2) et (3). Plus le seuil z_0 est élevé, plus la zone de résolution est petite et plus le pouvoir de résolution est bon.

La figure II-12, illustre cet exemple :

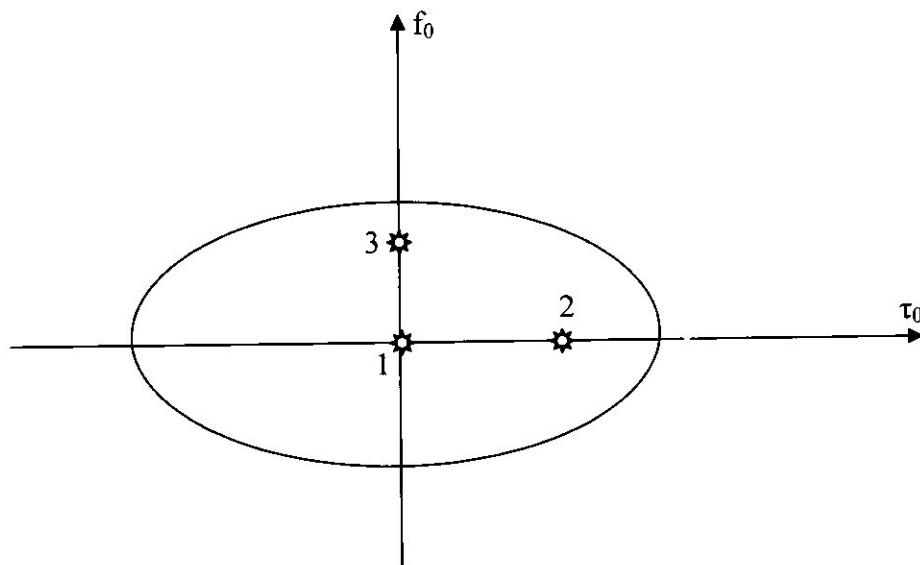


Figure II-6 : Coupe horizontale de la fonction d'ambiguïté au niveau du seuil de décision

Le pouvoir de résolution est aussi appelé discrimination (en distance ou en vitesse), peut être représenté aussi par deux autres coupes, l'une pour le temps, l'autre pour la fréquence :

II.3.4- Cohérence temporelle :

On peut considérer une coupe temporelle du diagramme d'ambiguïté, cette coupe est obtenue en traçant ce dernier pour $f_d = 0$, c'est à dire :

$$|\chi(\tau, 0)| = 1 - \frac{|\tau|}{T_i} \quad \text{pour } |\tau| \leq T_i \quad \text{II-25}$$

Elle peut être représentée par la figure suivante :

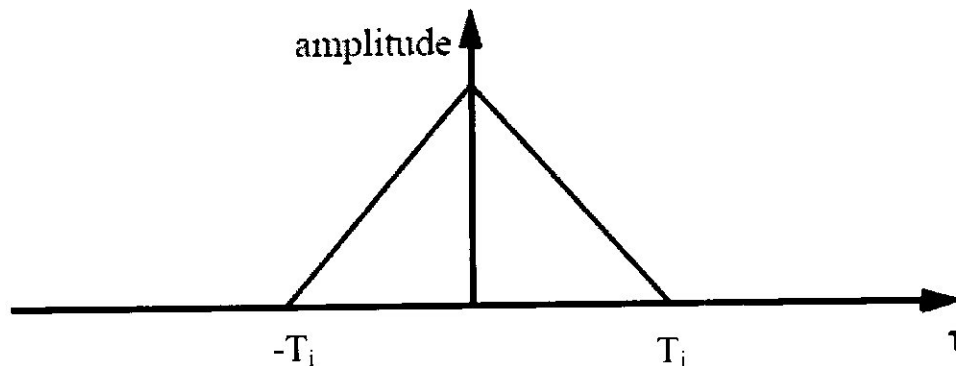


Figure II-7 : Cohérence temporelle d'une impulsion

On note ici que deux cibles ne sont pas ambiguës en distance s'ils sont au moins séparés par T_i seconde.

II.3.5- Cohérence spectrale :

Afin de clarifier la résolution fréquentielle, il est possible de tracer la coupe correspondante à un décalage temporel nul, c'est à dire $\tau = 0$ (axe de fréquence), ceci est donné par :

$$|\chi(0, f_d)| = \left| \frac{\sin(\pi T_i f_d)}{\pi T_i f_d} \right| \quad \text{II-26}$$

La figure II-6 est une représentation de la cohérence spectral correspondante à une seule impulsion, on constate que le premier nul se trouve à $f_d = \pm 1/T_i$ donc il est

possible de séparer des cibles en fréquence sans ambiguïté seulement si elles sont séparées par une fréquence égale à $1/T_i$.

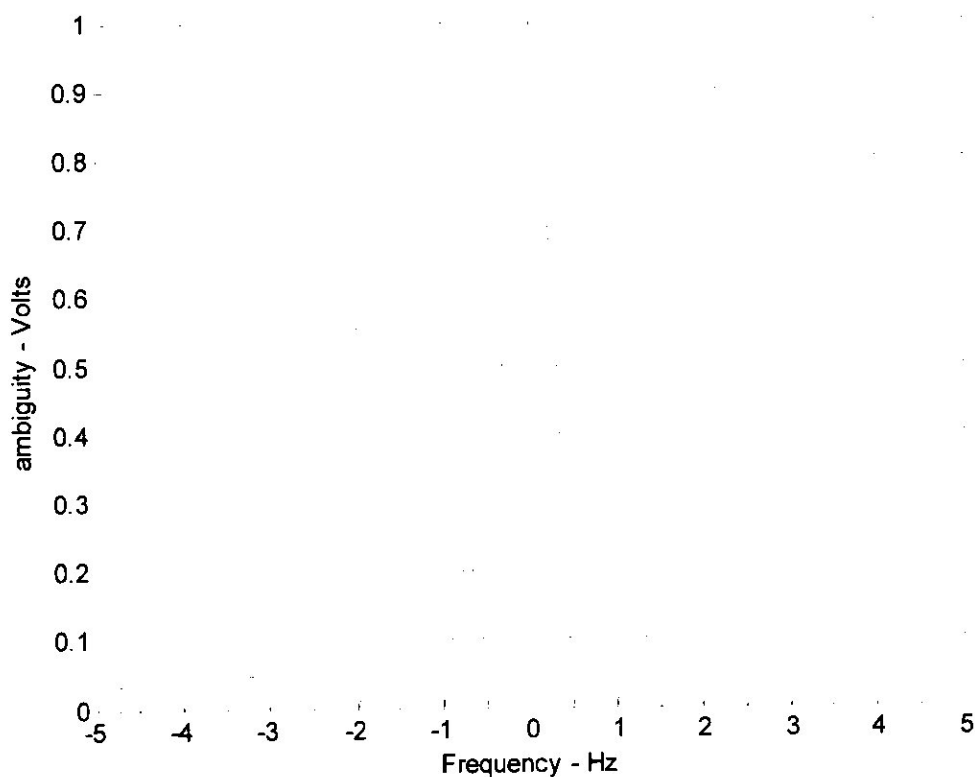


Figure II-8 : Cohérence spectrale d'une impulsion temporelle

Par conséquent, on conclut que le traitement effectué sur une seule impulsion ne permet pas d'obtenir un bon pouvoir discriminateur en distance (en temps) et en vitesse radiale (en fréquence) au même temps. En effet, un bon pouvoir séparateur en vitesse radiale demande l'emploi de signaux longs, et un bon pouvoir discriminateur en distance, l'emploi de spectres larges (T_i très petit), ce qui semble a priori contradictoire.

Cette contradiction peut être levée si le traitement ne s'effectue plus sur une impulsion unique mais sur un train d'impulsions. Nous sommes donc en présence d'un radar de type « Pulse Doppler », car un traitement cohérent du signal sur plusieurs impulsions est effectué.

II.3.6- La fonction d'ambiguïté d'un train d'impulsion

Si le radar est à impulsions avec une période de récurrence T_r le diagramme total d'ambiguïté est la répétition du précédent tous les $(c \cdot T_r / 2)$ le long de l'axe des distances, et tous les $(\lambda / 2 \cdot T_r)$ le long de l'axe des vitesses.

Les ambiguïtés en distance et en vitesse sont donc :

$$\Delta D' = \frac{c \cdot T_r}{2} \quad \text{II-27}$$

$$\Delta V_r' = \frac{\lambda}{2 \cdot T_r} \quad \text{II-28}$$

La Figure (II-7) représente le diagramme d'ambiguïté d'un radar à impulsions ($T_r = 400 \mu\text{s}$, $T_i = 40 \mu\text{s}$) dans le cas où le traitement Doppler s'effectue sur une seule impulsion.

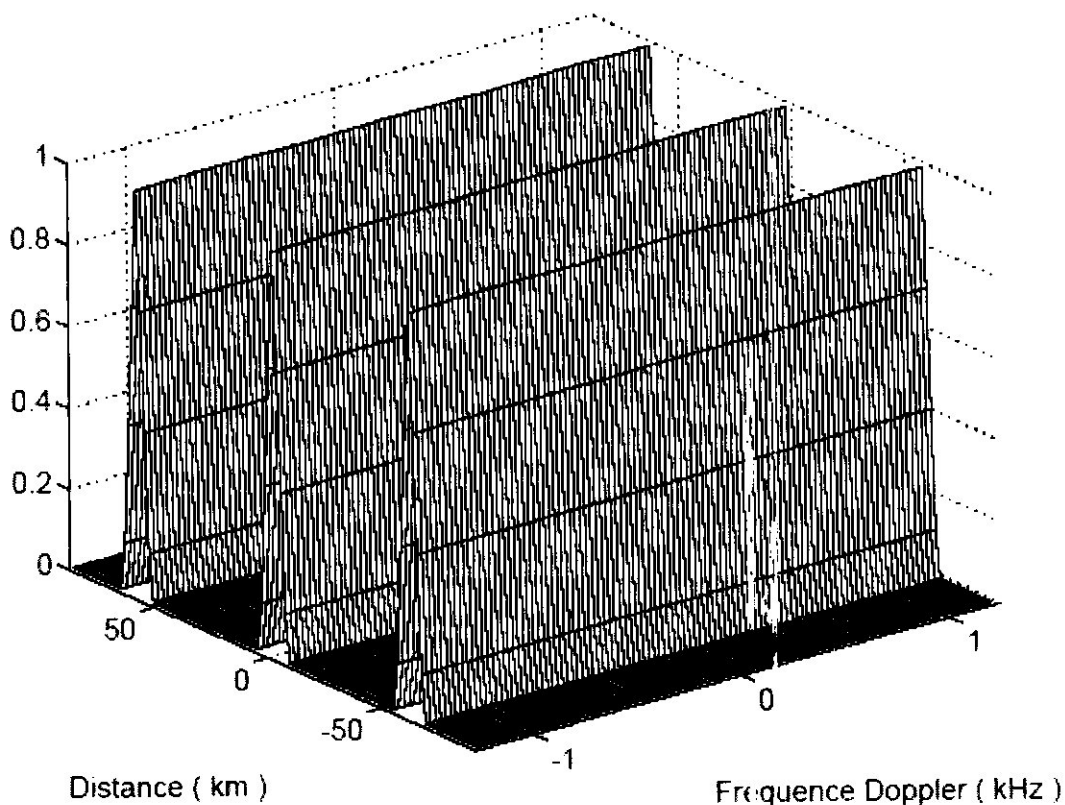


Figure II-9 : Diagramme d'ambiguïté pour un traitement effectué sur une seule impulsion

Le signal se répète de façon cohérente, c'est-à-dire que la phase à l'origine de la porteuse contenue dans l'impulsion, est continue d'une impulsion à l'autre.

Le train formé de 'n' impulsions peut être considéré comme une sinusoïde de durée $n.T_r$, avec T_r la période de récurrence, échantillonnée à chaque période T_r par une impulsion de durée T_i . L'enveloppe complexe de l'onde peut ainsi s'écrire sous la forme :

$$u(t) = \sum_{n=0}^{N-1} u_0(t - n.T_r) \quad \text{II-29}$$

Avec T_r la période de récurrence et $u_0(t)$ défini précédemment.

En supposant la conservation de l'énergie entre $u(t)$ et $u_0(t)$, il faut normaliser $u(t)$ en le multipliant par $1/\sqrt{N}$.

Ainsi, la fonction d'ambiguïté s'écrit :

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{+\infty} u(t - n.T_r) \cdot u^*[t - m.T_r - \tau] e^{2\pi j f_d t} dt \quad \text{II-30}$$

Posons $t = t - n.T_r$, alors :

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} e^{2\pi j f_d \cdot n.T_r} \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \cdot u^*[t - (m - n).T_r - \tau] e^{2\pi j f_d t} dt \quad \text{II-31}$$

d'où :

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} e^{2\pi j f_d \cdot n.T_r} \chi_0[\tau - (n - m).T_r, f_d] \quad \text{II-32}$$

Avec $\chi_0(\tau, f_d)$, la fonction d'ambiguïté correspondant au traitement sur une seule impulsion.

La fonction d'ambiguïté obtenue consiste en la superposition de plusieurs fonctions d'ambiguïté pour une seule impulsion, translatées de $\tau = (n - m) \cdot T_r$ sur l'axe des temps et pondérées par un facteur de phase.

Afin de voir l'effet de ce facteur de phase, nous allons réécrire la double somme ci-dessus sous la forme :

$$\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} = \sum_{p=-(N-1)}^0 \sum_{m=n-p}^{N-1-|p|} + \sum_p \sum_m \Big|_{n=m+p}^{N-1} \sum_m^{N-1-|p|} \quad \text{II-33}$$

La fonction d'ambiguïté se réécrit donc sous la forme :

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) = & \frac{1}{N} \cdot \sum_{p=-(N-1)}^0 \chi_0(\tau - p \cdot T_r, f_d) \cdot \sum_{n=0}^{N-1-|p|} e^{2 \cdot \pi \cdot j \cdot f_d \cdot n \cdot T_r} \\ & + \frac{1}{N} \sum_{p=1}^{N-1} e^{2 \cdot \pi \cdot j \cdot f_d \cdot p \cdot T_r} \cdot \chi_0(\tau - p \cdot T_r, f_d) \cdot \sum_{m=0}^{N-1-|p|} e^{2 \cdot \pi \cdot j \cdot f_d \cdot m \cdot T_r} \end{aligned} \quad \text{II-34}$$

Avec p , le nombre total d'échantillons pour la double somme ($p = 2 \cdot N$).

Sachant que l'on peut écrire :

$$\sum_{n=0}^{N-1-|p|} e^{2 \cdot \pi \cdot j \cdot f_d \cdot n \cdot T_r} = e^{\pi \cdot j \cdot f_d \cdot (N-1-|p|) \cdot T_r} \cdot \frac{\sin[\pi \cdot f_d \cdot (N-1-|p|) \cdot T_r]}{\sin(\pi \cdot f_d \cdot T_r)} \quad \text{II-35}$$

Soit :

$$|\chi(\tau, f_d)| = \frac{1}{N} \sum_{p=-(N-1)}^{N-1} |\chi_0(\tau - p \cdot T_r, f_d)| \cdot \left| \frac{\sin[\pi \cdot f_d \cdot (N-|p|) \cdot T_r]}{\sin(\pi \cdot f_d \cdot T_r)} \right| \quad \text{II-36}$$

Du point de vue de la mesure du temps de trajet de l'onde, le radar Pulse Doppler se comporte comme un radar conventionnel de même durée d'impulsion.

Le pouvoir discriminateur est :

$$\Delta D = \frac{c \cdot T_i}{2} = \frac{c}{2 \cdot \Delta f} \quad \text{II-37}$$

Du point de vue de la mesure des fréquences, le signal du radar Pulse Doppler se comporte comme un signal de durée ($n \cdot T_r$) avec une ambiguïté toutes les ($1 / T_r$), n étant le nombre d'impulsions traitées.

Le pouvoir séparateur en Doppler du radar est donc ($1/n \cdot T_r$) et son pouvoir séparateur en vitesse radiale :

$$\Delta V_r = \frac{\lambda}{2 \cdot n \cdot T_r} \quad \text{II-38}$$

Le pouvoir discriminateur en vitesse radiale est lié non pas au spectre du signal émis, mais à son temps de traitement cohérent.

