



République Algérienne Démocratique et populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la recherche scientifique

Université de Blida 1, Saad Dahleb
Institut d'Aéronautique et des Etudes Spatiales

02/10/2015

Département : Navigation aérienne

Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme master en aéronautique

Option : CNS-ATM

Communication, Navigation et Surveillance air trafic management

THEME

**Amélioration du traitement Doppler MTD au
niveau d'un radar ATC par la méthode de
Wigner-Ville lissée**

Réalisé par :
Mr.FETTOUHI Djahid
Mr.HADJADJ Mahieddine

Dirigé par :
Dr.BENACHENHOU Kamel

DÉDICACE

Je dédie ce modeste travail, aux êtres les plus chers, et à qui je dois reconnaissance et dévouement et en qui je ne cesserai de remercier à savoir :

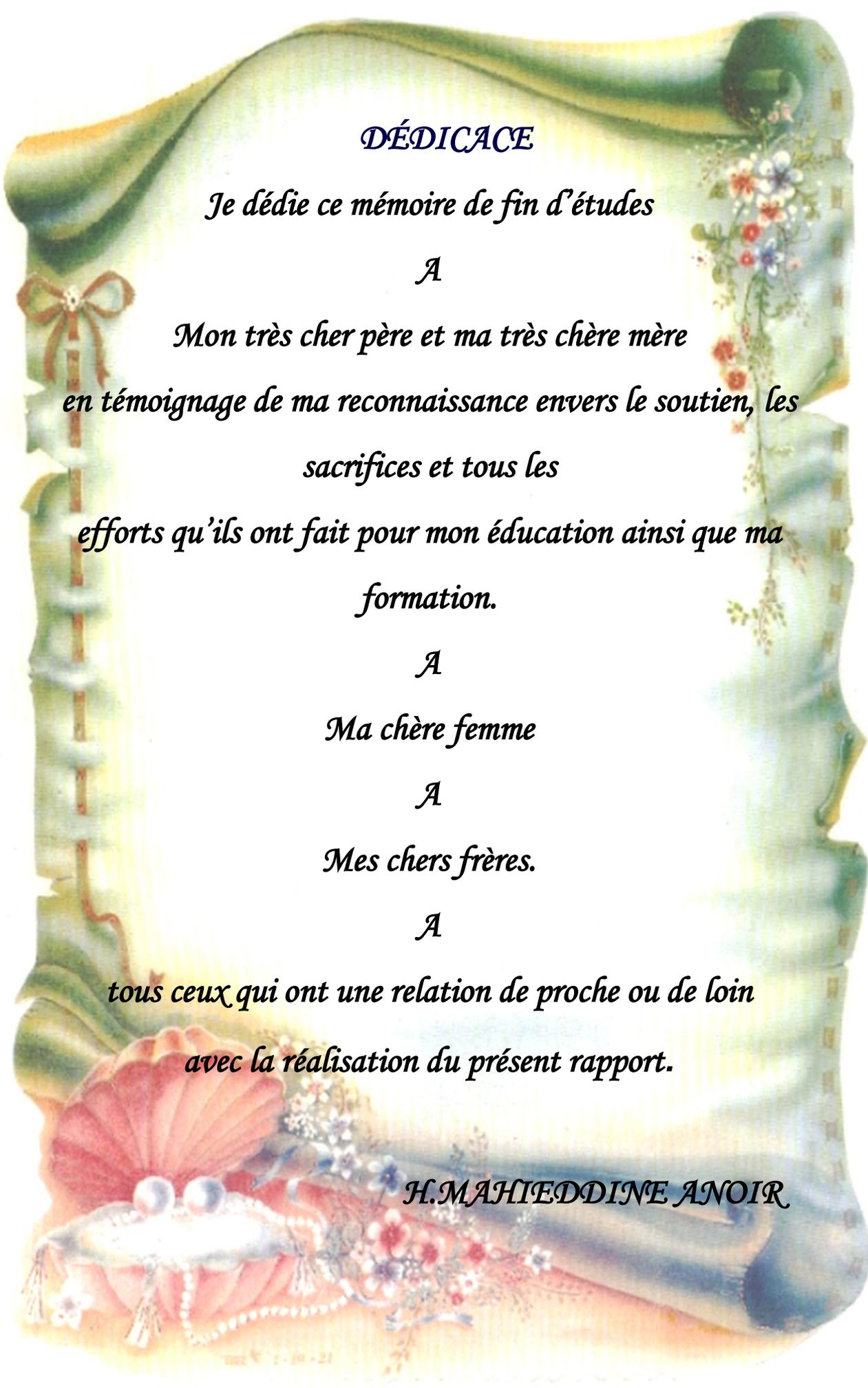
Mes parents, mes frères et mes sœurs.

A tous les Amis qui m'ont soutenu durant tout mon cursus universitaire et avec lesquels j'ai partagé des moments inoubliables.

A tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire de fin d'études.

*Enfin à vous qui prenez la peine de lire
Ce mémoire.*

F. djahid

A decorative scroll with a green and yellow gradient background. The scroll is adorned with floral patterns, including a large red and white shell at the bottom left, and a string of pearls. The text is centered on the scroll.

DÉDICACE

Je dédie ce mémoire de fin d'études

A

*Mon très cher père et ma très chère mère
en témoignage de ma reconnaissance envers le soutien, les
sacrifices et tous les
efforts qu'ils ont fait pour mon éducation ainsi que ma
formation.*

A

Ma chère femme

A

Mes chers frères.

A

*tous ceux qui ont une relation de proche ou de loin
avec la réalisation du présent rapport.*

H. MAHIEDDINE ANOIR

REMERCIEMENT

C'est avec un grand plaisir qu' on réserve ces lignes en signe de reconnaissance à tous ceux qui ont de près ou de loin contribué à rendre ce travail possible. Même si des fois nos expressions nous trahissent et n'expriment pas réellement nos sentiments les plus sincères.

Notre profonde gratitude va en premier, à Allah le tout puissant, le miséricordieux de nous avoir donné la force et la patience d'arriver à mettre ce travail à terme.

Puis; on voudrait remercier notre encadreur

Mr. BENACHENHOU

KAMEL

pour son aide et pour la confiance qu'il a mise en nous, qu'il trouve ici toute notre gratitude et surtout notre parfaite considération de l'intérêt qu'il portait à ce travail depuis sa proposition de ce sujet.

on remercie très sincèrement, les membres de jury d'avoir bien voulu accepter de faire partie de la commission d'examinations.

A toute personne qui a participé de près ou de loin pour l'accomplissement de ce modeste travail.

Merci à vous tous

Résumé / Abstract / ملخص

Résumé : L'objectif principal dans la détection radar est la conception d'une structure optimale du récepteur. Dans ce contexte, le but de ce travail est l'amélioration du performance de détection par le biais de nouvelles méthodes, dont on a fait une comparaison sur les différentes méthodes tel que l'utilisation des bancs de filtres la transformée de Fourier à Court terme et la distribution de Wigner Ville, pour connaître la meilleure méthode qui fournit la probabilité de détection la plus élevée afin de l'employer pour augmenter la capacité de détection

ملخص : الهدف الرئيسي في الكشف عن الرادار هو تصميم أمثل لجهاز الاستقبال. في هذا السياق ، والهدف من هذا العمل هو تحسين الأداء من خلال الكشف عن أساليب جديدة ، وهذا ما جعل المقارنة بين أساليب مختلفة مثل (banc de filtre) باستخدام تحويل فورييه على المدى القصير (TFCT) و فيغنر فيل (WV) ، لمعرفة أفضل طريقة التي توفر أعلى كشف احتمال من أجل استخدامها لزيادة القدرة على الكشف.