Diagramme d'ambiguïté pour un train d'impulsion $N=5$, $T_i = 0.2$ s, $T_r = 1$ s

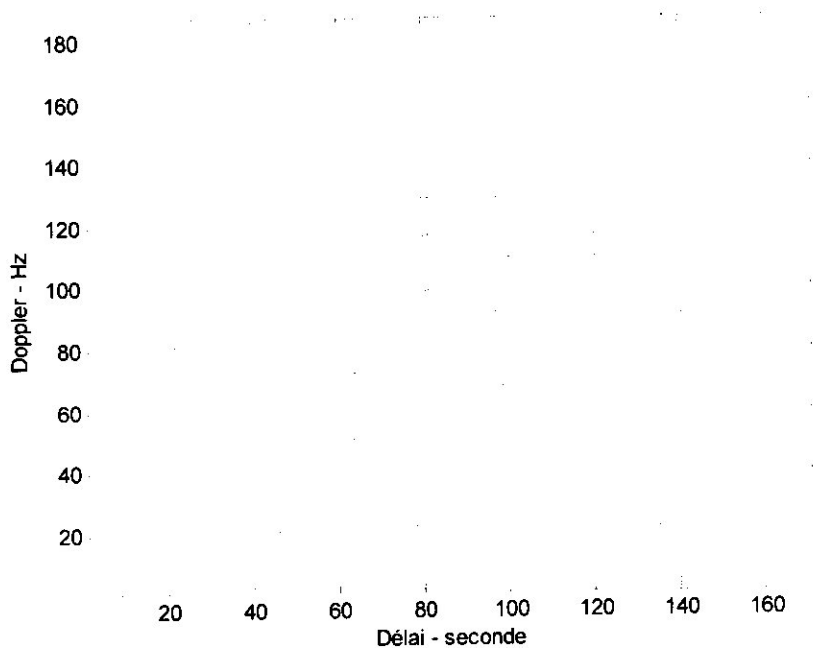


Figure II-10 : Contour plot pour diagramme d'ambiguïté

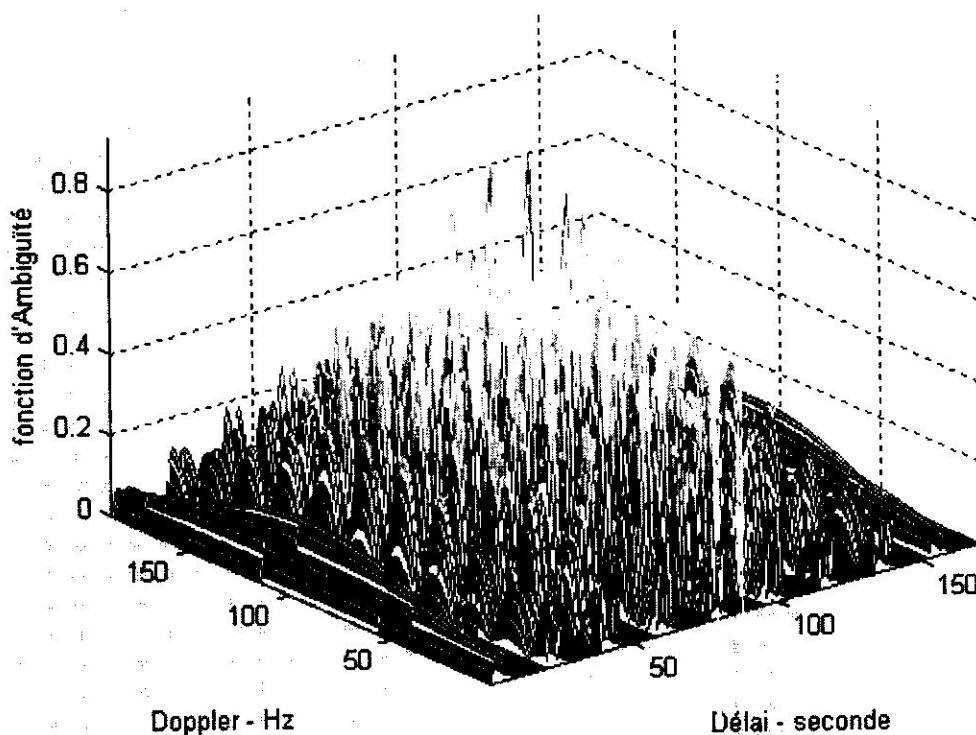


Figure II-11 : Diagramme d'ambiguïté pour un train d'impulsion $N=5$, $T_i = 0.2$ s, $T_r = 1$ s

Le domaine dans lequel la détection des cibles est possible sans ambiguïté, se délimite:

- en distance par : $D_{\max} = \frac{c.T_r}{2}$ II-39

- en vitesse par : $V_{r_{\max}} = \frac{\lambda}{2.T_r}$ II-40

Dans ce cas (train d'impulsion), le pouvoir discriminatoire en distance est lié à la durée d'impulsion (τ) comme le cas d'une seule impulsion. Contrairement au pouvoir discriminatoire en vitesse qui est déterminé par la durée du train d'impulsion $n.T_r$, donc on constate une amélioration du pouvoir de discrimination en fréquence, par conséquent les mesures en temps et en fréquence peuvent se faire indépendamment de chacune d'entre elles.

Chapitre III

La fonction d'ambiguïté d'un signal codé en code de Gold

III.1- INTRODUCTION :

Dans ce chapitre nous allons étudier la fonction d'ambiguïté d'un signal codé en phase en utilisant plusieurs codes comme le code de Barker et le code pseudo aléatoire (PRN), en plus un code analogue à celui de Gold proposé de notre part. nous analysons la forme du lobe principal de la fonction d'ambiguïté ainsi que le niveau des lobes secondaires associés, afin de tirer les avantages ou les inconvénients liés à notre proposition.

III.2- Fonction d'ambiguïté d'un code BARKER :

Ces codes ont été créés par BARKER en 1953, ce sont des codes à séquence binaire permettant de créer un signal radar comme montré sur la figure III-1, La réalisation de ce signal se fait en divisant une impulsion de durée τ' en N segments de durée $\Delta\tau = \tau'/N$, à chaque segment on associe une porteuse dont la phase est de $(0$ ou $\pi)$ selon que la valeur du code est 0 ou 1 respectivement.

Cette opération conduit à une compression d'impulsion dont le taux de compression est $\xi = \tau' / \Delta\tau = N$ où N nombre de bit dans le code BARKER.

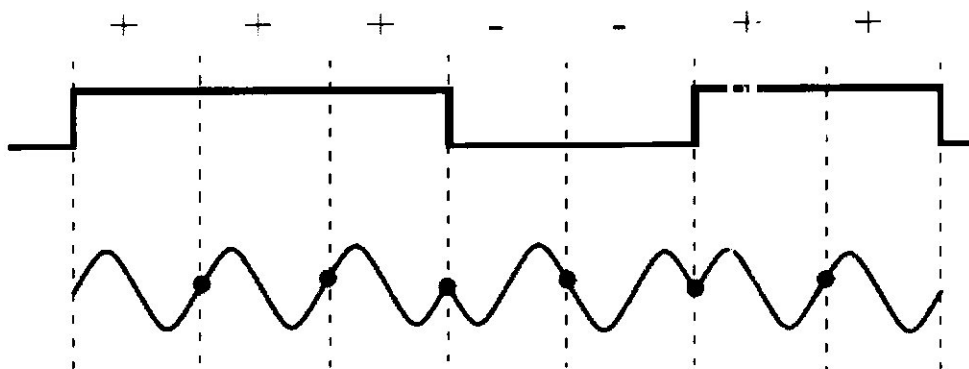


Figure III-1 : Code de BARKER De Longueur 7

L'une des caractéristiques des codes BARKER est qu'ils produisent un signal dont le taux entre le lobe principal et les lobes secondaire égale à $1/N$.

On note qu'il n'y a que sept codes de Barker ce qui les rends peu utiliser en radar pour des raisons de sécurité, ces codes sont résumés dans le tableau III-1 suivant :

Symbole	Longueur	Code
B_2	2	1 1 ou 1 -1
B_3	3	1 1 -1
B_4	4	1 1 -1 1 ou 1 1 1 -1
B_5	5	1 1 1 -1 1
B_7	7	1 1 1 -1 -1 1 -1
B_{11}	11	1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1
B_{13}	13	1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1

Tableau III-1 : Code de BARKER

En générale la fonction d'auto-corrélation (qu'est une approximation de la sortie du filtre adapté) pour un code de BARKER B_N possède une largeur de $2N\Delta\tau$ aussi la largeur du lobe principal est de $2\Delta\tau$ et son amplitude égale à N , tandis que les lobes secondaires sont de nombre de $(N-1)/2$ de chaque coté du lobe principal. Considérons à titre d'exemple le code de Barker B_{13} qui est souvent utilisé en radar, dans ce cas l'amplitude du lobe principal est égale à 13, celle de chaque lobe secondaire est de 1, comme montré sur la figure III-2.

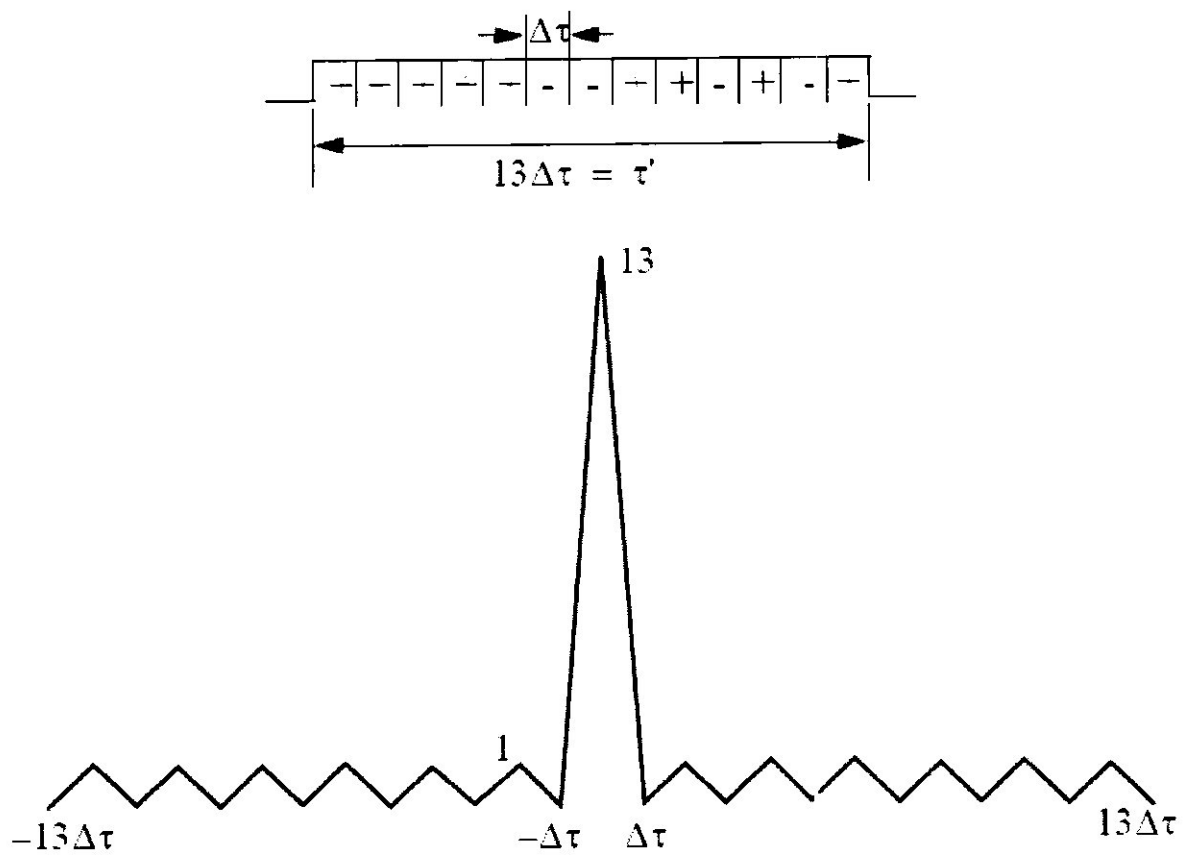


Figure III-2 : Fonction d'auto-corrélation d'un code BARKER B₁₃

On peut dans ce cas calculer le rapport du lobe secondaire au lobe principal, qui est donné par :

$$20 \cdot \log(1/13) = -22.3 \text{ dB}$$

Aussi on note qu'il est possible de combiner deux codes de BARKER pour générer un code plus long, dans ce cas un code B_m est utilisé dans le code B_n pour donner un code B_{mn} de longueur $m \cdot n$ donc le taux de compression est $m \cdot n$ mais les lobes secondaires ne sont plus unités. Par exemple B_5 et B_4 sont combinés pour donner B_{54} :

$$B_{54} = \{11101 ; 11101 ; 00010 ; 11101\}$$

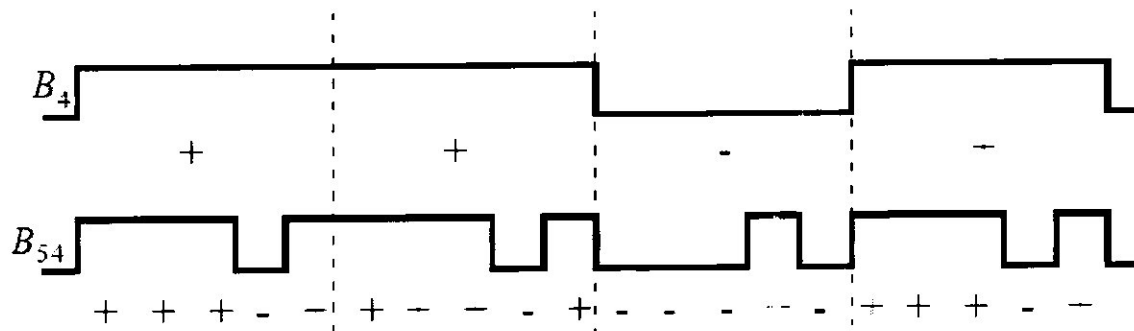


Figure III-3 : Code de BARKER combiné B_{54}

Dans ce cas, le rapport est de :

$$20 \cdot \log(0.28) = -11.06 \text{ dB}$$

Ce qui est différent au code précédent. On note que à ce niveau on peut dire que le code Barker B_{13} est meilleur que celui associé au code Barker B_{54} .

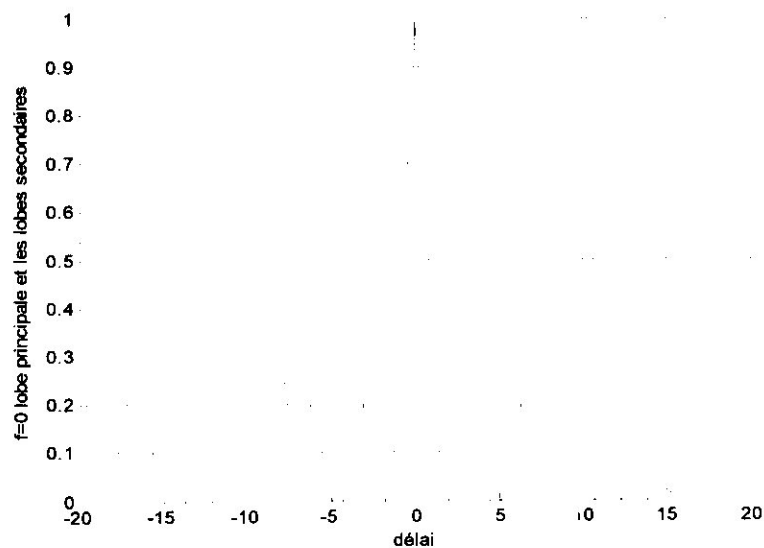


Figure III-4 : cohérence temporelle d'un code de BARKER B_{54}

III.2.1-code de BARKER B_4 :

Nous avons simulé sous Matlab, la fonction d'ambiguïté associée au code de Barker de longueur 4, cette séquence est donnée par les valeurs suivantes :

$$B_4 = [1 \ 1 \ -1 \ 1]$$

Le tracé de la fonction d'ambiguïté est donné par la figure III-5 suivante :

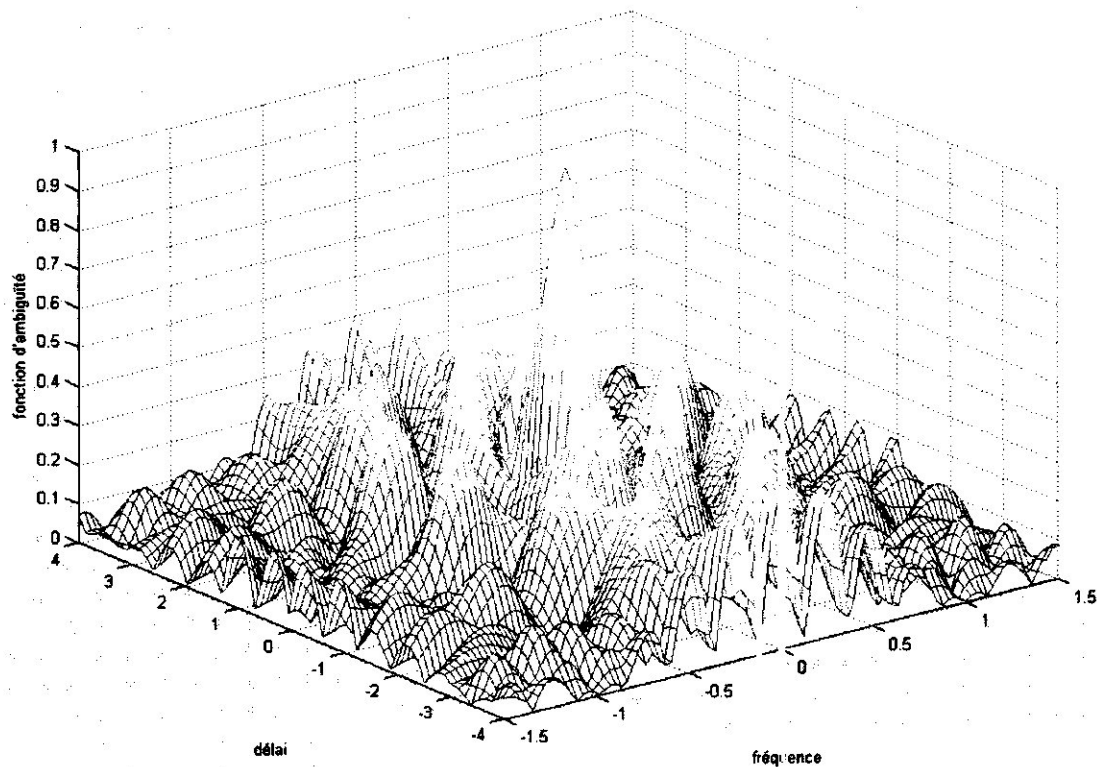


Figure III-5 : fonction d'ambiguïté du code de Barker B_4

Aussi nous avons simulé la cohérence temporelle puis fréquentielle de ce code, ces deux fonctions exposées en chapitre II, sont représentées par les deux figures suivantes :