Abstract: The main objective in the radar detection is the design of an optimal structure of the receiver. In this context, the aim of this work is to improve the detection performance through new methods, which has made a comparison of different methods such as filter banks using the Fourier transform Short term and the Wigner Ville, to know the best method that provides the highest detection probability in order to use to increase the detection capability

Mots clés: RADAR, MTD, Wigner Ville, Détection.

Table des matières

Table des matières

Dédicace	
Dédicace	
Remerciement	
Résumé / Abstract / ملخص.....	1
Table des matières.....	2
Liste des Symboles et Abréviations.....	5
1) Les symboles.....	5
2) Les abréviations.....	6
Liste des figures.....	7
Liste des tableaux.....	10
Introduction générale.....	11
I. CHAPITRE I GENERALITES SUR LES RADARS.....	13
Introduction.....	13
I.1 Définition.....	14
I.2 Historique.....	14
I.3 Principe du radar.....	17
I.3.1 Rôle du radar.....	17
I.3.2 Principe de fonctionnement d'un radar.....	17

I.3.3	Mesure de la distance	19
I.3.4	Mesure de la direction	20
I.4	Caractéristiques des systèmes radars	21
I.4.1	Types de radars	21
I.4.2	Modes d'émission Radar	23
I.4.3	Les fréquences radar	24
I.5	Equation du radar	25
I.5.1	Equation du radar	25
I.6	Applications radar	26
	Conclusion	28
II.	CHAPITRE II MTD 'Moving Target Detector'	29
	Introduction	29
II.1	Schéma synoptique du radar	30
II.2	Banc de filtre	31
II.3	La Transformée de Fourier à court terme (TFCT)	36
II.4	Equivalence entre la TF et le Banc de filtres	38
	Conclusion	39
III.	CHAPITRE III Transformée de WV	40
	Introduction	40
III.1	TEMPS - FREQUENCE	41

III.2	La distribution de Wigner-ville (DWV)	42
III.2.1	Propriétés de la TWV	44
III.3	La Pseudo transformé de WIGNER-VILLE	46
III.4	La pseudo distribution de WIGNER-VILLE lissée	47
III.5	La détection	49
III.5.1	Les critères de décision	51
III.5.2	La probabilité de fausse alarme	51
III.5.3	La probabilité de détection	53
	Conclusion	54
IV.	CHAPITRE IV Simulation et interprétation	55
IV.1	Radar ATC:	55
IV.2	Simulation du traitement avec banc de filtre	56
IV.3	Simulation du traitement avec transformée FTCT	59
IV.4	Simulation du traitement avec Wigner-ville	63
IV.5	Simulation du traitement avec Wigner-ville lissée	68
IV.6	Performance en détection	71
	Conclusion Générale	72
	ANNEXE I	73
	Bibliographie	

Liste des Symboles et Abréviations

1) Les symboles

A : surface apparente, en m^2

c : vitesse de la lumière, en m/s

D, R : distance antenne cible, en m

E_x : Energie du signal, en Joule

F : Ensemble des pertes, en dB

f_0 : Fréquence du signal, en Hz

f_d : Fréquence Doppler

f_i : Fréquence, i (émise, reçue) en Hz

f_r : Ambigüité de fréquence, en Hz

G_i : Gain d'antenne, i (émetteur, récepteur)

K : Indice de Kernel

l : Indice de temps discret

n : Nombre des échantillons

$P_{b,FA}$: Probabilité de bruit de filtre adapté

P_c : Puissance crête, en watt

P_g : Puissance glable, en watt

P_i : Densité surfacique de puissance, i (M, reçu-antenne, cible, r) en $watt/m^2$

q : Indice de temps

R_d : Distance émetteur-récepteur, en m

R_r : Distance cible-récepteur, en m

R_t : Distance émetteur-cible, en m

T_r : Période de répétition des impulsions, en s

t : Temps, en s

v_r : Vitesse radiale, en rad/s

τ : Durée d'impulsion, en s

ΔT : Temps correspondant à un aller-retour entre radar-cible, en s

σ : Surface équivalente de la cible, en m^2

σ_b : Surface équivalente radar en bistatique, en m^2

λ : Longueur d'onde, en m

2) Les abréviations

RADAR : Radio Détection And Renging (Détection et telemetrie Radioélectrique.)

PRF : pulse répititif fréquency (Répétition des Impulsions Fréquentielles.)

MTI : Détection des cibles fixes

MTD : Détection des Cibles Mobiles

VCM : Visualisation des Cibles Mobiles

PSD : Densité Spectrale de Puissance

FT : Transformée de Fourier

TFCT : Transformée de Fourier à Court Terme

TDFT : Transformée de Fourier Discrète

FFT : Transformée de Fourier Rapide

RIF : Réponse Impulsionnelle Finie

DWV : Distribution de Wigner Ville

PDWV : Pseudo Distribution de Wigner Ville

PDWVL : Pseudo Distribution de Wigner Ville Lissé

Liste des figures

Figure I-1 principe de la détection radar.	17
Figure I-2 Schéma bloc d'un radar monostatique à impulsion.....	18
Figure I-3 Principe de l'émission du radar.....	19
Figure I-4 Génération d'écho.	20
Figure I-5 Calcul de la direction.	21
Figure I-6 Signaux du radar continu.	23
Figure I-7 Signaux du radar à impulsions.	24
Figure II-1 Synthèse de traitement radar	30
Figure II-2 Schéma d'un banc de filtres.....	32
Figure II-3 Opération de filtrage.....	33
Figure II-4 Filtre additionneur pour $N=5$	34
Figure II-5 Banc de cinq filtres.....	35
Figure II-6 Réalisation d'un banc de cinq filtres	35
Figure II-7 Transformée de Fourier par fenêtre glissante	37
Figure II-8 Représentation de la résolution de la TFCT	38
Figure III-1 Détection d'une cible	49
Figure III-2 : Les régions de décision	51
Figure III-3 Bruit de la sortie du détecteur d'enveloppe.....	52
Figure III-4 : Pdf du bruit et du signal plus bruit.....	54

Figure IV-1 Signal MTI sur la voie I	56
Figure IV-2 Signal MTI sur la voie Q	56
Figure IV-3 Banc de filtres	57
Figure IV-4 Sorties du banc de filtre.....	58
Figure IV-5 Banc de filtres	58
Figure IV-6 TFCT pour SNR=-5dB.....	60
Figure IV-7 TFCT pour SNR=0dB	60
Figure IV-8 TFCT pour SNR=0dB, Hamming N=5.....	61
Figure IV-9 TFCT pour SNR=0dB, Hamming N=11	61
Figure IV-10 TFCT pour SNR=0dB, Hamming N=35	62
Figure IV-11 TFCT pour SNR=0dB, Hamming N=53	62
Figure IV-12 Représentation contour de la TFCT.....	62
Figure IV-13 Représentation mesh de la TFCT	62
Figure IV-14 Wigner-Ville pour SNR=0dB	65
Figure IV-15 Wigner-Ville pour SNR=0dB en 3D.....	65
Figure IV-16 Wigner-Ville pour SNR=20dB	66
Figure IV-17 Wigner-Ville pour SNR=20dB en 3D.....	66
Figure IV-18 Wigner-Ville pour deux signaux avec SNR=20dB	67
Figure IV-19 Wigner-Ville pour deux signaux avec SNR=20dB en 3D	67
Figure IV-20 Wigner-Ville lissée pour SNR=0dB	69

Figure IV-21 Wigner-Ville lissée pour SNR=0dB en 3D.....	69
Figure IV-22 Wigner-Ville lissée pour SNR=20dB	70
Figure IV-23 Wigner-Ville lissée pour SNR=20dB en 3D.....	70
Figure IV-24 Comparaison de performance de détection.....	71

Liste des tableaux

Tableau 1 : Désignation des bandes de fréquences.....	24
Tableau 2 caractéristique radar ATC ASR-12.....	73