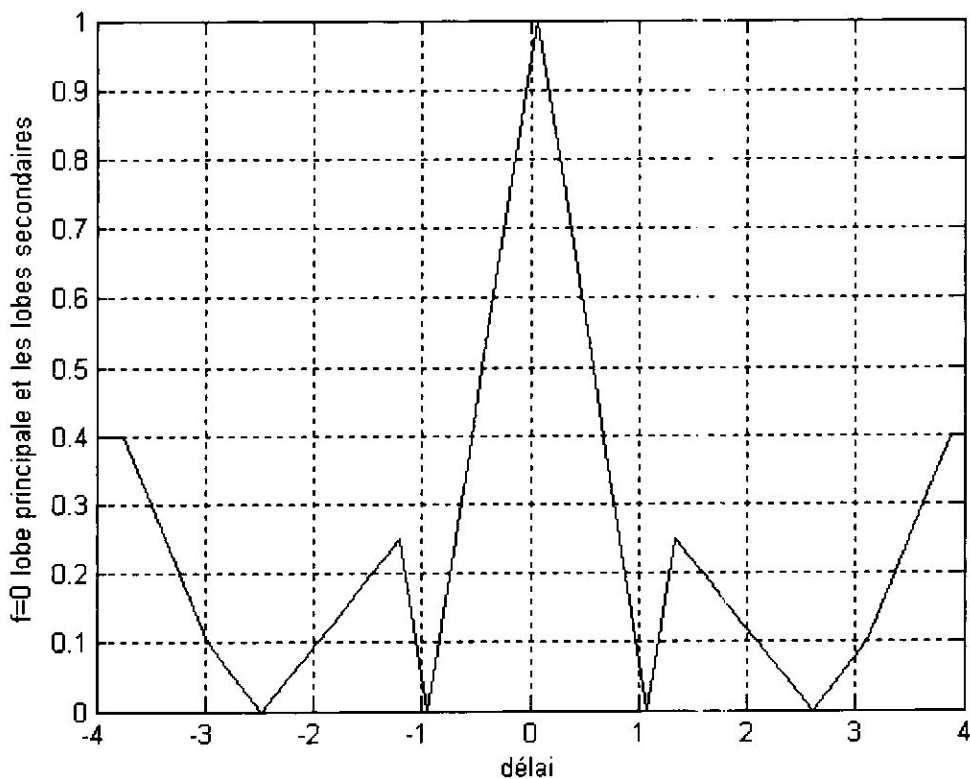


Figure III-6 : Cohérence temporelle du code de Barker B₄

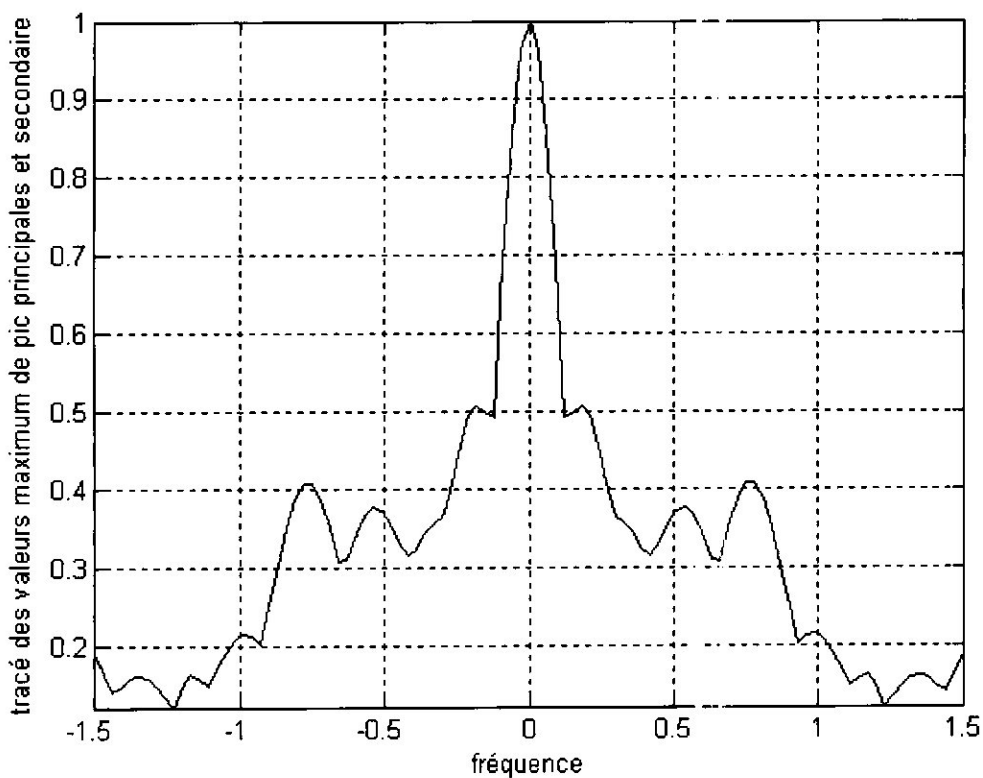


Figure III-7 : cohérence fréquentielle du code de Barker B₄

III.2.2-code de BARKER B_{13} :

Nous avons aussi réalisé les même simulations mais cette fois pour un code Barker de 13 séquences, qui sont données par :

$$B_{13} = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1]$$

Dans ce cas le tracé de la fonction d'ambiguïté, la cohérence temporelle et fréquentielle sont données par la série des figures suivantes :

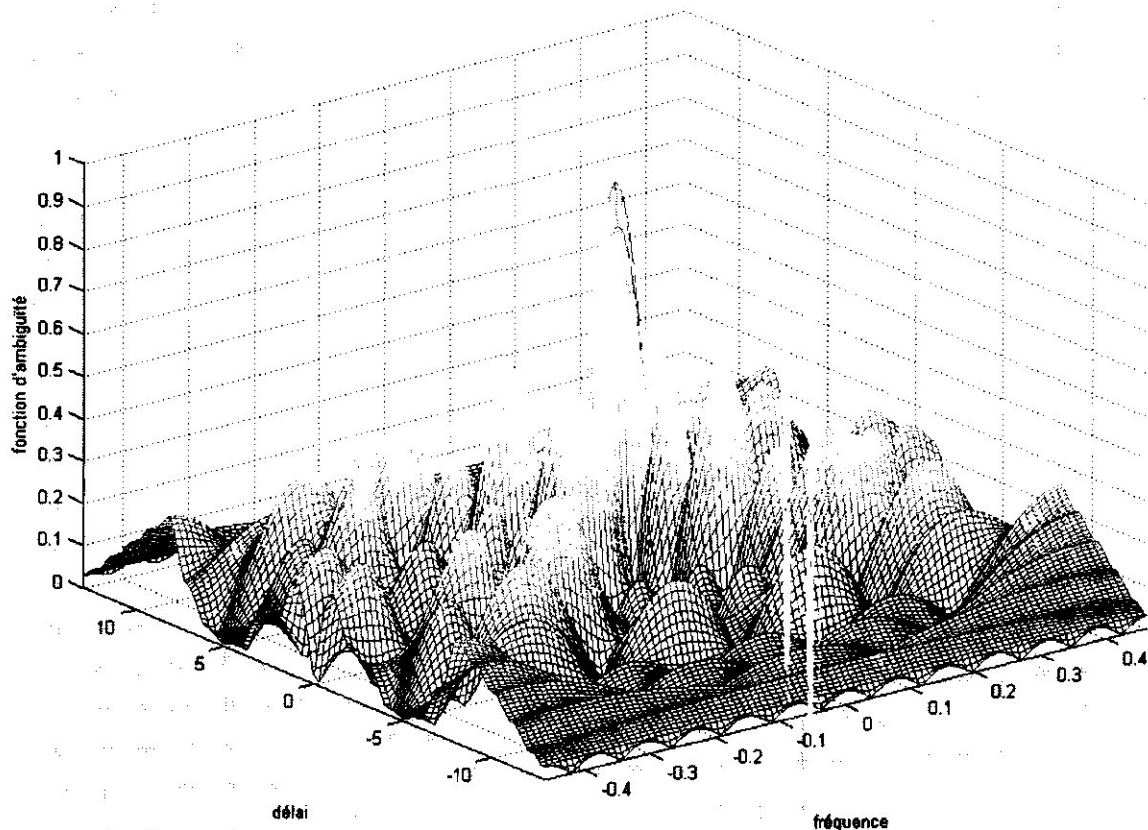


Figure III-8 : fonction d'ambiguïté du code de Barker B_{13}

Nous constatons que le pic et toujours présent aussi le rapport entre le lobe secondaire et le principal est de l'ordre de -4.8157dB comme montré sur la figure III-10. D'après le diagramme de cohérence temporelle (figure III-9) on peut dire que le pouvoir séparation en temps égale à $\Delta\tau$ et d'après le cohérence fréquentielle (figure III-9) le pouvoir de séparation en fréquence égale à $1/(N \cdot \Delta\tau)$ ou $T_r = N \cdot \Delta\tau$ donc la discrimination en fréquence est proportionnelle au taux de compression.

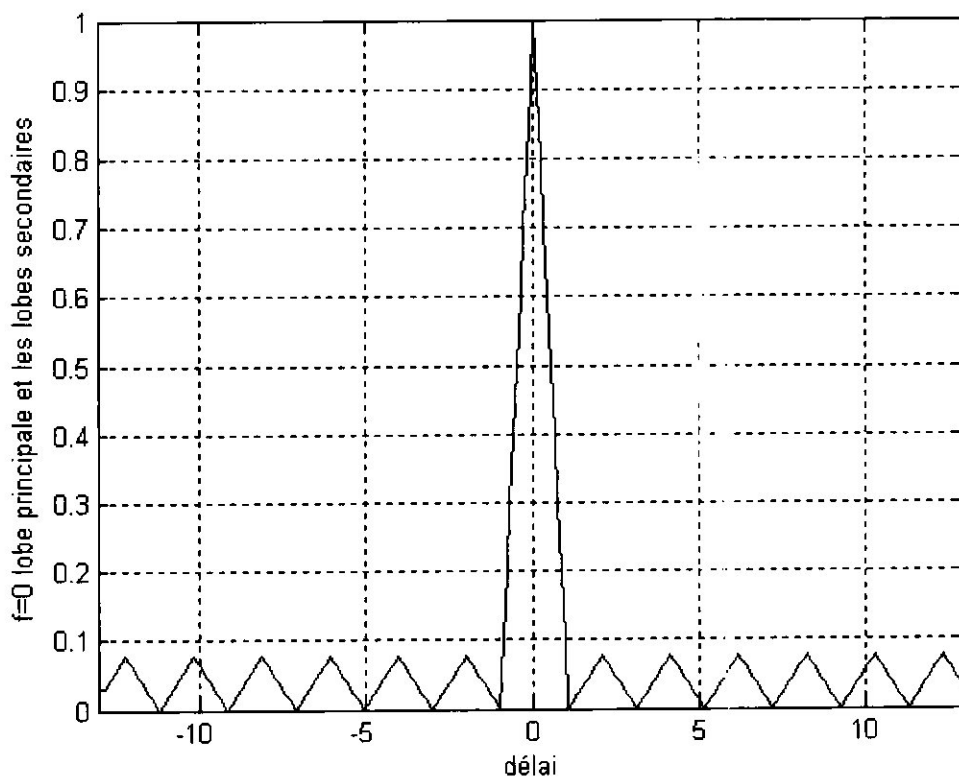


Figure III-9 : Cohérence temporelle du code de Barker B₁₃

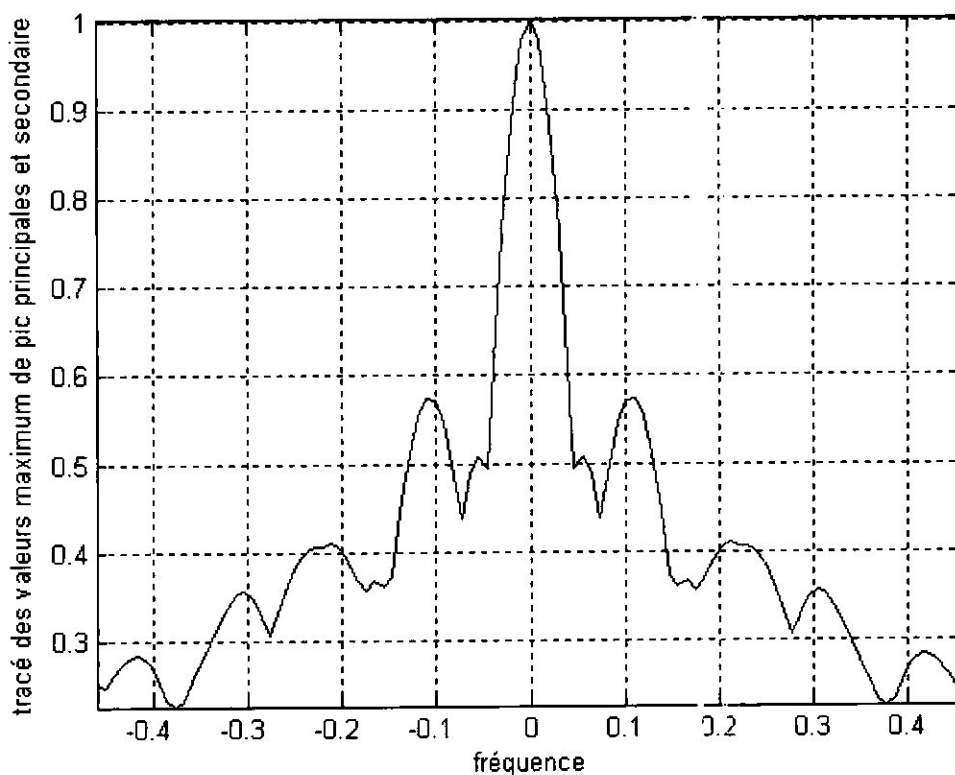


Figure III-10 : cohérence fréquentielle du code de Barker B₁₃

III.3- Fonction d'ambiguïté d'un code PRN :

PRN est un acronyme de Pseudo Random Numbers et on les appelle aussi Maximal Length Sequences (MLS) c'est à dire séquence à longueur maximale, ce sont des codes périodiques possédant les propriétés suivantes :

- le nombre des séquences '1' dans chaque période est supérieur du nombre des séquences '-1' d'une valeur seulement.
- Chaque MLS a la propriété de 'décalage&addition' c'est-à-dire si on additionne selon une addition modulo 2 une séquence maximale avec elle-même décalée le résultat est une autre séquence décalée de la séquence originale.
- La fonction d'auto-corrélation est périodique et il est donné par :

$$\Phi(n) = \begin{cases} L & n = 0; \pm L, \pm 2L, \dots \\ -1 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

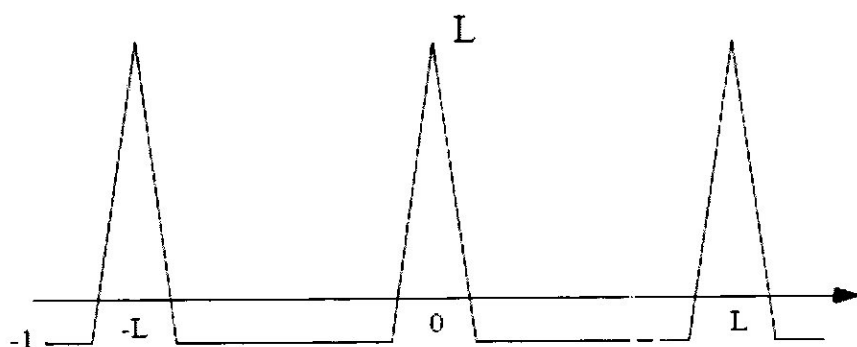


Figure III-11 : Auto-corrélation d'un code PRN de longueur L

Les principaux avantages acquis de l'utilisation des codes PRN sont :

- Résistance au brouillage : le spectre du signal portant l'information étant dupliqué sur une large bande, l'interférence d'un signal brouilleur n'affectera qu'une partie des répliques, les autres restant exploitables pour récupérer les données.
- Confidentialité : pour une puissance du signal d'information donnée, l'étalement de spectre permet de répartir cette puissance sur les différentes répliques ce qui abaisse le niveau global du spectre. Ainsi, celui-ci peut passer en dessous du niveau du bruit.

- Cryptage : l'étalement de spectre constitue un moyen de cryptage : en effet, le signal étant déjà codé et en dessous du bruit, le seul moyen de le retrouver est de trouver le bon code utilisé à l'émission.
- Capacité de mesure du retard de propagation : les fonctions d'autocorrélation permettent de calculer le retard de propagation par conséquent la distance de la cible.

Aussi l'avantage de ces codes est que le taux de compression augmente avec la période du code et aussi l'espacement entre les pics.

III.3.1- Génération de Code PRN (MLS) :

Il y a plusieurs méthodes pour générer les codes MLS. Et la méthode la plus connue est d'utiliser des registres à décalage linéaire (linear shift registers 'LSR'). Dans le cas où la séquence générée par ce type de registre est périodique et possède une longueur égale à :

$$L = 2^n - 1$$

Avec n le nombre d'étage dans le générateur de séquence, on dit que cette séquence est une séquence maximale.