Introduction générale

Le radar est l'une des structures technologiques organisées les plus évoluées connue à ce jour. La compréhension de sa structure et ses incroyables fonctionnalités qu'elle engendre est devenue l'un des axes de recherche les plus attirants de la science moderne. Le terme radar est universellement adopté pour désigner un matériel électronique répondant à certaines exigences, et devenue de plus en plus très nécessaire dans notre vie quotidienne. Durant les conflits mondiaux ; le radar a joué évidemment un rôle très important et conclusif dans la plus part des temps. D'un point de vue militaire par exemple il a modifié progressivement les stratégies de la guerre en supprimant presque complètement la surprise dans le déroulement des opérations. En effet, il permet également de détecter et de localiser les objets mobiles très distants (navires, avions, bateaux ...etc.), de suivre leurs mouvements jours ou nuit, à travers les nuages, les brouillards, les fumées ... etc. En réalité le principe de base du radar est strictement simple d'un point de vue conceptuel, où il transmet les ondes électromagnétiques qui rencontrent les objets situés dans une direction donnée puis découvre la portion réfléchie à l'énergie transmise pour déterminer la distance ou/et la vitesse de ces objets. Les signaux reçus sont traités instantanément au niveau du radar à l'aide des calculateurs intelligents, capable de transformer les informations (sur le signal) pour les visualiser et les exploiter immédiatement. Le traitement et l'analyse des signaux radars sont devenues certainement un domaine de recherche en pleine expansion, par leurs applications très importantes dans des secteurs variés tel que la surveillance maritime et aérienne, la météorologie, la surveillance des ressources naturelles par télédétection, le contrôle routier, le guidage et la recherche des missiles ...etc.

Pour faire face à l'évolution rapide du trafic aérien et la demande rapide et croissante de données, une vision futuriste n'est certes pas encore une réalité opérationnelle mais fait l'objet de nombreuses études. Quelques systèmes fonctionnant déjà et d'autres sont en projet ou en cours de mise en œuvre. Ces modules futurs sont ce qui permettra au système d'évoluer vers un système complet et efficace.

Dans ce mémoire et dans le but d'améliorer les performances de détection, Nous commencerons par une présentation générale des systèmes radar, leurs caractéristiques, principe de fonctionnement et différentes applications. Le deuxième chapitre est consacré à la théorie des bancs de filtre en termes de détection/extraction, et aussi la TFCT qui offre des résolutions temporelles et fréquentielle identique en tous points du plan temps-fréquence. Le chapitre trois est considéré comme un chapitre préliminaire pour le quatrième chapitre, on met en évidence la définition de WIGNER VILLE, PSEUDO WIGNER VILLE et SMOOTHED WIGNER VILLE. Pour le chapitre quatrième nous proposons de traiter le problème de la détection, à l'aide de programme MATLAB, et nous proposons aussi d'établir une comparaison entre les performances de détection des trois méthodes. Enfin, on termine notre travail par une conclusion générale ainsi que des perspectives.

I. CHAPITRE I GENERALITES SUR LES RADARS

Introduction

De nos jours le system Radar est devenue un outil nécessaire pour réaliser l'une des fonctions les plus importantes dans le concept CNS/ATM qui est la surveillance. Cette fonction qui est un processus critique nécessite une étude sérieuse en terme de fonctionnement du system Radar et ses différentes parties, et comme ce system est basé sur un system d'émission-réception des signaux donc il nécessite une bonne maitrise des techniques de Traitement de signal ce qui est le but de ce mémoire ou on va passer par les différentes étages du system Radar à partir de la réception du signal jusqu'à l'affichage des cible dans le plot radar.

I.1 Définition

Le radar est un instrument d'alerte (détection) et de mesure (localisation). Dont cette deuxième fonction, deux caractéristiques sont essentielles :

- Précision, incertitude sur la valeur exacte de chaque paramètre de localisation.
- Pouvoir séparateur, ou résolution: possibilité de distinguer et de localiser séparément plusieurs cibles.

Détection et localisation doivent être obtenues dans un cadre espace-temps :

- Le volume surveillé (dans les quatre dimensions).
- La cadence à laquelle cette surveillance doit être renouvelée.

Les premières applications de la radioélectricité furent les télécommunications, puis la radionavigation. Le développement des moyens de transports, tant par mer que par air a fait rapidement apparaître le besoin de détecter simultanément la direction et la distance d'un objet non coopératif.

Le radar a été développé pour « détecter » la présence d'un objet sans la participation de l'objet lui-même. Le mot RADAR qui est universellement adopté pour désigner un matériel répondant à cette exigence est une abréviation de l'expression anglo-saxonne : ***RADIO DETECTION AND RANGING.***

Les radars émettent des ondes radioélectriques, dont la longueur d'onde varie de quelques centimètres à environ 1m. Les objets passant par le faisceau électromagnétique de l'antenne réfléchissent ces ondes et les renvoient à l'émetteur.

I.2 Historique

Les concepts de base du radar sont fondés sur les équations régissant les ondes électromagnétiques, formulées par le physicien britannique James Clerk Maxwell en 1864. Ces principes furent vérifiés en 1886 par les expériences du physicien allemand Heinrich Hertz. En 1904 l'ingénieur allemand Christian Hülsmeyer fut le premier, à

suggérer l'utilisation d'écho radio dans un appareil de détection afin d'éviter les collisions en navigation. Un dispositif similaire fut proposé en 1922 par l'inventeur italien Guglielmo Marconi. Par la suite, le radar fut développé progressivement, grâce à l'action de nombreux savants, ingénieurs et techniciens.

Le radar est né simultanément entre 1930 et 1935 aux Etats-Unis, en Grande-Bretagne, en Allemagne et en France.

En 1940, la Grande-Bretagne, et aussi l'Allemagne avaient suffisamment développé la technique des impulsions pour mettre au point des systèmes opérationnels. La Grande Bretagne par exemple, possédait déjà en 1939 un réseau de déclenchement d'alerte presque continu, qui lui permettait de déceler la présence d'avions à 100km de sa cote Est et Sud. Ces systèmes fonctionnaient sur une longueur d'onde d'une dizaine de mètres. A cause de la longueur d'onde utilisée, la directivité de ces antennes était très faible. Pour cette raison, la longueur d'onde fut ensuite ramenée aux environs de 1,5mètre.

De leur côté, les USA avaient travaillé cette technique ; leurs recherches semblaient alors s'orienter plus particulièrement vers les problèmes intéressant la marine.

En 1940, les Allemands étaient parvenus à peu près au même point que les alliés. Par contre, ils n'arrivaient pratiquement pas à maîtriser des longueurs d'ondes inférieures à 0,5mètre; aussi furent-ils surclassés en 1945 par les dispositifs développés par les alliés et qui, grâce aux applications du magnétron, fonctionnaient sur des longueurs d'ondes de 10cm, ce qui leur permettait l'utilisation de dispositifs plus précis, car plus directifs.

Signalons en outre, le développement des radars de bord dont l'apparition a commencé dès la bataille d'Angleterre; ils fonctionnaient alors sur des longueurs d'ondes de 30cm à 1m. L'abaissement de cette longueur d'onde jusqu'à 1cm environ en fait un instrument très précis.

La France pour sa part avait à partir de 1935 effectué des essais fructueux de barrières radioélectriques bistatiques en ondes métriques. Ces matériels furent développés et employés pour réaliser des barrages électromagnétiques opérationnels, en 1939. Par ailleurs des prototypes de radars à impulsions fonctionnant en ondes métriques ont permis d'obtenir dès 1939 des portées supérieures à 100Km sur aéronef. La technique radar évolua de manière très profonde entre 1940 et 1945, au point qu'une série de volumes édités par MIT (Massachusetts Institute of Technology) qui a servi pendant longtemps comme document de base de la matière [3].