On note que chaque générateur est réalisé à partir d'un retour issu d'une combinaison de plusieurs étages par des additions modulo 2 (XOR), et qui est connecté à l'entrée du registre figure III-12.

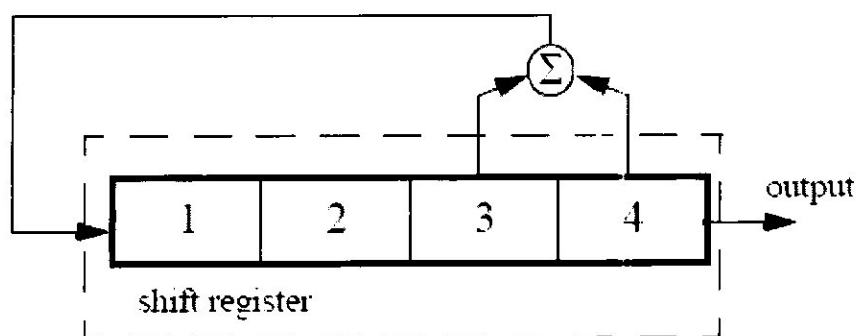


Figure III-12 : générateur à 4 étage avec $L = 15$ et retour (3-4)

Ces connexions déjà citées déterminent si la séquence de sortie sera maximale ou non. Considérons l'exemple correspondant à la figure suivante :

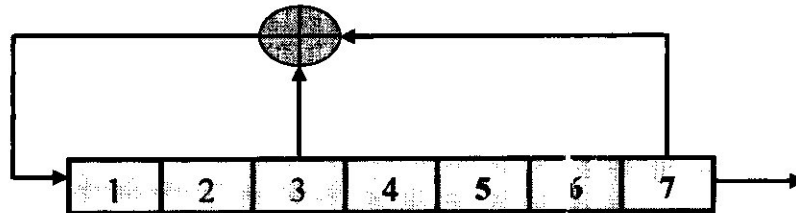


Figure III-13 : générateur à 7 étages avec une contre réaction (3,7)

Dans ce cas nous aurons une séquence maximale MLS de période $L = 31$. Contrairement à la combinaison suivante qui ne génère pas une séquence maximale :

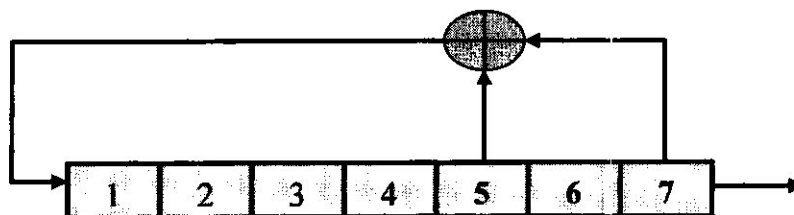


Figure III-14 : générateur à 7 étages avec une contre réaction (5,7)

Donc il est important de connaître pour chaque générateur, le nombre de connexion qui nous donne à la sortie une séquence à longueur maximale, ZIERLER a montré que le nombre de MLS pour un LSRG de n -étages est donné par :

$$N_L = \frac{\varphi(2^n - 1)}{n} \quad \text{III-1}$$

Où φ la fonction d'EULER PHI qu'est donnée par :

$$\varphi(k) = k \prod_i \frac{(p_i - 1)}{p_i} \quad \text{III-2}$$

Où p_i les facteurs primaires de k , et quand k est un nombre premier $\varphi(k) = k-1$.

Par exemple pour un LSRG de 3 étages :

$$N_L = \frac{\varphi(2^3 - 1)}{3} = \frac{\varphi(7)}{3} = \frac{7-1}{3} = 2$$

III.3.2- Caractéristiques polynomiales de Code PRN (MLS) :

Considérons un générateur composé de registre à décalage (LSRG) de 'n' étages permettant de générer une séquence MLS dont les connexions du retour correspondent à n, m, k etc. cette séquence MLS peut être exprimée en utilisant sa caractéristique polynomiale donnée par :

$$x^n + x^m + x^k + \dots + 1$$

où + est modulo 2.

Inversement si les caractéristiques polynomiales d'un générateur donné sont connues, on peut facilement déterminer les connexions de retour à évaluer ainsi que la séquence maximale résultante à la sortie. Dans ce contexte, considérons un générateur à six étages dont le polynôme associé est donné par :

$$x^6 + x^5 + 1$$

le schéma correspondant est présenté par la figure suivante :

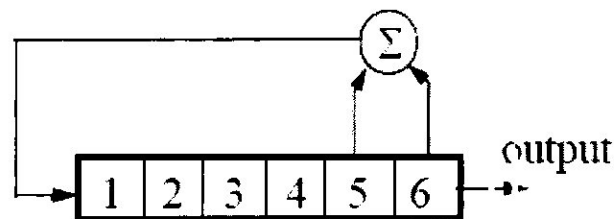


Figure III-15 : Générateur avec $x^6 + x^5 + 1$

Dans notre étude on s'intéresse à la recherche en premier lieu à un code de séquence maximale de longueur acceptable pour qu'il soit exploitable au niveau du traitement réalisé par le récepteur radar, pour ce faire on a examiné la fonction de corrélation de plusieurs générateurs de séquence maximale. Nous avons décidé d'utiliser le registre à décalage associé au polynôme suivant :

$$1 + X^3 + X^5$$

Selon le synoptique :

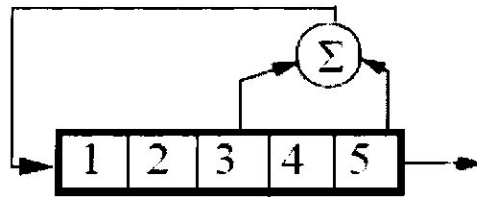


Figure III-16 : Générateur avec $x^5 + x^3 + 1$

Ce dernier permet de générer une séquence maximale de longueur égale à 31 valeurs, qui sont données par:

$$S_{31} = [1 -1 -1 -1 -1 1 -1 1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1]$$

La fonction de corrélation est présentée sur la figure III-17, tandis que la fonction d'ambiguïté est donnée par la figure III-18. On constate que le rapport du lobe secondaire au lobe principal figure III-20 est égal à :

$$20 \cdot \log(0.25105) = -12.0048$$

Aussi on remarque que la fonction d'ambiguïté de ce code est bien meilleure que le code de Barker. Car d'après la figure III-19 (cohérence temporelle) le lobe principale est plus étroit c'est-à-dire le pouvoir de discrimination en temps est meilleur que dans le cas de code de Barker.

De même le pouvoir de séparation en fréquence est meilleur (taux de compression est plus important)

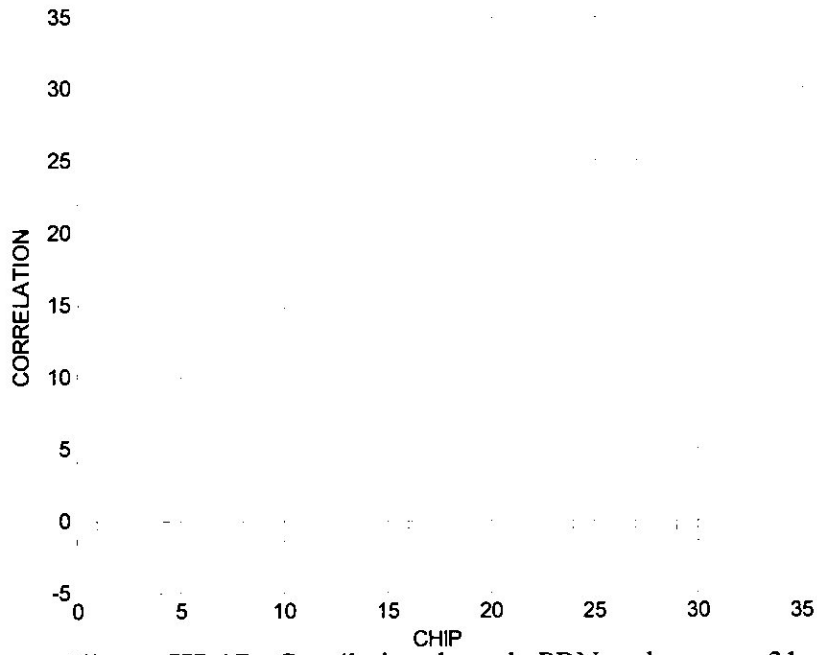


Figure III-17 : Corrélation du code PRN de longueur 31

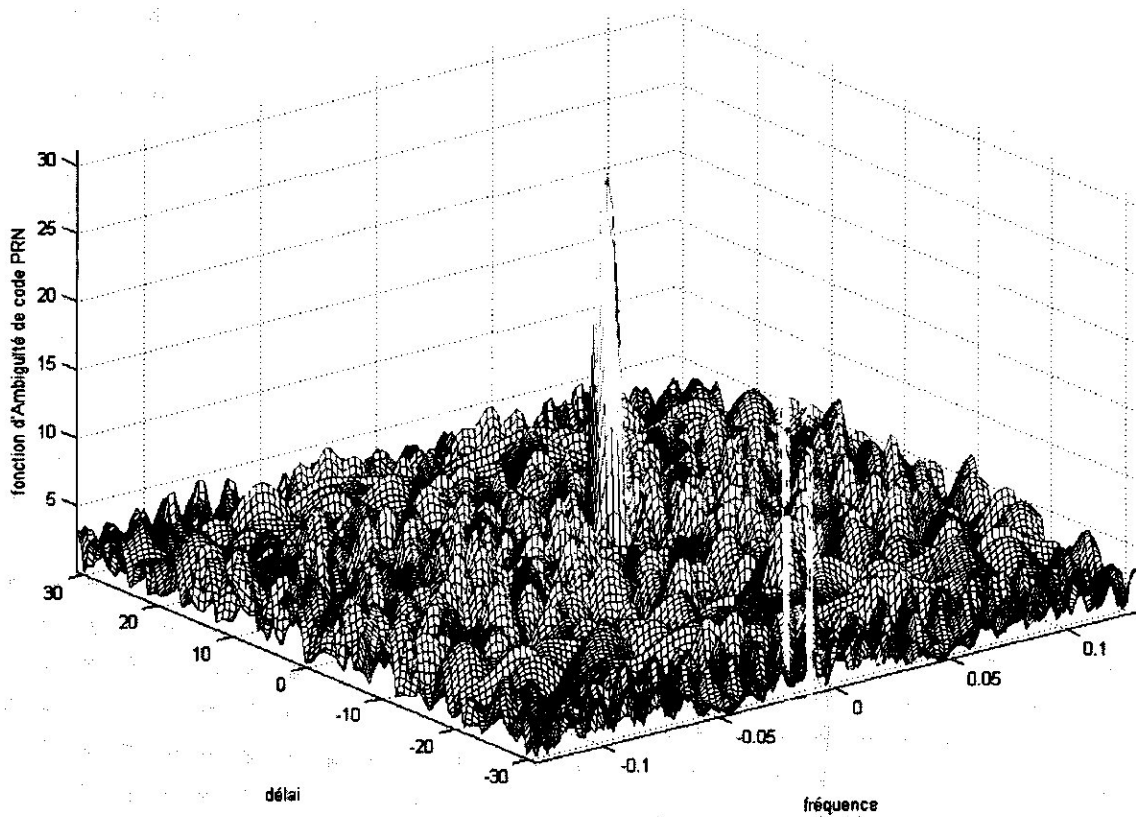


Figure III-18 : fonction d'ambiguïté du code PRN de longueur 31

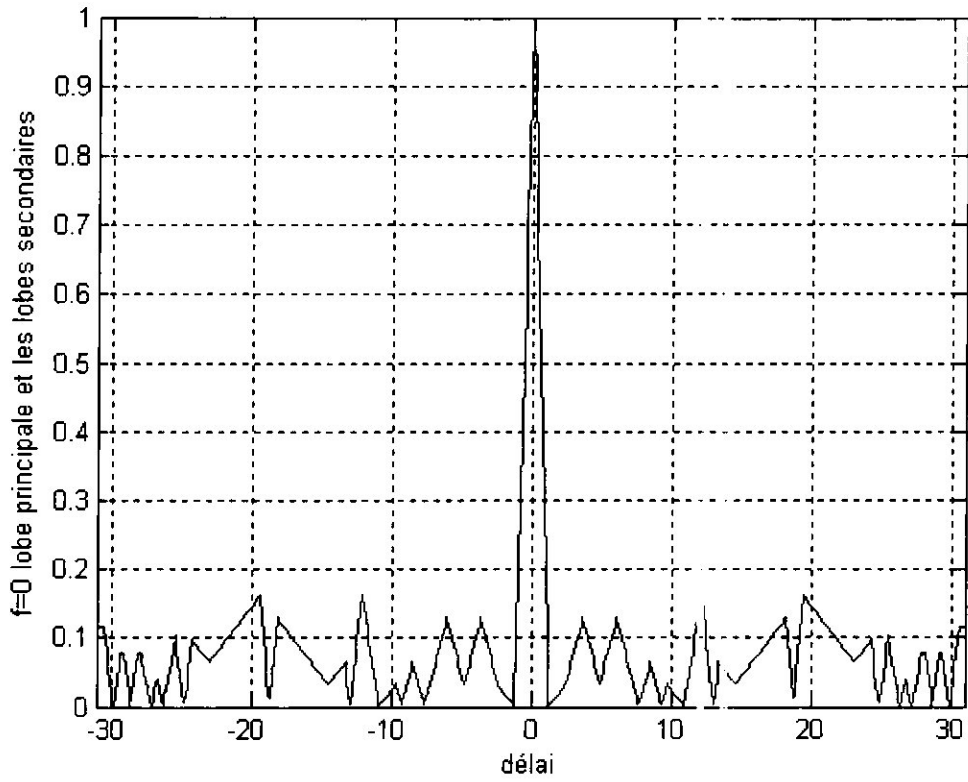


Figure III-19 : Cohérence temporelle du code PRN de longueur 31

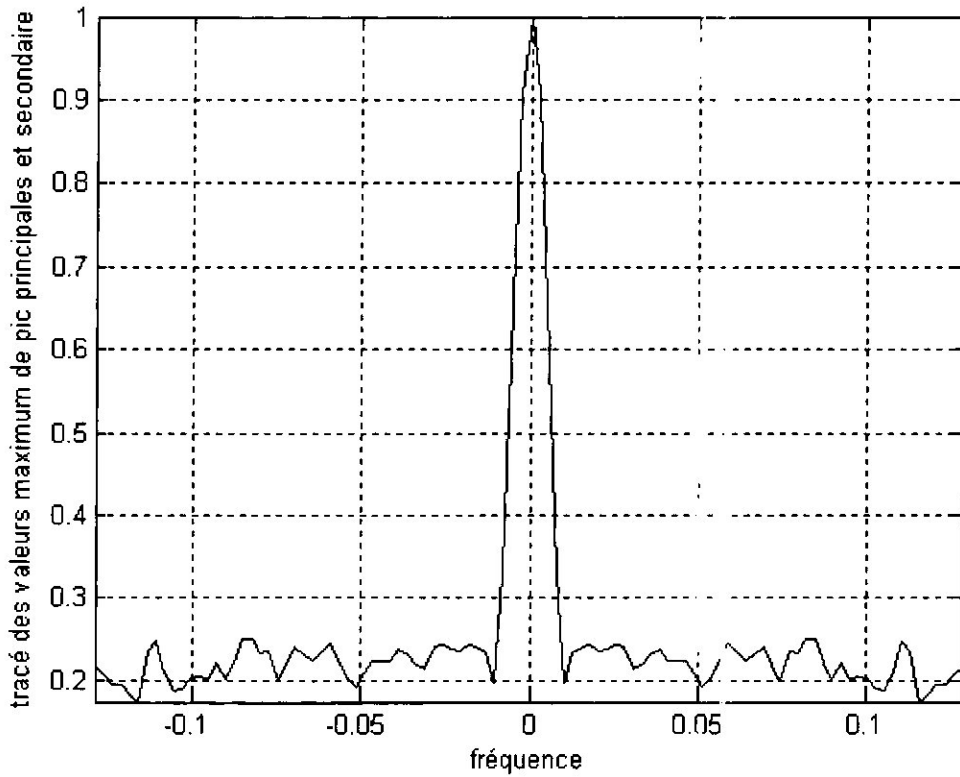


Figure III-20 : Cohérence fréquentielle du code PRN de longueur 31

Longueur du registre	Combinaison à séquence maximale
2	[2,1]
3	[3,1]
4	[4,1]
5	[5,2], [5,4,3,2], [5,4,2,1]
6	[6,1], [6,5,2,1], [6,5,3,2]
7	[7,1], [7,3], [7,3,2,1], [7,4,3,2],[7,6,4,2], [7,6,3,1], [7,6,5,2], [7,6,5,4,2,1], [7,5,4,3,2,1]
8	[8,4,3,2], [8,6,5,3], [8,6,5,2],[8,5,3,1], [8,6,5,1], [8,7,6,1], [8,7,6,5,2,1], [8,6,4,3,2,1]

Tableau III-2 : différentes combinaison à Séquence Maximale

III.4- LES CODES DE GOLD :

Dans ce travail on s'est inspiré de la structure du code de Gold utilisé en GPS, afin de créer un code exploitable en radar, ceci est fait en examinant plusieurs combinaisons possibles pour aboutir à une famille de codes possédant des caractéristiques particulières.

Les caractéristiques du code de Gold sont définies ci-dessous en termes de sa structure et la méthode employée pour lui produire, ainsi quelques simulations de la fonction de corrélation associée.