Les développements du radar sont considérables; citons :

Les radars d'atterrissage

Les radars météorologiques

Les radars de navigation

Les radars de poursuite et de trajectographie

Les radars d'interception

Les radars Doppler

I.3 Principe du radar

I.3.1 Rôle du radar

Le radar a pour rôle de détecter, localiser les cibles et d'apporter des informations les concernant. Ceci est fait en illuminant un volume de l'espace avec des ondes électromagnétiques et en recevant l'énergie réfléchi par les objets présents dans ce volume de l'espace. La figure I.1 présente le principe de la détection radar.

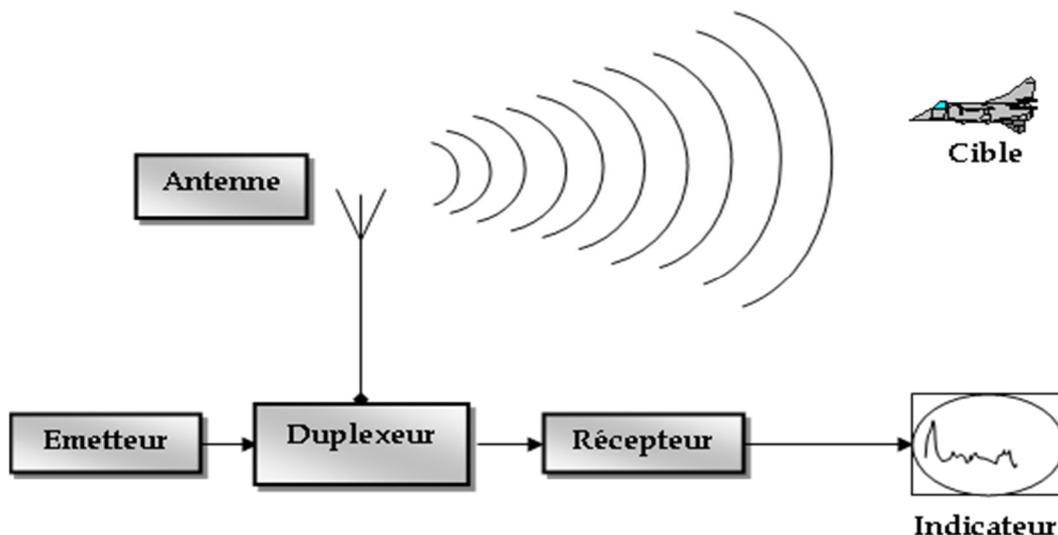


Figure I-1 principe de la détection radar.

I.3.2 Principe de fonctionnement d'un radar

La plus grande partie de l'énergie délivrée par le radar est transmise dans la direction du lobe principale de l'antenne. Cette énergie se propage dans l'air à une vitesse proche de la vitesse de la lumière c .

Si l'onde électromagnétique rencontre dans sa direction de propagation un objet ayant une impédance caractéristique différente de celle du milieu de propagation, une partie de l'énergie électromagnétique sera diffractée.

La réflexion se fait dans plusieurs directions suivant la forme de l'objet. Le seul écho intercepté par le radar est celui réfléchi dans la direction de son récepteur.

De plus le radar peut recevoir une partie de l'énergie réfléchié par le sol, la mer ou les nuages.

A la réception, l'énergie reçue des différents échos est amplifiée et filtrée. Malheureusement, le récepteur rajoute des bruits aléatoires au signal reçu. Pour extraire le signal utile des interférences, des traitements sont effectués. Le signal résultant est comparé à un certain niveau de référence appelé *le seuil de détection*. Ce seuil doit être soigneusement choisi de manière à avoir un minimum de probabilité de fausse alarme.

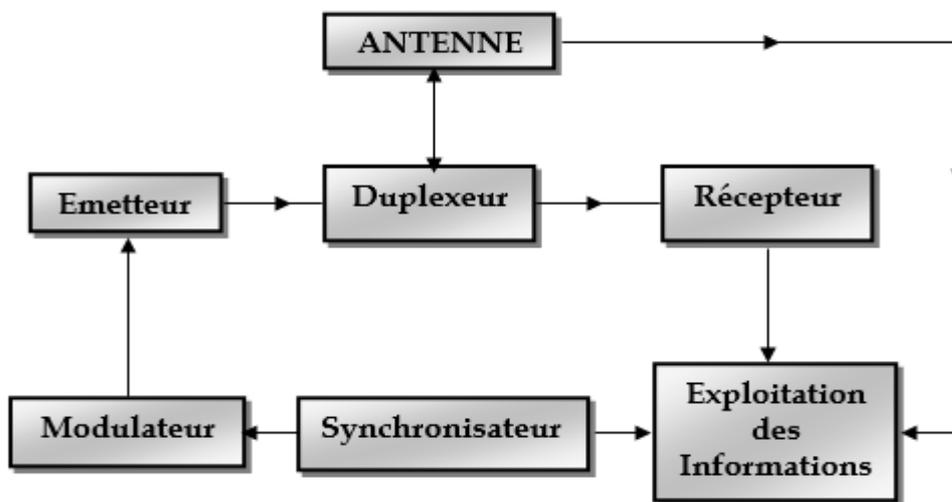


Figure I-2 Schéma bloc d'un radar monostatique à impulsion

Un système radar est composé généralement d'un ensemble de sous-systèmes, représentant ainsi ses constituants majeurs, dans le but de contrôler ses capacités opérationnelles. Les principaux sous-systèmes radars sont, l'antenne, l'émetteur, le récepteur et le traitement de signal. Le récepteur prépare les échos radar pour le traitement du signal par amplification et conversion de fréquence, l'extraction des informations de cible est effectuée par le bloc de traitement du signal. Ce dernier peut être intégré avec le récepteur, mais il est usuellement considéré comme un sous-système séparé et spécialement lorsqu'il est implanté d'une façon numérique [4.5].

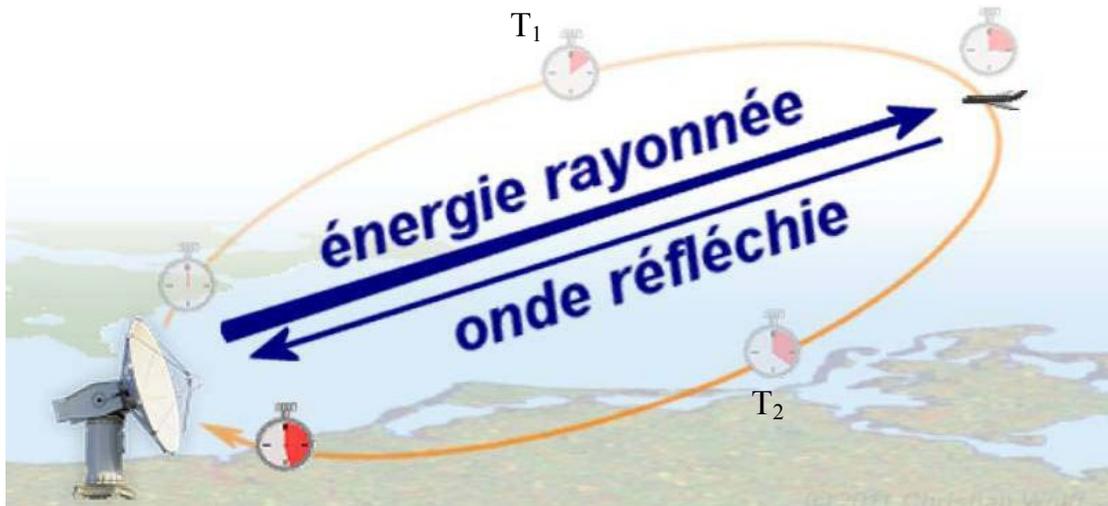


Figure I-3 Principe de l'émission du radar

I.3.3 Mesure de la distance

La mesure de la distance à un objet est faite d'une façon à émettre une courte impulsion de signal radio, et de mesurer le temps d'aller-retour de l'onde émise. La distance est la moitié du temps de retour de l'onde (car le signal doit aller à la cible puis revenir) multipliée par la vitesse du signal (qui est proche de la vitesse de la lumière dans le vide si le milieu traversé est l'atmosphère) [1].

$$D = \frac{C \cdot \Delta T}{2} \quad (I-1)$$

D: la distance antenne- cible[m].