III. 4.1- La génération du code de Gold :

Le code Gold est un code relativement long de 1023 bits, il est utilisé en GPS sous une cadence de 1.023 Mhz, ce type de code est retenu grâce à ces propriétés de corrélation très intéressantes, comme montré ci dessous.

La figure III-21 montre un synoptique simplifié de la génération du code Gold utilisé en GPS, il est composé de deux registres à décalage de 10 étages, la sortie est réalisée par deux multiplexeurs sélectionnant deux sorties du registre G2. Ces deux sorties sont additionnées modulo 2 avant d'être additionnées à la sortie du registre G1.

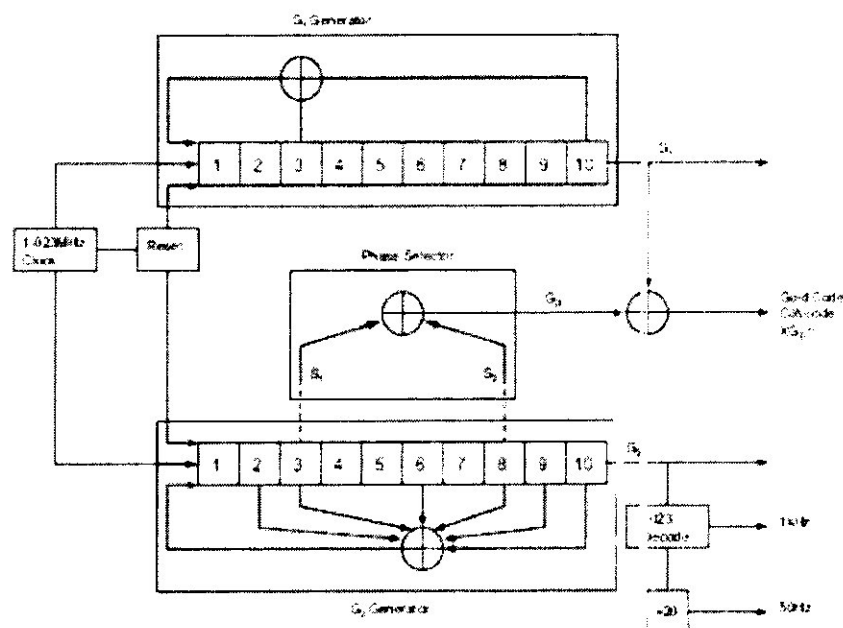


Figure III-21 : Schéma synoptique d'un générateur du code de Gold

N° ID du satellite	N° PRN en GPS	Sélection du code phase	10 1 ^{er} chips octal
1	1	2 ⊕ 6	1440
2	2	3 ⊕ 7	1620
3	3	4 ⊕ 8	1710
4	4	5 ⊕ 9	1744
5	5	1 ⊕ 9	1133
6	6	2 ⊕ 10	1455
7	7	1 ⊕ 8	1131
8	8	2 ⊕ 9	1454
9	9	3 ⊕ 10	1626
10	10	2 ⊕ 3	1504
11	11	3 ⊕ 4	1642
12	12	5 ⊕ 6	1750
13	13	6 ⊕ 7	1764
14	14	7 ⊕ 8	1772
15	15	8 ⊕ 9	1775
16	16	9 ⊕ 10	1776
17	17	1 ⊕ 4	1156
18	18	2 ⊕ 5	1467
19	19	3 ⊕ 6	1633
20	20	4 ⊕ 7	1715
21	21	5 ⊕ 8	1746
22	22	6 ⊕ 9	1763
23	23	1 ⊕ 3	1063
24	24	4 ⊕ 6	1706
25	25	5 ⊕ 7	1743
26	26	6 ⊕ 8	1761
27	27	7 ⊕ 9	1770
28	28	8 ⊕ 10	1774
29	29	1 ⊕ 6	1127
30	30	2 ⊕ 7	1453
31	31	3 ⊕ 8	1625
32	32	4 ⊕ 9	1712
***	33	5 ⊕ 10	1745
***	34**	4 ⊕ 10	1713
***	35	1 ⊕ 7	1134
***	36	2 ⊕ 8	1456
***	37**	4 ⊕ 10	1713

Tableau III-3 : Les différentes combinaisons spécifiques pour chaque PRN

Parmi plusieurs combinaisons possibles, il n'y a que 37 codes retenus pour le système GPS. Ces codes ainsi que leurs combinaisons associées sont résumés dans le tableau III-3 ci-dessus.

III.4.2- Propriétés de corrélation des codes GOLD :

Les codes de Gold ont été choisis en fonction de leurs propriétés d'intercorrélation. Ceci permet à un récepteur GPS d'effectuer des mesures sur les signaux reçus d'un satellite sans être perturbé par la mesure simultanée des autres satellites visibles.

La fonction d'intercorrélation s'exprime de la manière suivante :

$$K_{c_i, c_j}(m) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} c_i(k) c_j(k+m) \tag{III-3}$$

Tandis que L'autocorrélation s'exprime comme suit :

$$K_{c_i, c_i}(m) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} c_i(k) c_i(k+m) \tag{III-4}$$

Les codes de Gold sont élaborés de telles manières que la fonction d'autocorrélation prenne les valeurs suivantes :

$$K_{c_i, c_i}(m) = \begin{cases} 1 \\ -\frac{1}{L} \text{ or} \\ -\frac{1}{L} t(n) \text{ or} \\ \frac{1}{L} [t(n) - 2] \end{cases} \text{ où } t(n) = \begin{cases} 1 + 2^{\frac{n+1}{2}} & n \text{ impair} \\ 1 + 2^{\frac{n+2}{2}} & n \text{ pair et non divisible par 4} \end{cases} \tag{III-5}$$

Ou n=10 dans le cas du GPS, ce qui donne : $L=2^{10}-1=1023$

Par conséquent:

$$K_{c_i, c_i}(m) = \begin{cases} 1 \\ -\frac{1}{L} = \frac{-1}{1023} = -0.001 \\ -\frac{1}{L} t(n) = \frac{-65}{1023} = -0.0635 \\ \frac{1}{L} [t(n) - 2] = \frac{63}{1023} = 0.0616 \end{cases}$$

On peut alors en déduire l'allure de la fonction d'autocorrélation de ces codes qui est donnée par la figure III-22. Les valeurs citées sont bien illustrées sur la figure III-23.

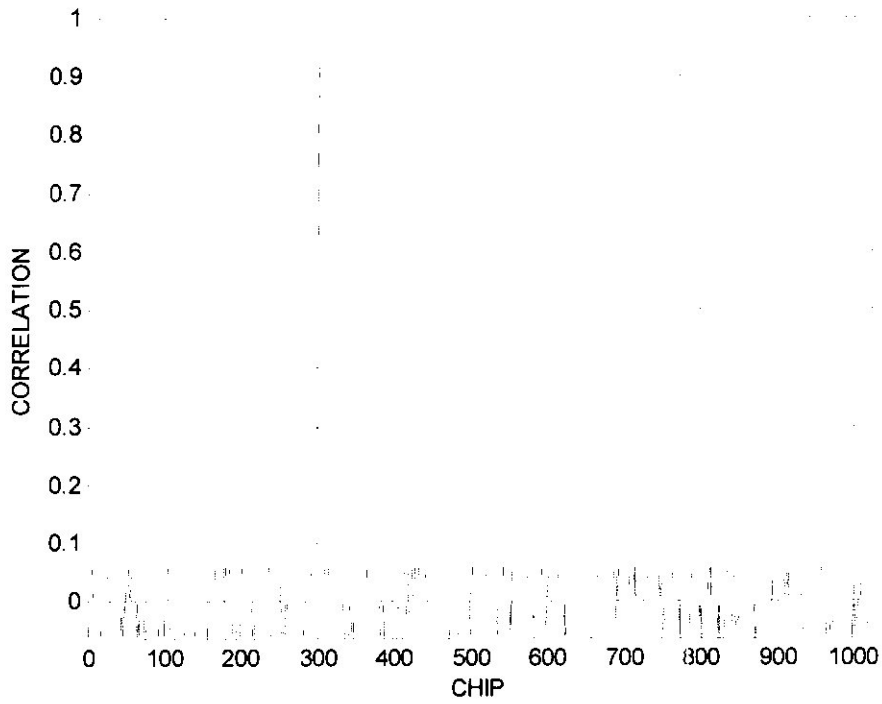


Figure III-22 : Fonction d'autocorrélation d'un code Gold1

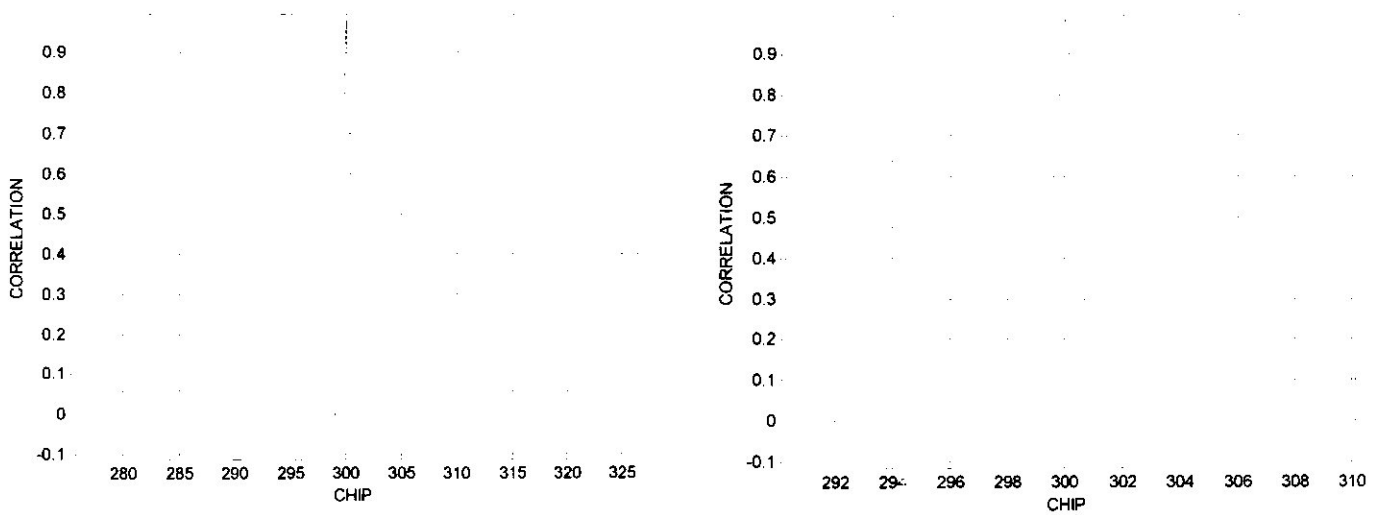


Figure III-23: Fonction d'autocorrélation d'un code PRN1

Les valeurs associées à la fonction d'intercorrélation de cette fonction sont les suivantes :

$$-1/1023 = -0.001$$

$$-65/1023 = 0.0635$$

$$63/1023 = 0.0616$$

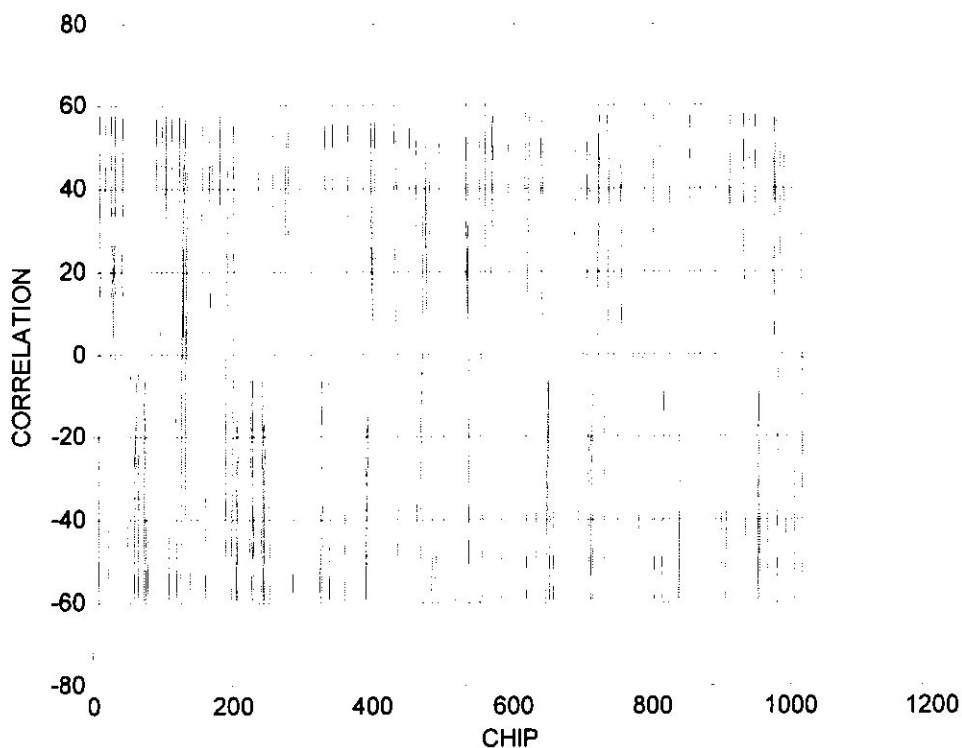


Figure III-24: Intercorrélation d'un code PRN1 et PRN12

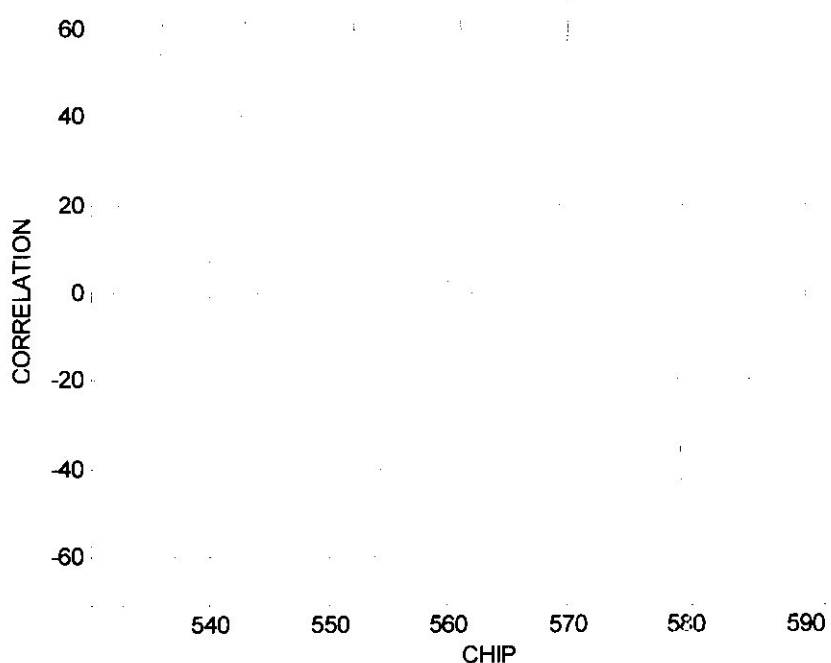


Figure III-25: Intercorrélation d'un code PRN1 et PRN12

III-5 Notre code proposé pour le système radar:

Dans ce qui suit, nous allons utiliser le générateur PRN que nous avons proposé dans un synoptique semblable à celui de Gold, par conséquent nous utiliserons le registre à 7 étages, avec un autre de même taille, nous examinerons les différentes combinaisons possibles afin de tirer la meilleure famille de code qui sera utilisée dans le système radar. La figure III-26 suivante montre l'une des combinaisons possible, sachant que notre code final résulte d'une liaison XOR entre la sortie G1 et la combinaison choisie.

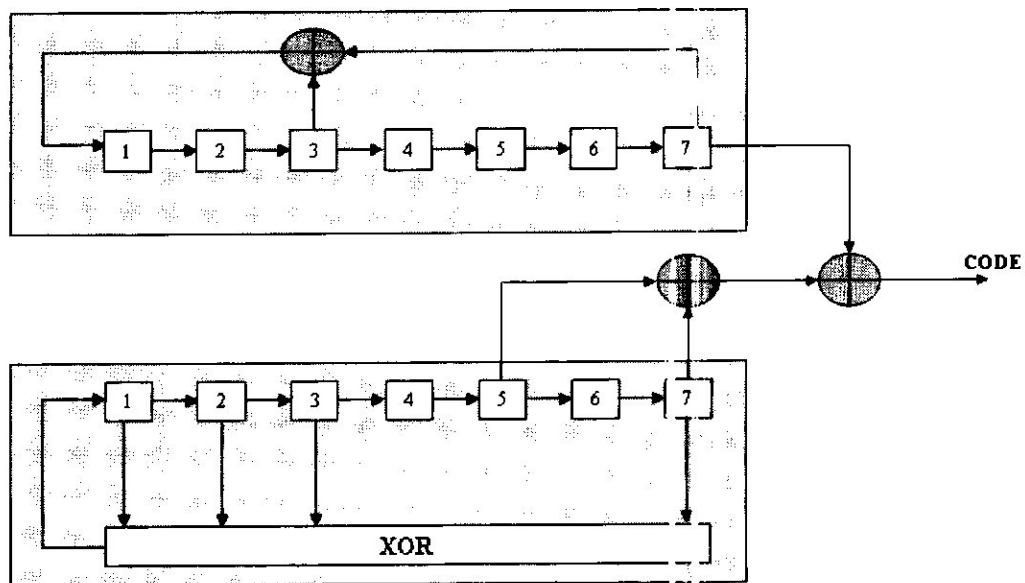


Figure III-26: Schéma Synoptique du générateur du code à 7 étages

III.6- Simulation :

Dans ce qui suit nous allons analyser l'ensemble des combinaisons possibles permettant de générer notre code, pour cela nous avons développé des programmes sous Matlab permettant la détermination des séquences PRN puis de tracer la fonction de corrélation suivie de la fonction d'ambiguïté, tout en calculant le rapport entre le lobe principal et le lobe secondaire le plus important.