ΔT : le temps ($\Delta T = T_2 - T_1$).

C: la vitesse de lumière ($C = 3 * 10^8$ m/s).

Le signal reçu aura la même forme que le signal émis mais il sera très faible et toujours accompagné d'un bruit de fond provenant :

- Soit du bruit atmosphérique, qu'on ne peut réduire à zéro.
- Soit du bruit propre du récepteur, qu'on ne peut réduire à zéro.
- Soit même d'un brouillage du par exemple a un ennemi non coopérant (ou à un ami maladroit).

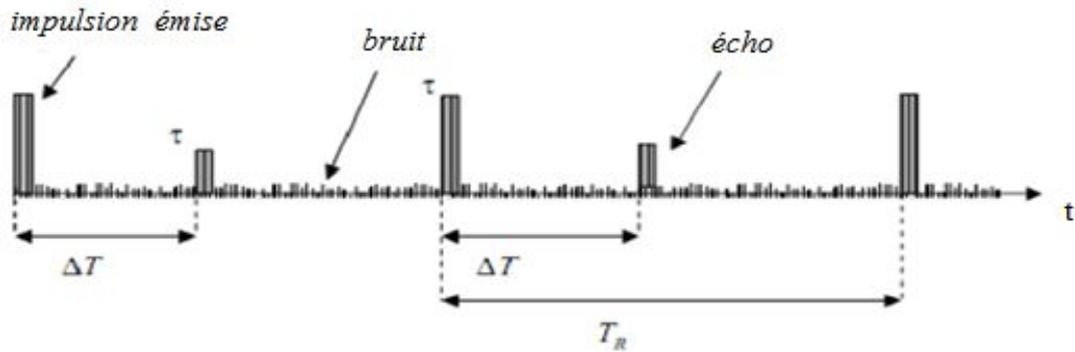


Figure I-4 Génération d'écho.

T_R : Période de répétition des impulsions.

τ : Durée de l'impulsion.

ΔT : Temps correspondant à un aller-retour de l'onde entre le radar et la cible.

I.3.4 Mesure de la direction

La façon qui permet de connaître la direction d'une cible est basée sur un calcul d'angle entre la direction du nord et celle de la cible (azimut). La directivité (gain directif) est la capacité de l'antenne à concentrer l'énergie rayonnée dans une direction particulière. Une antenne à forte directivité est appelée "antenne directive". En déterminant la direction dans laquelle est pointée l'antenne à l'instant où elle reçoit un écho, on peut déterminer non seulement l'azimut mais aussi le site de la cible (donc son altitude). La précision de la mesure de ces angles dépend de la directivité de l'antenne. Pour une fréquence émise donnée (ou une longueur d'onde définie), la directivité de l'antenne est fonction de ses dimensions propres. Les radars émettent normalement de très hautes fréquences pour les raisons suivantes:

- Propagation quasi rectiligne de ces ondes.
- Haute résolution (plus la longueur d'onde est courte, plus le radar est capable de détecter un petit objet).

- Encombrement réduit de l'antenne (plus on augmente la fréquence du signal rayonné plus la directivité est grande pour une antenne de taille donnée).

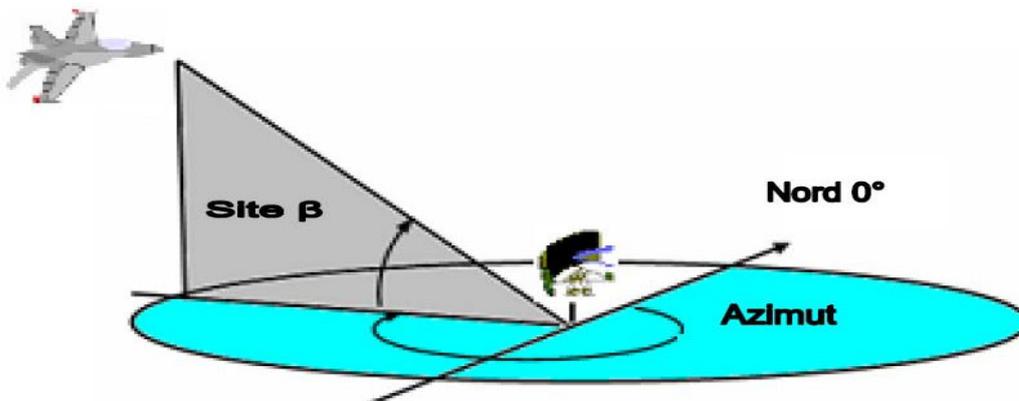


Figure I-5 Calcule de la direction.

I.4 Caractéristiques des systèmes radars

I.4.1 Types de radars

Selon l'information recherchée, les radars possèdent différentes technologies. Différentes classifications sont utilisées en fonction de certains critères :

I.4.1.1 Selon le type de cibles

Primaires : Un radar primaire émet des signaux hyperfréquences qui sont réfléchis par les cibles. Les échos retournés sont reçus et étudiés par le radar.



Secondaires: Le radar secondaire transmet des impulsions hyperfréquences (appelées interrogations). Celles-ci n'ont pas pour but d'être réfléchies, la cible étant équipée d'un transpondeur qui les reçoit et les traite. Ensuite, sur une fréquence différente, le transpondeur met en forme et émet un message de réponse qui peut être reçu et décodé par notre radar secondaire



I.4.1.2 Selon la position relative de l'émetteur et du récepteur

Monostatiques : permet de réduire l'encombrement et les coûts de synchronisation entre l'émetteur et le récepteur, ce qui explique pourquoi l'immense majorité des radars sont monostatiques. En contrepartie, seul le signal rétrodiffusé par la cible est reçu par le radar. D'autre part, dans un contexte militaire, l'émetteur peut être détecté par l'ennemi.



Multistatiques : deux antennes ou plus émettrices et réceptrices séparées par une certaine distance pour inter-corréler la position de la cible.



I.4.1.3 Selon l'objectif :

De veille ou de surveillance (à balayage) :

le radar explore en continu la zone de couverture. Dans ce mode, le faisceau radar effectue un balayage angulaire entre le point sous le porteur (le nadir) et un angle déterminé d'incidence au sol. Comme le porteur, avion ou satellite, se déplace, le couloir sondé prendra la forme d'une série de bande en zigzags si l'angle varie linéairement du nadir vers l'extérieur puis l'inverse.



De poursuite : en continu ou en discontinu (track while scan).

Multifonction : réalise les deux fonctions de surveillance et de poursuite



I.4.1.4 Selon la résolution

- Conventionnels
- Haute résolution

I.4.1.5 Selon le type de signal

À **impulsions** illumine la cible en émettant de courtes impulsions suivant une fréquence de répétition (PRF).

À **ondes continues** émet un signal de façon continue.

I.4.2 Modes d'émission Radar

Il existe deux principaux modes d'émission :

a) Mode en onde continue : la forme la plus simple d'un signal à onde continue est la forme sinusoïdale [7]. Il est principalement utilisé pour la mesure de la vitesse et la poursuite des cibles en mouvement. On peut distinguer deux sous modes en ondes continues : Mode en ondes continues modulé et non modulé. La différence principale entre ces deux derniers est que le premier ne peut pas mesurer la distance de la cible tandis que le dernier le peut en introduisant une modulation de la fréquence dans le temps.



Figure I-6 Signaux du radar continu.

b) Mode à impulsion : il travaille sur le principe de l'émission de courtes impulsions d'énergie.

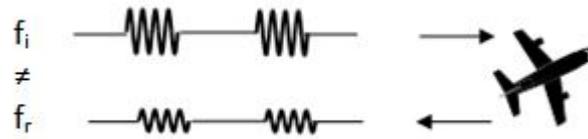


Figure I-7 Signaux du radar à impulsions.

I.4.3 Les fréquences radar

La désignation de la bande de fréquences radar est spécifiée comme suit :

Désignation de la bande	Plage des fréquences
HF	3-30MHz
VHF	30-300MHz
UHF	300MHz-1GHz
L	1-2GHz
S	2-4GHz
C	4-8GHz
X	8-12GHz
Ku	12-18GHz

Tableau 1 : Désignation des bandes de fréquences.

Le tableau I.1, illustre l'allocation de chaque bande de fréquence avec leurs symboles correspondants.

I.5 Equation du radar

I.5.1 Equation du radar

Considérons un radar équipé d'un émetteur développant une puissance crête P_c . Soit un objet M situé à une distance R de la station radar.

Si l'antenne du radar est omnidirectionnelle, elle rayonne la même quantité d'énergie dans toutes les directions. A une distance R de la source, la puissance totale P se trouve répartie sur une surface sphérique de valeur $4\pi R^2$. [2]

La densité de puissance en ce point M, est donc :

$$p_M = \frac{P_c}{4\pi R^2} (\text{watt}/\text{m}^2) \dots\dots\dots(I-2)$$

En effet, l'antenne est directive. Si le point M est situé dans la direction du gain maximum (G), la densité surfacique de puissance au point M devient :

$$p_M = \frac{P_c}{4\pi R^2} \cdot G (\text{watt}/\text{m}^2) \dots\dots\dots(I-3)$$

Si au point M, se trouve un obstacle isotrope parfaitement réfléchissant, de surface équivalente σ , la puissance reçue par la cible P_{recib} , s'écrit :

$$P_{\text{recib}} = \frac{P_c}{4\pi R^2} \cdot G \cdot \sigma (\text{watt}) \dots\dots\dots(I-4)$$

A ce stade, l'obstacle joue le rôle d'émetteur et la station radar celui d'un récepteur. A une distance R de la cible, la puissance totale diffusée par celle-ci est répartie sur une surface sphérique. Le processus précédent recommence en sens inverse:

Au niveau de l'antenne de réception. La densité de puissance qui revient vers l'antenne par unité de surface est donc :

$$P_{\text{reçu-antenne}} = \frac{P_c}{4\pi R^2} \cdot G \cdot \sigma \cdot \frac{1}{4\pi R^2} (\text{watt}/\text{m}^2) \dots\dots\dots(I-5)$$

et la puissance globale P_g , reçu par l'antenne de surface apparente A est :

$$P_g = \frac{P_c \cdot G \cdot \sigma}{4\pi R^2} \frac{A}{4\pi R^2} (\text{watt}) \dots\dots\dots(\text{I-6})$$

Soit :

$$P_g = \frac{P_c \cdot G \cdot \sigma \cdot A}{(4\pi)^2 R^4} (\text{watt}) \dots\dots\dots(\text{I-7})$$

Si cette puissance P_g correspond au signal minimum détectable par le récepteur du radar, alors, la quantité R représente la portée maximale du radar.

D'autre part, le gain de l'antenne est lié à sa surface apparente par l'expression :

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \dots\dots\dots(\text{I-8})$$

avec : $\lambda = \frac{c}{f}$

et donc : $A = \frac{G \cdot \lambda^2}{4\pi} \dots\dots\dots(\text{I-9})$

on obtient alors : $P_g = \frac{P_c \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot R^4} (\text{watt}) \dots\dots\dots(\text{I-10})$

et : $R = \sqrt[4]{\frac{P_c \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot P_g}} (m) \dots\dots\dots(\text{I-11})$

I.6 Applications radar

En dehors de la navigation en mer et dans les airs, le radar a trouvé un usage quasi universel en météorologie, non seulement pour la prévision et la localisation de perturbations, telles que les ouragans et les tornades, mais également pour connaître les conditions météorologiques locales. Les radars fournissent aussi des informations

sur les précipitations, permettant de signaler à l'avance les crues subites. D'autres équipements radar sont utilisés par la police pour surveiller la vitesse des véhicules.

L'une des principales utilisations du radar reste le contrôle du trafic aérien : guidage des avions vers les pistes d'atterrissage et suivi des avions en vol.

Les progrès récents, notamment les techniques rendant plus net le contraste entre les signaux radar utiles et le bruit radio aléatoire, ont encore contribué à élargir le domaine d'utilisation du radar. Son application s'est étendue à l'exploration de l'espace, à l'observation des missiles et des satellites artificiels à très haute altitude.

Le radar est un élément essentiel des systèmes de défense, pour la détection des engins balistiques intercontinentaux. Cependant, avec les récentes générations de radars, apparaissent de nouvelles parades, en particulier grâce au développement de systèmes favorisant la « furtivité » des avions de combat et des missiles.

Le développement rapide du radar qualitativement et quantitativement démontre le grand intérêt donné à ce système. Parmi ses autres applications on peut citer :

- Le contrôle du trafic aérien.
- La navigation aérienne.
- La navigation maritime.
- Les systèmes d'alerte de défense.
- Les mesures de portée et de vitesse pour les besoins de contrôle de vitesse par la police.
- L'assistance pour atterrissage des véhicules sur la lune.
- Surveillance des frontières.

Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté une définition du radar ainsi des généralités de son évolution au cours du temps. Aussi en deuxième temps nous avons expliqué le principe de fonctionnement, rôle et caractéristiques d'un système radar. Ensuite, on a cité les différentes fréquences et applications des radars. Enfin on a terminé ce chapitre avec une démonstration de l'équation radar.

II. CHAPITRE II MTD ‘Moving Target Detector’

II.1 Introduction

De nos jours, un récepteur classique ne peut pas efficacement intercepter et analyser les signaux radars menaçant en raison des formes d'onde et des modulations multiples utilisées. Les récepteurs modernes doivent détecter, intercepter, analyser et classifier les signaux dans un environnement très complexe en présence du bruit, de l'interférence et des signaux multiples.

Après que les signaux soient détectés, ils doivent être classifiés dans des groupes avec leurs caractéristiques. Quelques paramètres sont essentiels pour distinguer un signal des autres, tels que la fréquence porteuse, le type de modulation, la période de répétition, ou l'angle et la phase d'arrivée, l'extraction de ces paramètres mène à identifier correctement un signal. Dans ce contexte, plusieurs techniques sont développées récemment pour détecter et analyser les signaux, dont la plupart de ces techniques sont portées sur l'analyse temps-fréquence qui a beaucoup d'avantages par rapport à techniques classiques.

Dans ce chapitre, après une présentation générale d'une chaîne de traitement radar, on se concentre sur le traitement Doppler permettant de visualiser les cibles mobiles, ce traitement est noté ‘MTD’ pour ‘Moving Target Detector’, dans ce contexte nous allons présenter en premier lieu une technique classique utilisée celle des bancs de filtres largement utilisés dans les systèmes radars. Puis nous remplaçons le banc de filtres par une méthode équivalente qui est la Transformée de Fourier à court terme ‘TFCT’ qui représente le premier pas vers l'analyse temps-fréquence des signaux. Raison pour laquelle elle est largement utilisée dans les systèmes radars les plus récents.

II.2 Schéma synoptique du radar

La figure II-1 suivante représente le synoptique général du traitement de signal radar, on s’intéresse principalement au traitement à la réception qui consiste après un étage RF associé à la démodulation à l’utilisation du filtre adapté dont le rôle est de maximiser le rapport signal à bruit ‘SNR’. Après filtrage adapté on réalise un traitement d’annulation d’échos fixes c’est la fonction ‘MTI’ ce n’est autre qu’un filtre de bande permettant d’éliminer les cibles possédant un doppler faible ou nulle (nuages, montagnes...etc.) alors que les cibles mobiles de fréquence plus importante à cause du Doppler passe avec une légère amélioration du ‘SNR’.