Globalement, ces signaux se révèlent relativement satisfaisants. Comme par ailleurs ils sont de mise en oeuvre facile. On note que la proposition d'une famille de code sert à crypter le signal aussi à un étalement de spectre.

On note que nous avons utilisé ici des codes de longueur 127, leurs propriétés de corrélation nous permettent de penser que ce type de code pourra conduire à de bonnes propriétés dans le plan (retard, Doppler), comme nous allons montrer par simulation.

Dans ce contexte, notre première simulation consiste d'abord à la génération du code correspondant à la combinaison (7,5) du synoptique III-26, puis nous avons simulé la fonction de corrélation de ce code qui est présentée par la figure III,27 ; nous constatons que cette fonction possède un pic très important par rapport aux autres valeurs ; par la suite nous avons présenté l'allure de la fonction d'ambiguïté sur la figure III-28, qui montre l'intérêt de ce type de code, car il est clair que le pouvoir de résolution en distance et en vitesse est très fin. Les deux figures III-29 et 30 correspondent respectivement à la cohérence temporelle et fréquentielle de notre code, ces deux fonctions sont calculées en considérant un doppler nul dans la fonction d'ambiguïté pour la cohérence temporelle, de même un retard nul pour la cohérence fréquentielle, et la figure qui montre le rapport entre le pic et les secondaires à partir de ces figures nous avons évalué le rapport entre le lobe secondaire le plus important et le lobe principal, dans ce cas ce rapport vaut -13.4080 dB.

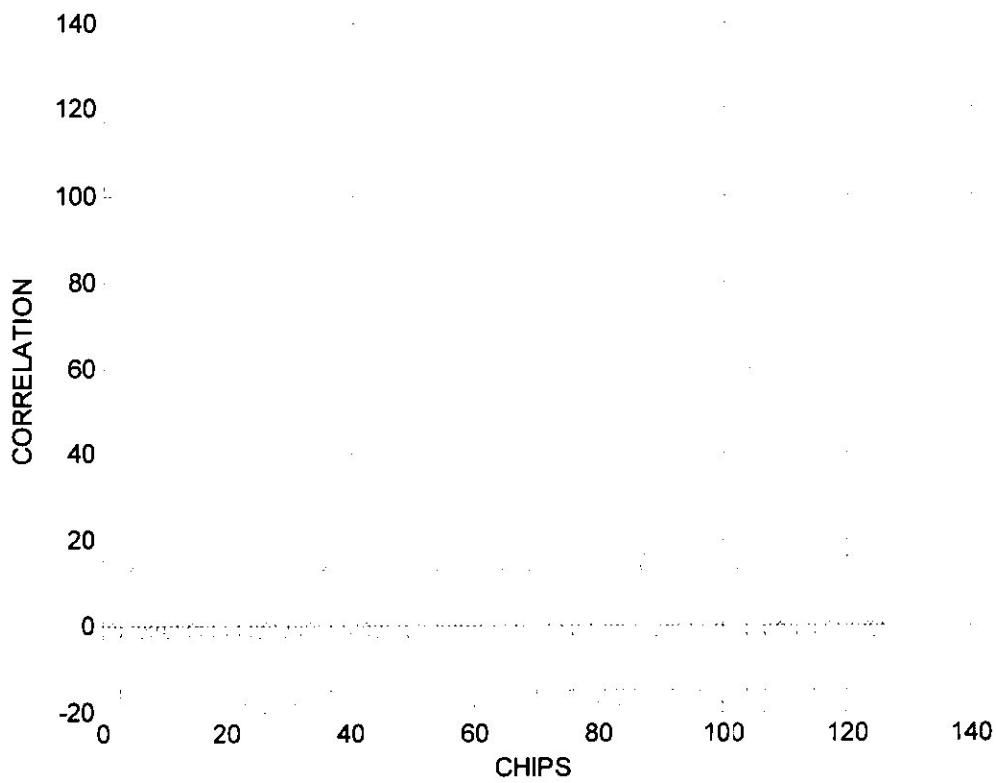


Figure III-27 : Corrélation du code à combinaison $7 \oplus 5$

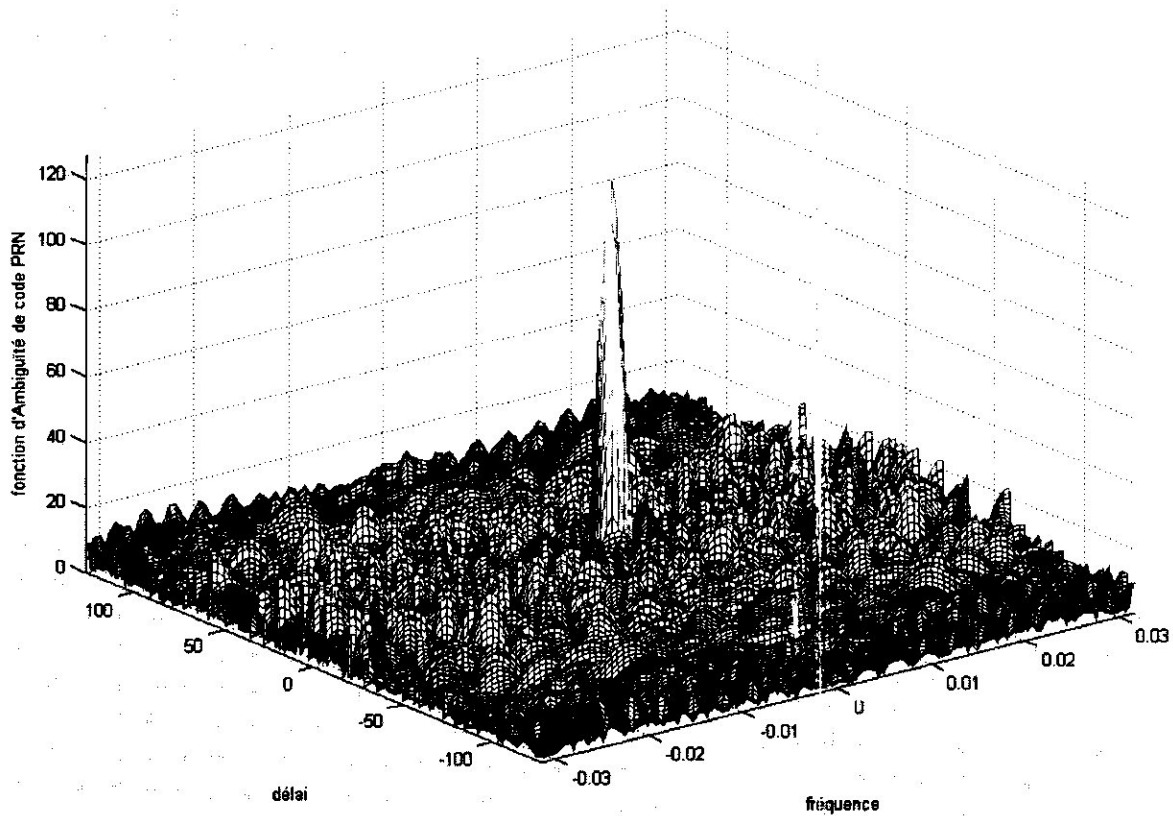


Figure III-28 : Fonction d'ambiguïté du code à combinaison $7 \oplus 5$

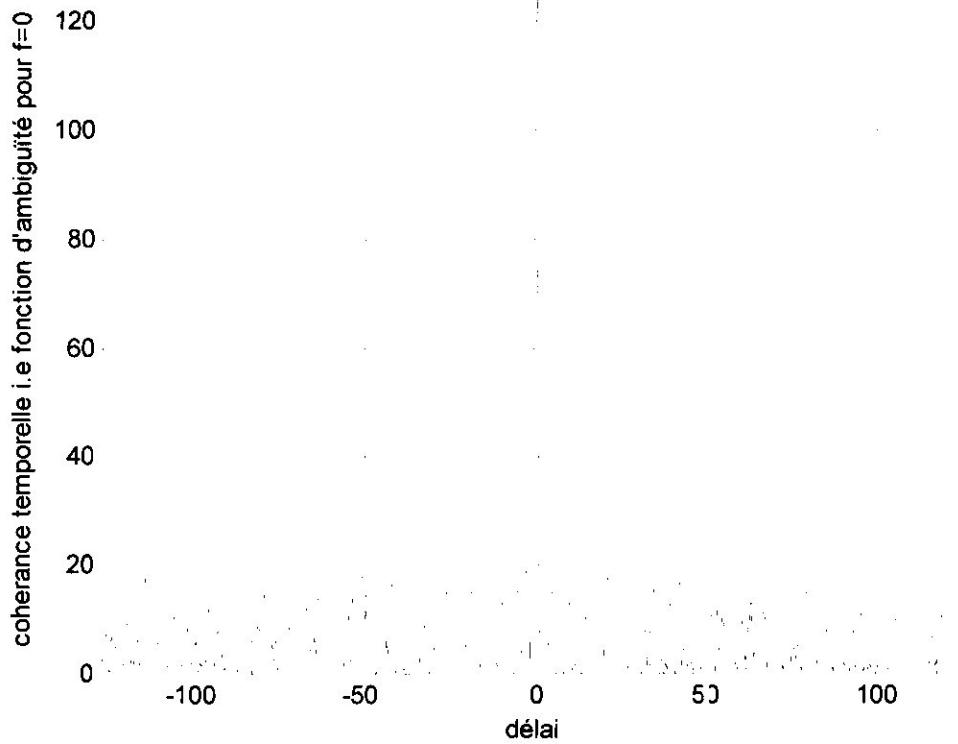


Figure III-29 : Cohérence temporelle du code à combinaison $7 \oplus 5$

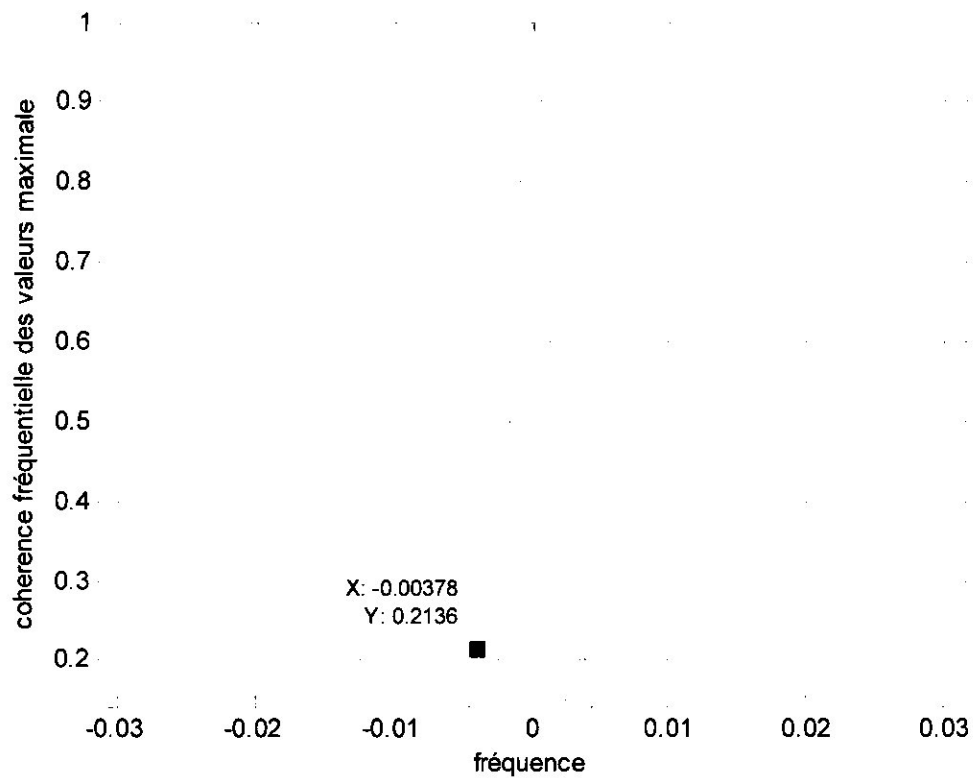


Figure III-30 : Cohérence fréquentielle du code à combinaison $7 \oplus 5$

La deuxième simulation correspond à la combinaison (6,4); de la même manière, nous avons simulé les mêmes fonctions précédentes. Encore une fois l'ensemble des figures III-31,32,33 et 34 montrent le bon comportement en ambiguïté de ce code, aussi dans ce cas les lobes secondaires restent de l'ordre de **-13.4080 dB**.

D'après la figure de cohérence temporelle le pic est toujours très étroit ($\Delta\tau$ est très petit) qui donne une bonne séparation en temps.

De même pour la discrimination en fréquence (N=127) le taux de compression est assez grand.