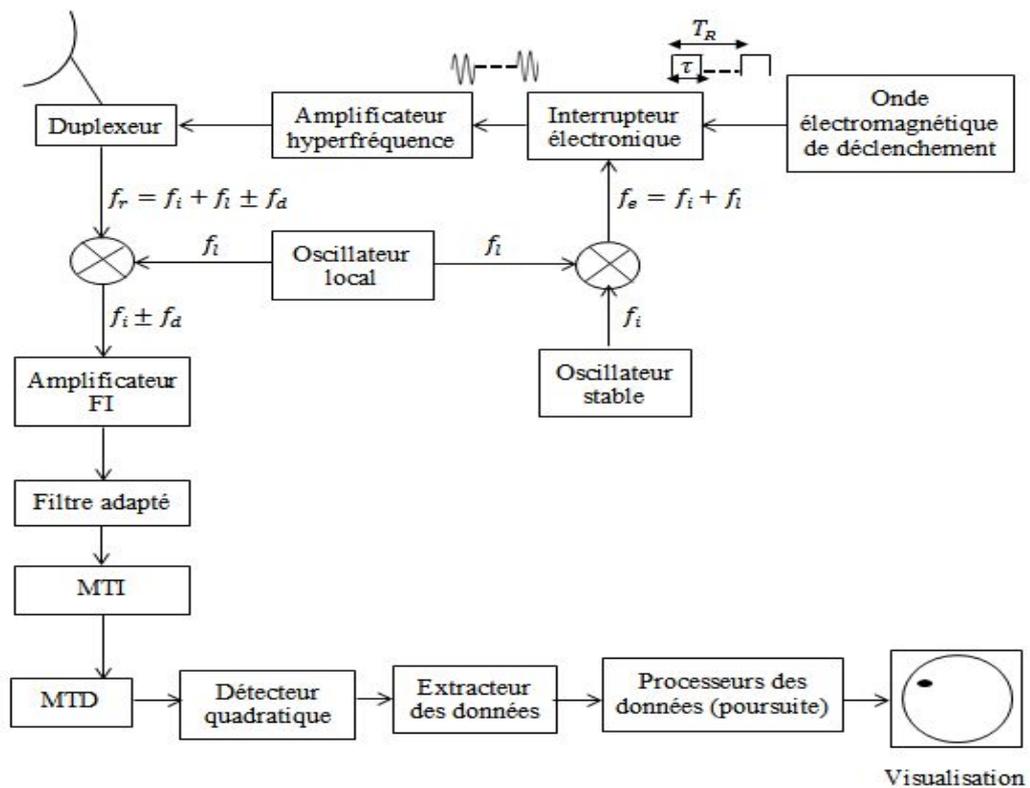


Figure II-1 Synoptique de traitement radar

Une fois le traitement MTI est réalisé, l’extraction de la fréquence Doppler associée par conséquent la vitesse des cibles mobiles devient possible grâce au traitement ‘MTD’ noté aussi VCM pour visualisation des cibles mobiles, ce traitement donnera naissance à une carte ‘Distance-Vitesse’ qui est caractéristique du radar. On note que l’ensemble des traitements ci-dessus se réalisent sur les deux voies en phase ‘I’ et en quadrature de phase ‘Q’, leur combinaison ‘I+jQ’ complexe sera transformée en valeur réelle par le biais d’un détecteur réalisant par la suite une comparaison avec un seuil fixe ou adaptatif. Une fois une cible est déclarée présente sa position et vitesse seront récupérées et éventuellement une poursuite peut être réalisée afin d’afficher une piste sur le plot radar.

Dans ce travail, on s’intéresse aux traitements du signal radar réalisés au niveau de l’étage MTD, les expressions mathématiques ainsi que les rapports SNR en amont peuvent être trouvées dans plusieurs références notamment [1] et [2].

Le filtre MTD peut être réalisé par plusieurs méthodes principalement:

- Banc de filtres.
- Transformé de fourrier à court terme TFCT.

II.3 Banc de filtre

En réalisant l’ensemble des traitements cités, l’expression mathématique du signal à la sortie d’un MTI d’ordre 2, peut être donnée sous la forme suivante [2] :

$$S(t) = \left(\frac{S}{N}\right)_{MTI} \cdot \left[\int_{-\tau}^{\tau} (t - (q-1)T_R - 2D/c - (2V_R(q-1))T_R) \text{sinc}(\pi\tau \int_{-\tau}^{\tau} (t - (q-1)T_R - 2D/c - (2V_R(q-1)T_R) f_d) e^{j(\pi(t-(q-1)T_R - 2D/c - 2V_R(q-1)T_R + \tau)f_d)} \right] \cdot e^{-j(2\pi(q-1)T_R f_d + \pi + 2\pi T_R f_d) + \text{bruit}} \quad (\text{II-1})$$

Avec :

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{MTI} = 4 \sqrt{\left(\frac{S}{N}\right)_{FA} P_{b,FA}} e^{-j2\pi f_0 \frac{2D}{c}} \text{sin}^2\left(\pi T_R f_0 \frac{2v_R}{c}\right) \quad (\text{II-2})$$

En examinant cette formule on remarque que le signal résultant après traitement MTI est modulé par un ‘cos’ de fréquence Doppler ‘ f_d ’ échantillonnée à $n.T_R$. Par conséquent si on associe un ensemble de filtre couvrant la bande de fréquence limitée par l’ambiguïté en fréquence f_R , on peut récupérer ce signal seulement sur le filtre correspondant.

Ce découpage en sous-bandes a été utilisé avec succès depuis de nombreuses années dans diverses applications du traitement du signal, comme le codage audio ou la compression d’images ou de vidéos. Dans le domaine des radars, il peut être employé comme une technique pour récupérer la fréquence Doppler [8].

Le découpage en sous-bandes d’un signal est obtenu à l’aide d’un banc de filtres dont le schéma général représenté par la figure II-2 suivante:

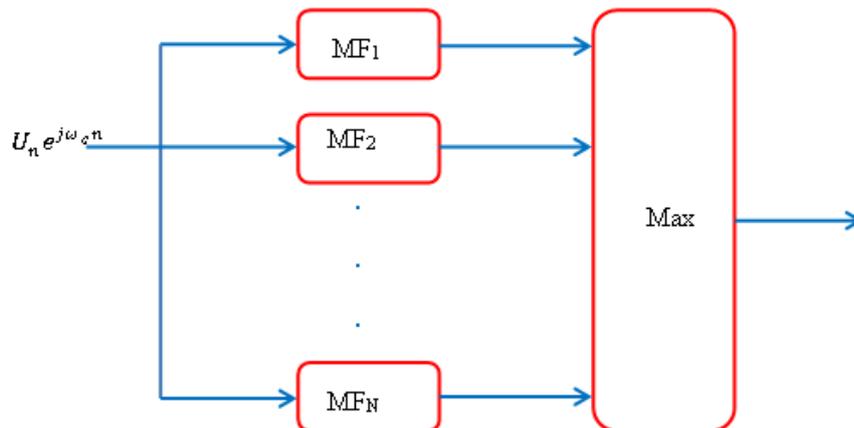


Figure II-2 Schéma d’un banc de filtres

Une réalisation simple de cette méthode peut être donnée par le filtre passe-bas RIF additionneur dont la réponse impulsionnelle est donnée par:

$$h(n) \triangleq \begin{cases} 1, & n = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

La figure (II-3) illustre l’opération de filtrage réalisée sur $x(n)$ par $h(n)$ et de sortie $y(n)$:

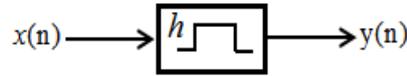


Figure II-3 Opération de filtrage

Comme $h(n)$ est la réponse impulsionnelle du filtre, la sortie $y(n)$ est donnée par la convolution de $x(n)$ et $h(n)$:

$$\begin{aligned} y(n) &= (h * x)(n) \triangleq \sum_{m=-\infty}^{+\infty} h(m)x(n - m) = \sum_{m=0}^{N-1} x(n - m) \\ &= x(n) + x(n - 1) + \dots + x(n - N + 1) \end{aligned} \quad (\text{II-4})$$

Où N est la longueur du filtre passe bande.