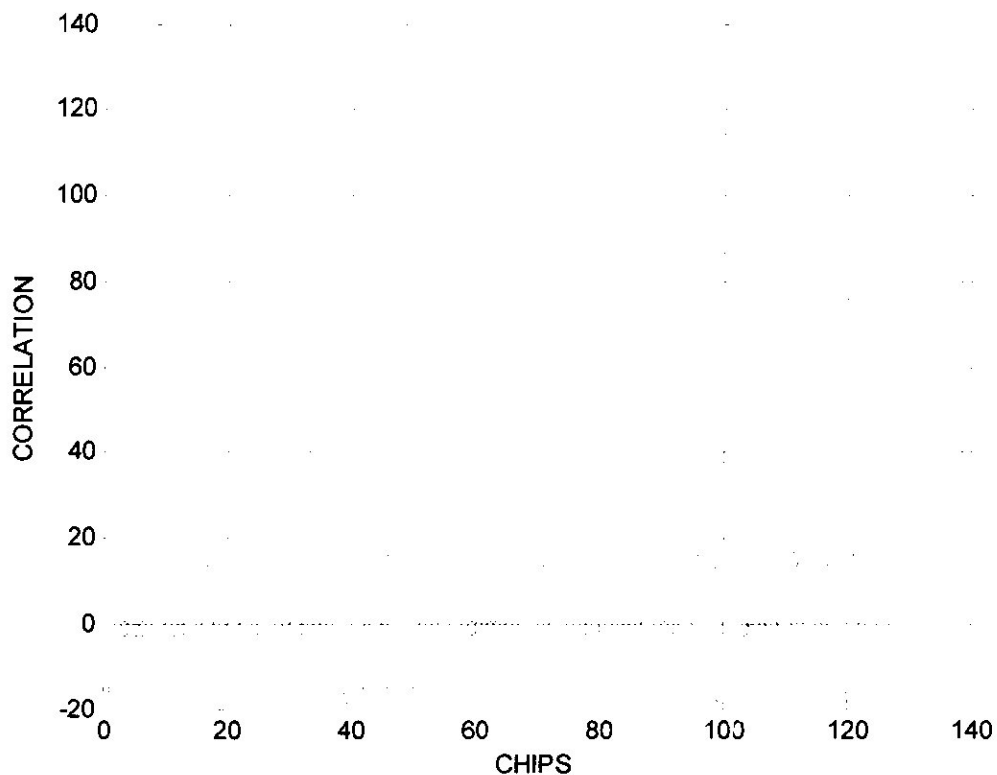


Figure III-31 : autocorrélation du code à combinaison $6 \oplus 4$

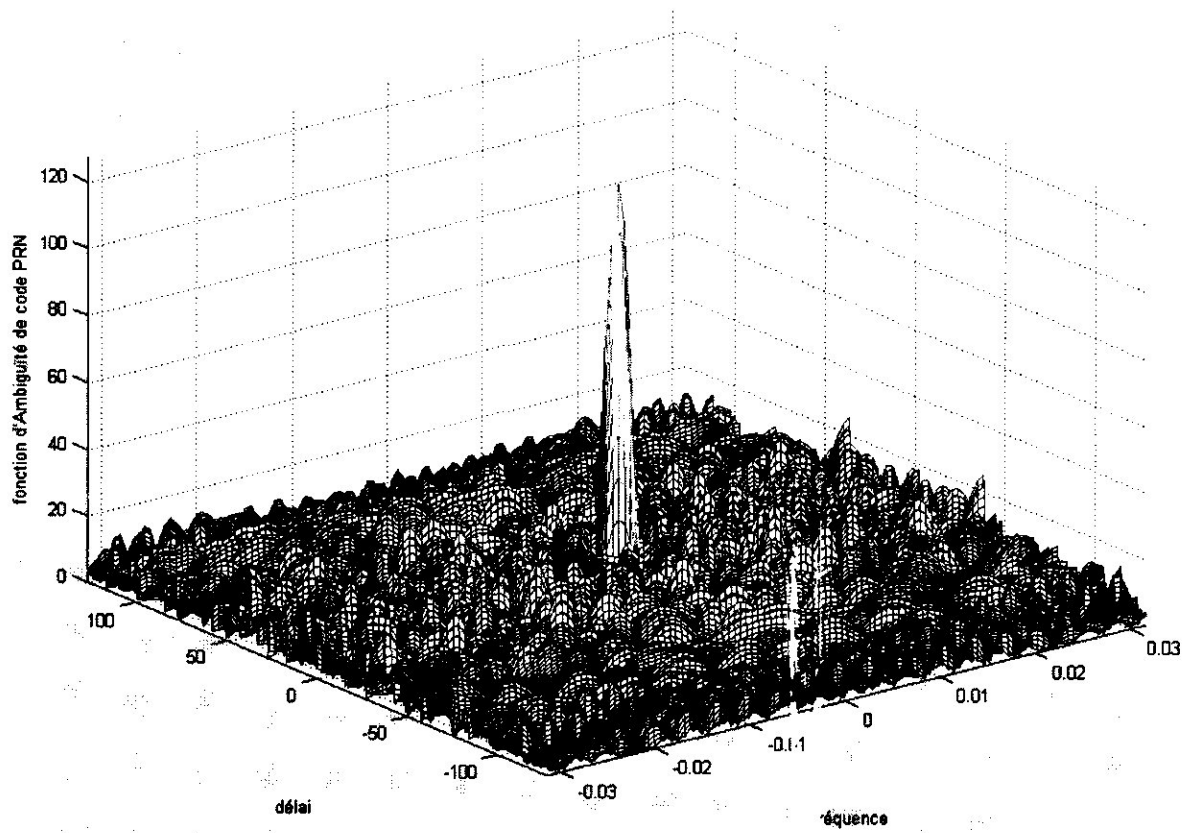


Figure III-32 : Fonction d'ambiguïté du code à combinaison $6 \oplus 4$

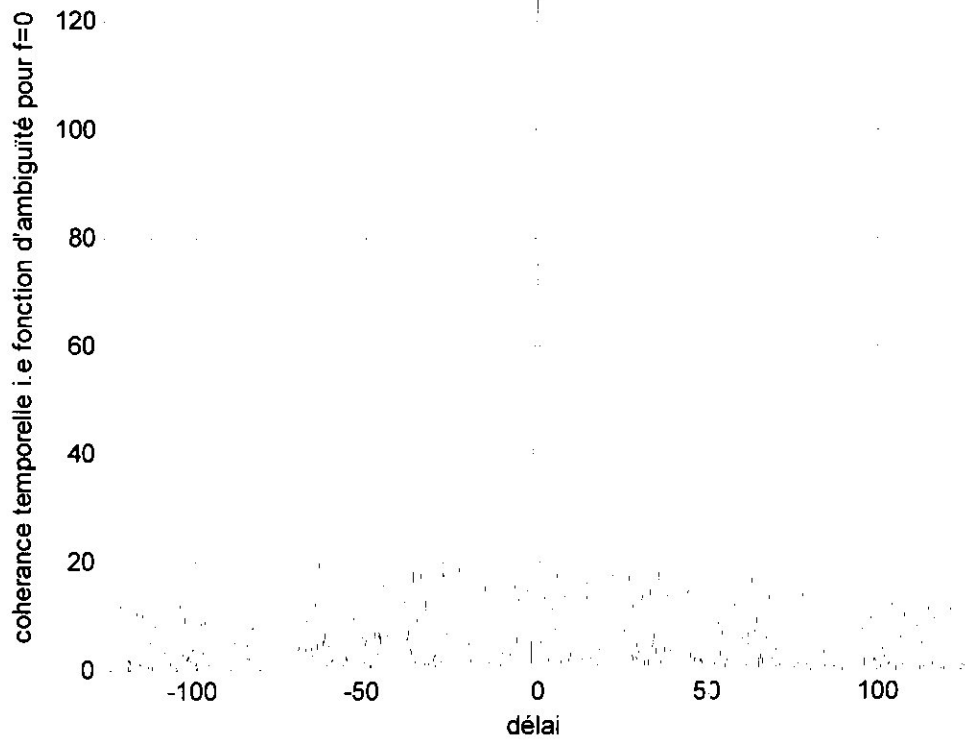


Figure III-33 : Cohérence temporelle du code à combinaison $6 \oplus 4$

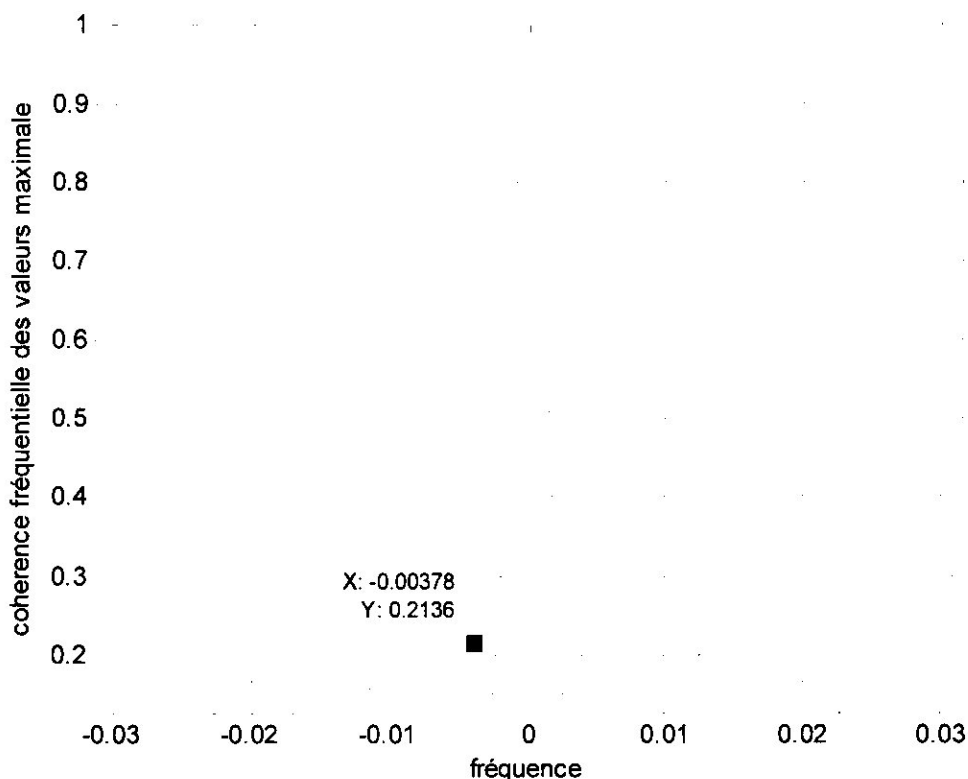


Figure III-34 : Cohérence fréquentielle du code à combinaison $6 \oplus 4$

La figure III-35 donne la fonction de corrélation obtenue à partir de la combinaison (7,6). Nous constatons toujours l'apparition d'un pic important, sauf que cette fois le rapport du lobe secondaire au principal est de **-11.771 dB**, la fonction d'ambiguïté correspondante est représenté par la figure III-36.

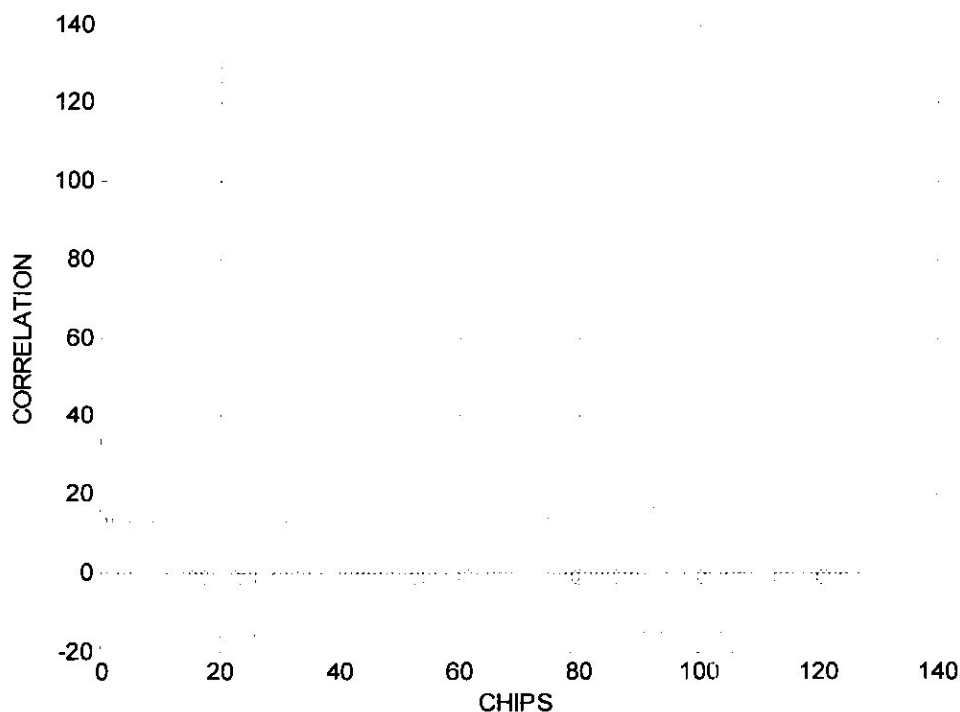


Figure III-35 : autocorrélation du code à combinaison $7 \oplus 6$

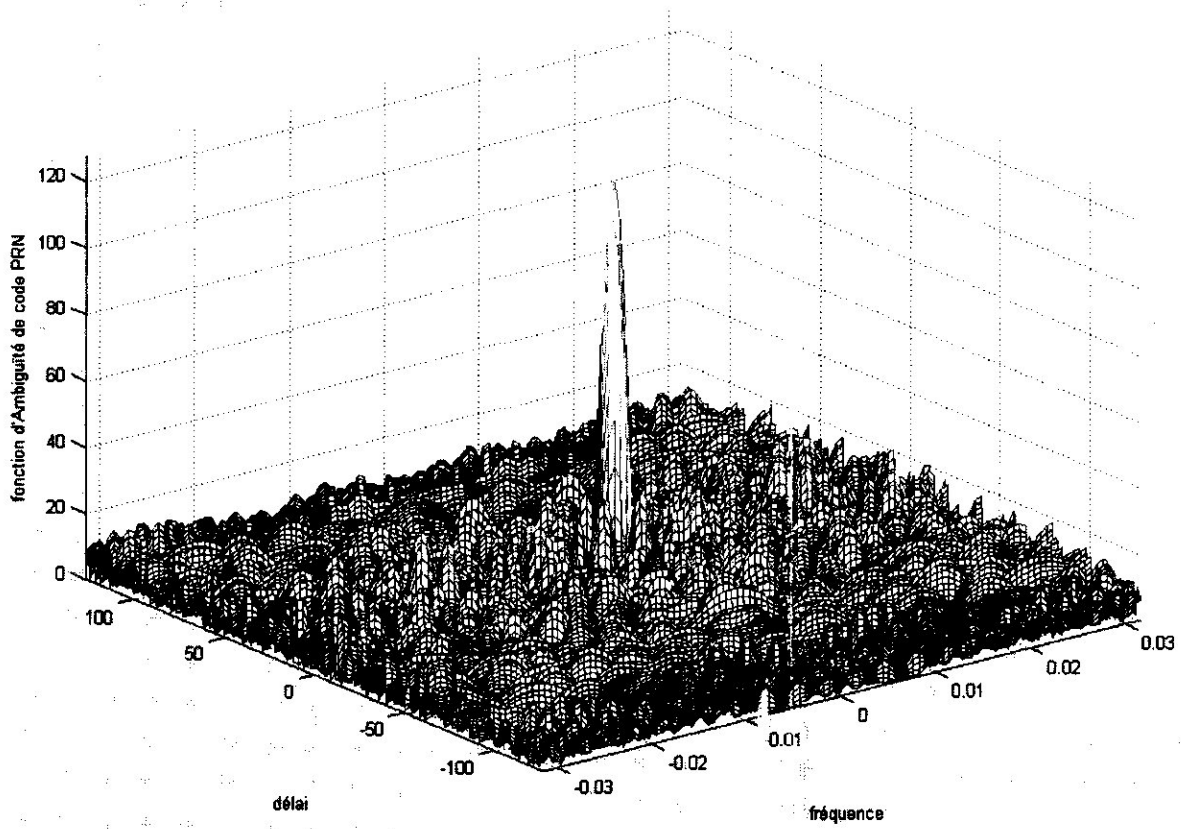


Figure III-36 : fonction d'ambiguïté du code à combinaison $7 \oplus 6$

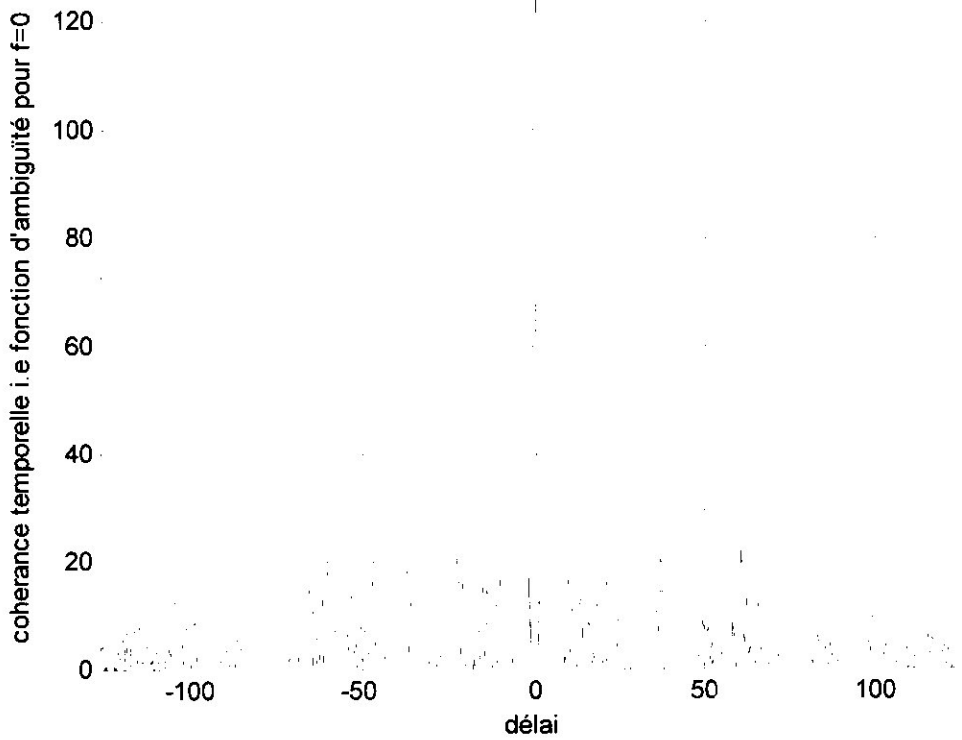


Figure III-37 : Cohérence temporelle du code à combinaison $7 \oplus 6$

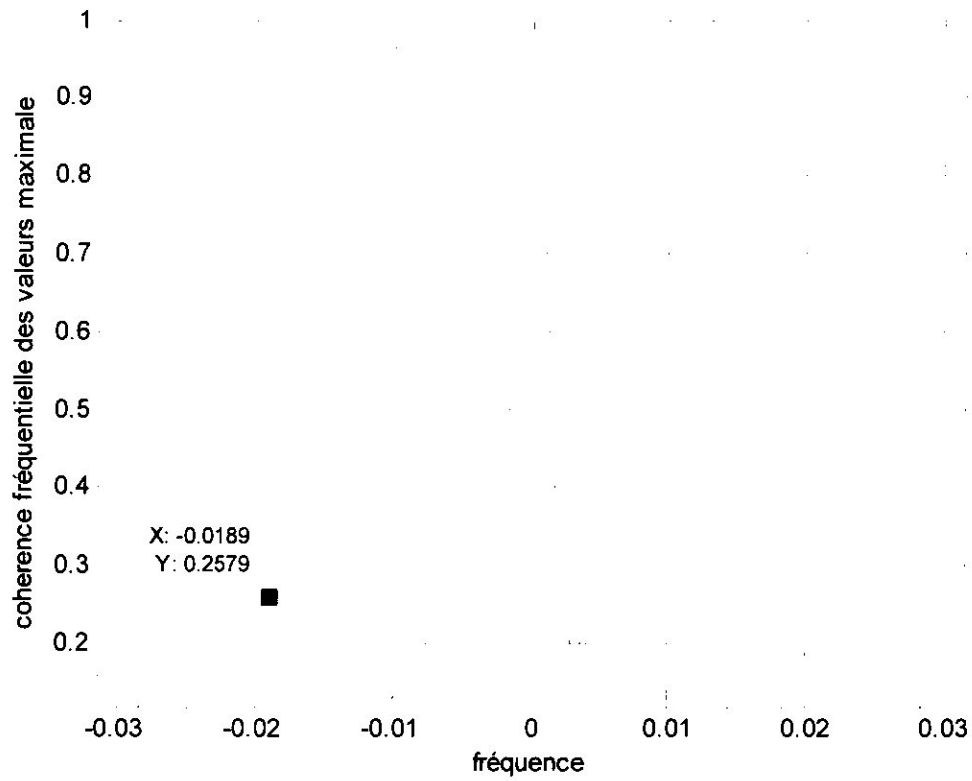


Figure III-38 : Cohérence fréquentielle du code à combinaison $7 \oplus 6$

III.7- Fonction d'interambiguïté :

Nous nous intéressons maintenant à l'interambiguïté entre les codes de même famille et qui résumés dans le tableau III-4. Les propriétés d'interambiguïté deviennent importantes lorsqu'on veut changer de code émis par le radar. Là encore on recherche naturellement une interambiguïté aussi faible que possible entre deux codes d'une même famille 'quasi-orthogonalité'.

Si nous examinons la fonction d'intercorrélator, entre deux codes différents telle qu'elle est présentée sur la figure III-39 qui correspond à l'intercorrélacion entre les codes qui résultent des deux combinaisons $(7 \oplus 6)$ et $(7 \oplus 5)$, nous constatons que les valeurs associées sont faibles par rapport à la valeur du pic d'autocorrélacion déjà présenté ci-dessus. Puis nous avons simulé la fonction d'interambiguïté entre ces deux codes, cette fonction est présentée par la figure III-40, nous observons la disparition du pic important.

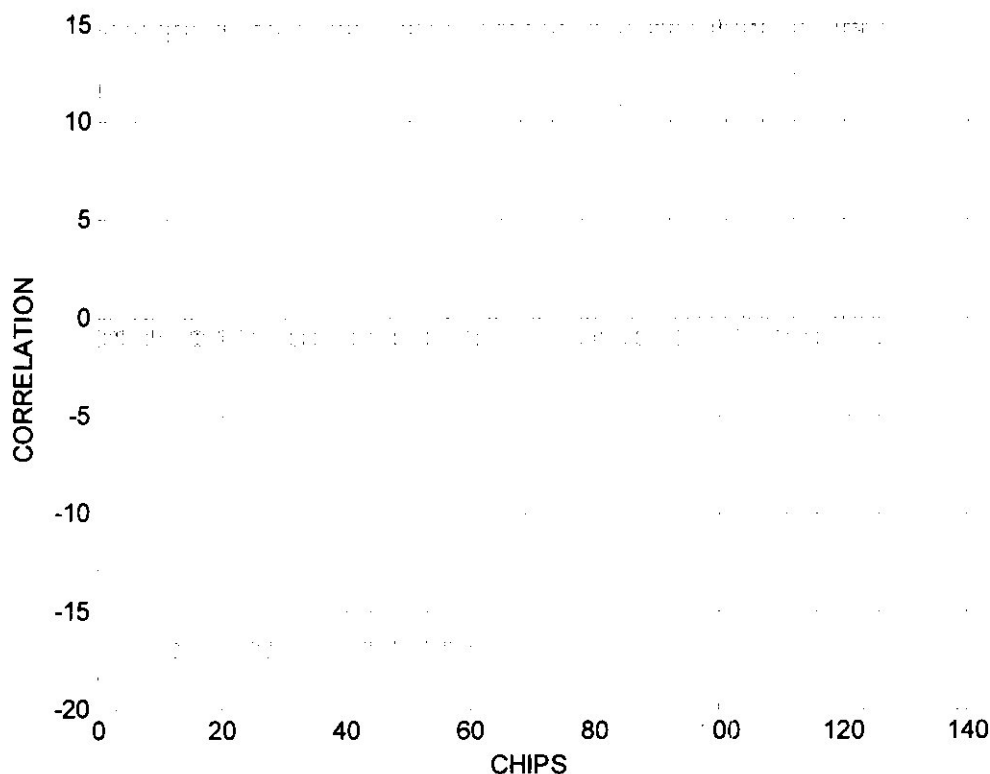


Figure III-39 : Intercorrélacion des deux codes des combinaisons $7 \oplus 6$ et $7 \oplus 5$

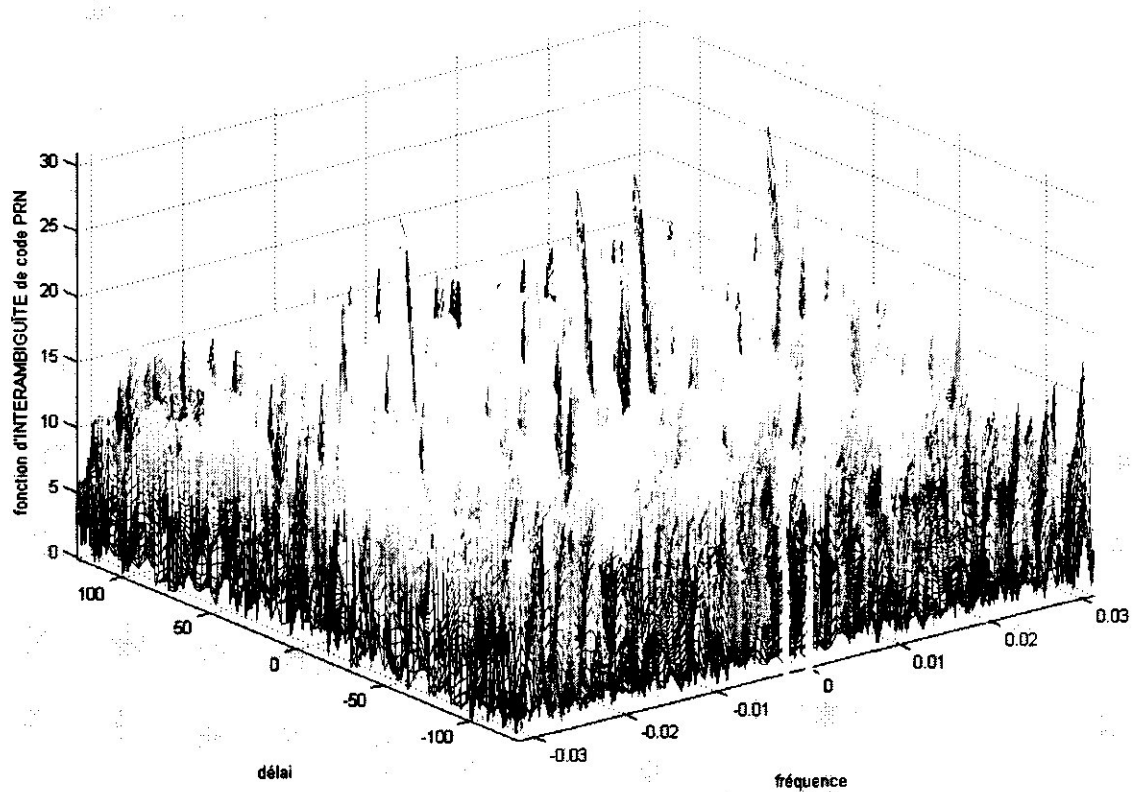


Figure III-40 : Interambiguïté des deux codes des combinaisons $7 \oplus 6$ et $7 \oplus 5$

Plusieurs familles que nous avons examinées, produisent des fonctions d'ambiguïté de forme acceptable mais les codes associés ne sont pas orthogonaux, ce qui signifie que les fonctions d'inter-ambiguïté possèdent un pic important analogue à celui des fonctions d'ambiguïté. A titre d'exemple nous considérons la famille de codes générée par la contre réaction $(7 \oplus 3)$ sur G1 et $(7 \oplus 3)$ sur G2, la sortie étant la combinaison entre $(7 \oplus 6)$. Dans ce cas la fonction d'ambiguïté est donnée par la figure III-41, nous constatons qu'elle présente les mêmes propriétés précédentes.

La figure III-42 correspond à la fonction d'inter-ambiguïté, nous remarquons qu'elle est semblable à la fonction d'ambiguïté, par conséquent cette famille ne doit pas être proposée dans un système radar.

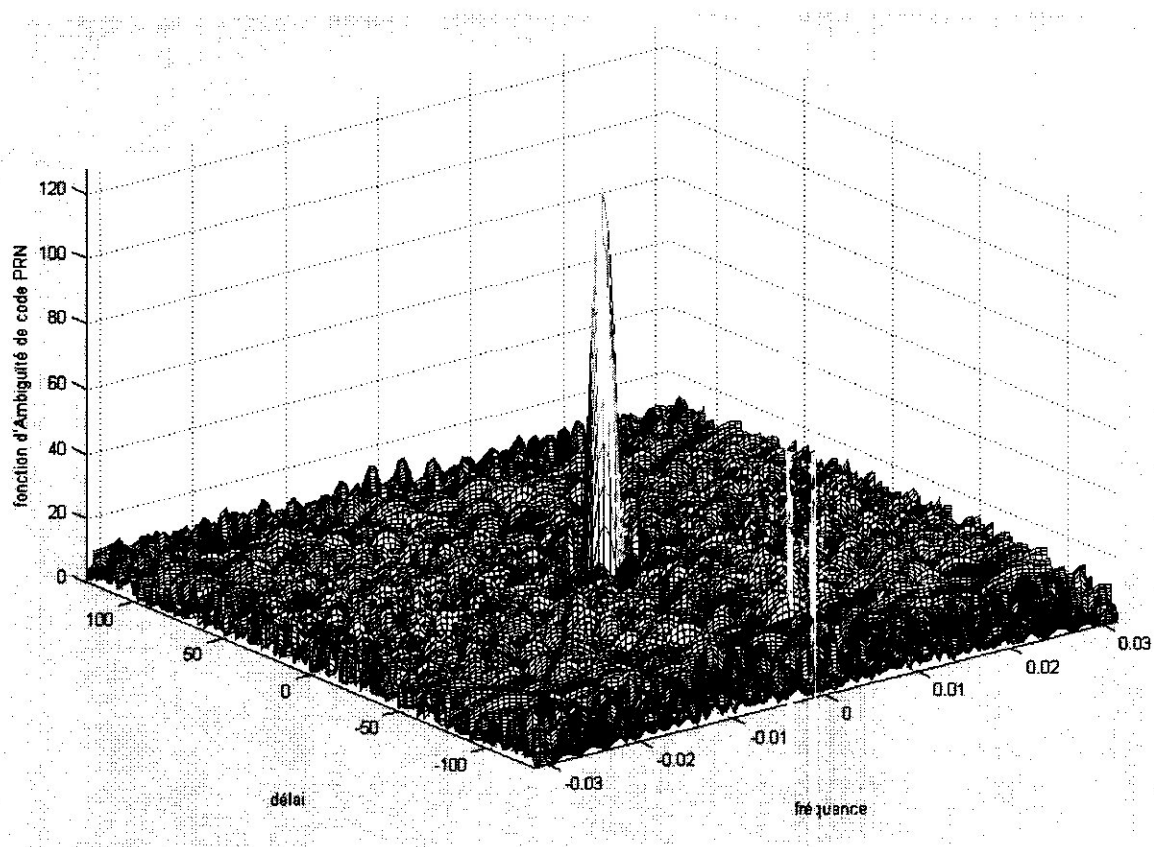


Figure III-41 : fonction d'ambiguïté du code à combinaison $7 \oplus 6$

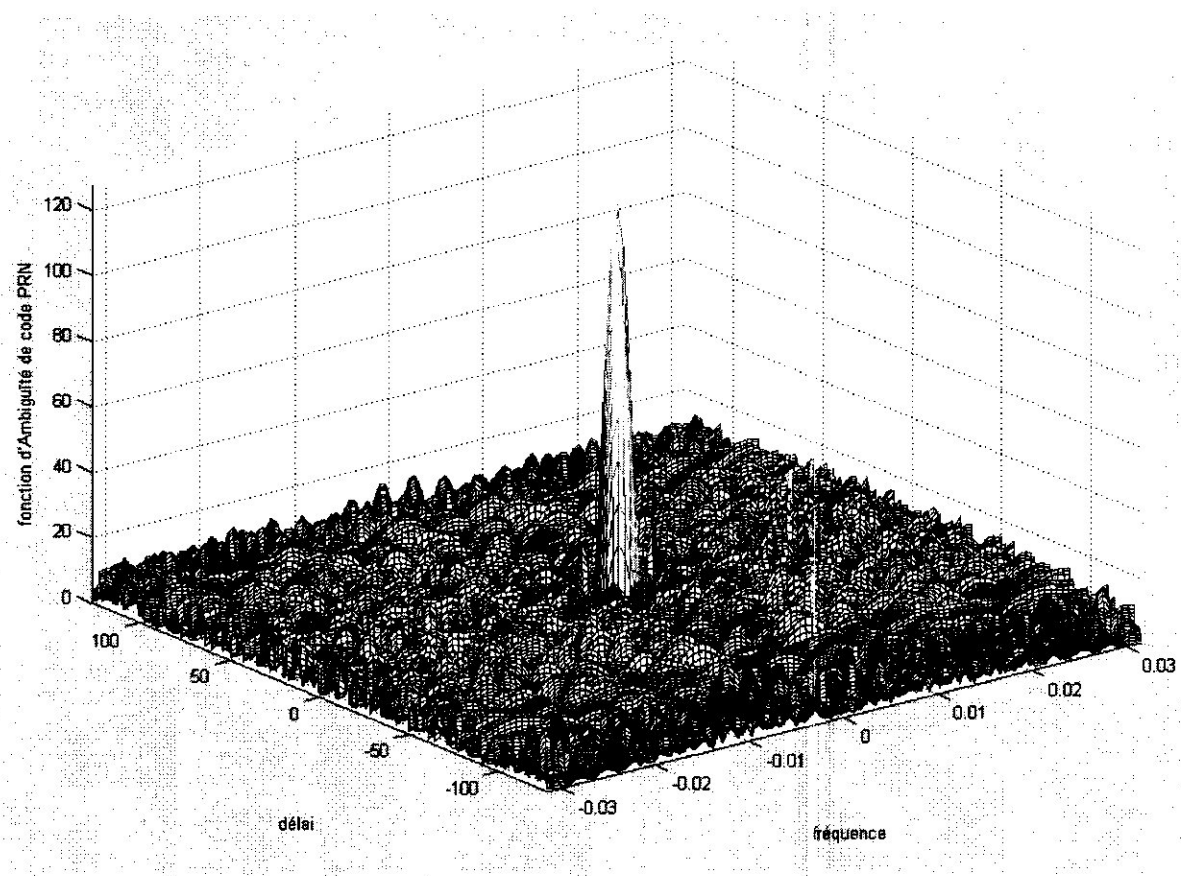


Figure III-42 : Interambiguïté des deux codes des combinaisons $7 \oplus 6$ et $7 \oplus 3$

Après la simulation de plusieurs combinaisons, nous proposons un tableau contenant les meilleurs codes qui peuvent être utilisés. Ce tableau est formulé grâce à l'étude de la fonction d'ambiguïté d'une part aussi bien que la fonction d'interambiguïté de l'autre part. cette famille de code possède la caractéristique d'orthogonalité, en plus la valeur relativement importante du pic principale par rapport aux lobes secondaires. Nous notons le choix de cette famille était réalisé après plusieurs simulations des différentes structures qui donnent naissance aux séquences maximales, résumées dans le tableau III-4, puis en évaluant les fonctions d'ambiguïté et d'interambiguïté liées aux différentes combinaisons possibles associées à chaque structure. Finalement, on a abouti à 21 codes différents dont on a retenu seulement 19, ces derniers ont un rapport minimum du lobe principal au secondaire égal à **12.40 dB**.

Combinaison du Code	Les 10 1 ^{er} chips	Rapport du lobe secondaire au primaire
7 ⊕ 5	-1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1	-13.4080
7 ⊕ 4	-1 -1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1	-12.8604
7 ⊕ 3	-1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1	-12.4522
7 ⊕ 2	-1 -1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 -1	-12.7579
7 ⊕ 1	-1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1	-13.1674
6 ⊕ 5	-1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 1 -1	-13.3432
6 ⊕ 4	-1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 1	-13.4080
6 ⊕ 3	-1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 1	-13.0261
6 ⊕ 2	-1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 -1	-13.2508
6 ⊕ 1	-1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 1	-12.1954
5 ⊕ 4	-1 -1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1	-12.6753
5 ⊕ 3	-1 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 -1	-12.5823
5 ⊕ 2	-1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 1	-13.4080
5 ⊕ 1	-1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1	-12.5050
4 ⊕ 3	-1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 1	-12.9063
4 ⊕ 1	-1 1 -1 -1 1 1 -1 1 1 1	-12.4030
3 ⊕ 2	-1 -1 1 1 -1 -1 1 -1 1 -1	-13.4080
3 ⊕ 1	-1 1 -1 1 -1 1 -1 -1 -1 1	-13.2908
2 ⊕ 1	-1 1 1 -1 -1 1 1 1 -1 -1	-13.2349

Tableau III-4 : Les différentes combinaisons spécifiques pour notre code

III.8- Conclusion :

Après plusieurs simulations des différents codes cités ci-dessus et la comparaison des résultats obtenus nous constatons que l'utilisation des codes de Gold pour la modulation de phase du signal émis est facile à réaliser au niveau matériel (registre à décalage) et exploitation (logiciel d'exploitation) et ces codes possèdent des propriétés très importantes afin d'améliorer le pouvoir de séparation en temps et en fréquence.

CONCLUSION GENERALE

Nous avons présenté essentiellement dans ce travail plusieurs type de signaux; nous nous sommes intéressés à leurs performances en terme de résolution temps-fréquence (ambiguïté), et en terme d'orthogonalité (interambiguïté). Nous avons aussi proposé diverses variantes originales à partir de ces signaux, en proposant une famille de codes dont la longueur est de 127. Ceci est dans le but d'amélioration des résolutions en temps et en fréquence, ce qui se traduit par une forme particulière de la fonction d'ambiguïté.

Globalement il ressort que les signaux radar codés en code de Gold sont nettement meilleurs que d'autres signaux classiques modulés en fréquence ou par un code de BARKER, ce qui est bien montré par les simulations réalisées.

Finalement, nous proposons d'étudier d'autres codes nouveaux, qui sont actuellement utilisés en communication, radar et satellites.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] *Nadav Levanon & Eli Mozeson*
"RADAR SIGNALS ".
- [2] *Solomon W. Golomb & Guang Gong*
"Signal Design for Good Correlation for Wireless Communication, Cryptography,
And Radar ".
- [3] *Jacques Darricau*
"Techniques d'Ingénieur Radar Principes et Eléments de Base ".
- [4] *gille paquet*
"détection électromagnétique fondements théorique et application radar".