La fonction de transfert du filtre additionneur est donnée par :

$$H(z) = 1 + z^{-1} + \dots + z^{-N+1} = \frac{1-z^{-N}}{1-z^{-1}} \quad (\text{II-5})$$

De sorte que sa réponse fréquentielle est :

$$\begin{aligned} H(e^{j\omega}) &= \frac{1-e^{-j\omega N}}{1-e^{-j\omega}} = \frac{1-e^{-\frac{j\omega N}{2}} \sin(\frac{\omega N}{2})}{1-e^{-\frac{j\omega}{2}} \sin(\frac{\omega}{2})} \\ &\triangleq N e^{-\frac{j\omega(N-1)}{2}} \text{asinc}_N(\omega) \end{aligned} \quad (\text{II-6})$$

Le terme $e^{-j\omega(N-1)/2}$ est un terme de phase linéaire correspondant à un retard de $(N-1)/2$ échantillons, car le filtre doit être causale pour qu’il soit réalisable, on note donc qu’il s’agit d’un filtre à phase linéaire avec :

$$\text{asinc}_N(\omega) \triangleq \frac{\sin(\frac{\omega N}{2})}{N \cdot \sin(\frac{\omega}{2})} \quad (\text{II-7})$$

Le tracer de la fonction (II-6) nous permet d’obtenir la figure (II-4) suivante :

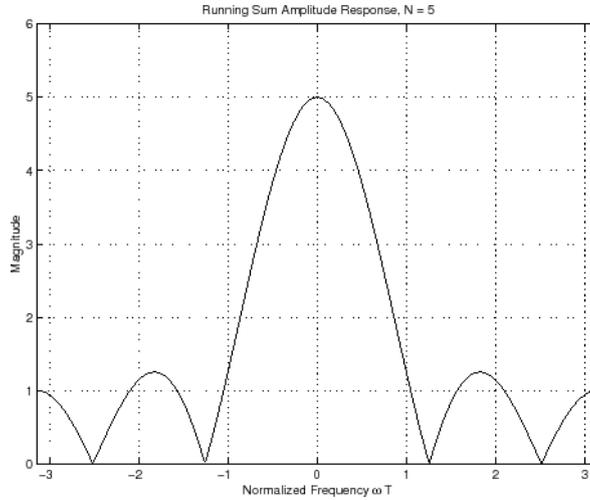


Figure II-4 Filtre additionneur pour N=5

Cette figure illustre la réponse en amplitude du filtre passe-bas additionneur de longueur $N = 5$. Le gain correspondant à la valeur continue est de 5, tandis que les valeurs nulles se produisent à $\omega = \pm 2\pi/5$ et $\pm 4\pi/5$.

Nous utiliserons en ce qui suit le filtre additionneur de taille N , c.à.d. ‘ N ’ filtres passe-bande centrés sur des fréquences différentes, définies par:

$$\omega_k \triangleq k \frac{2\pi}{N}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (\text{II-8})$$

La figure (II.5) Montre un banc de cinq filtre chacun possède une bande de $\frac{4\pi}{5}$ tandis que la figure (II.6) Représente la réalisation associée.

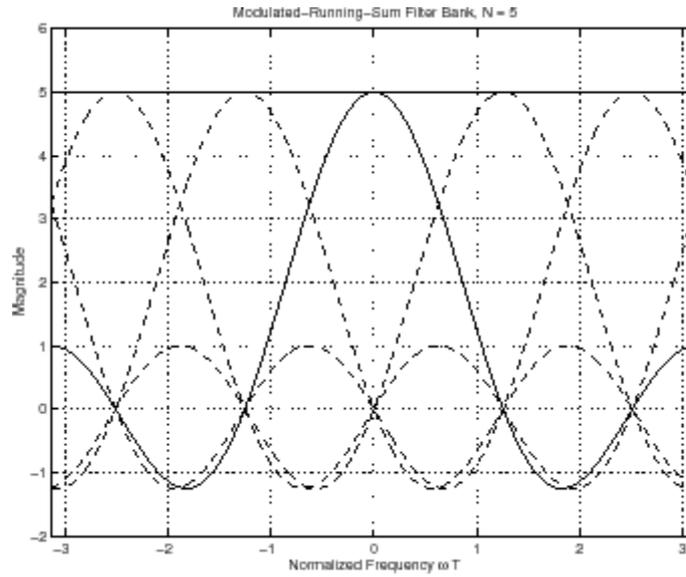


Figure II-5 Banc de cinq filtres

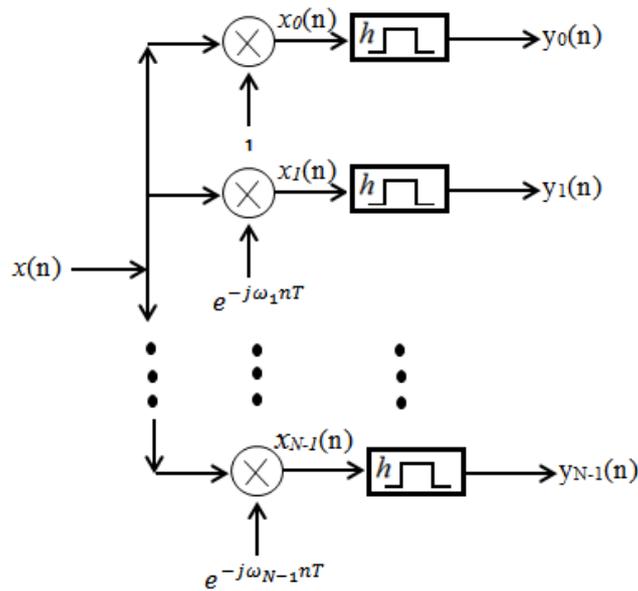


Figure II-6 Réalisation d'un banc de cinq filtres

II.4 La Transformée de Fourier à court terme (TFCT)

La transformée de Fourier glissante est la méthode d'analyse spectrale temps-fréquence la plus ancienne, directement dérivée de la transformée de Fourier classique. Dans la transformée de Fourier à court terme, le signal $x(t)$ est multiplié par une fenêtre $g(t)$ de faible support temporel par rapport à la longueur du signal. La transformée de Fourier classique est alors calculée sur le produit $x(t) \cdot g(t-\tau)$ où τ représente la quantité par laquelle on a fait glisser la fenêtre $g(n)$ sur le signal $x(n)$. [6] On obtient ainsi la définition de la *STFT* ‘Short Time Fourier Transformation’:

$$TFCT_x(f, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot g(t - \tau) \cdot e^{-j2\pi f t} dt \quad (\text{II-9})$$

Où $x(t)$ est le signal, $g(t)$ est la fenêtre utilisée et τ son paramètre de localisation, $TFCT_x(f, \tau)$ correspond au spectre du signal $x(t)$ autour de τ .

Donc selon (II-9), pour obtenir la représentation spectrale autour de τ , il suffit de déplacer par translation la fenêtre ‘ g ’ et d’effectuer une transformation de Fourier sur le signal ainsi fenêtré.

Par conséquent, l’idée de base est de décomposer le signal en petits segments supposés stationnaires et d’appliquer sur chaque segments la transformée de Fourier permettant ainsi une détermination pas-à-pas des propriétés fréquentielles du signal en obtenant ainsi le spectre ‘local’. La totalité des spectres “locaux” indique alors comment le spectre varie au cours du temps, ce qui est illustré par la figure (II-7) ci-dessous.

Généralement, on utilise le spectrogramme qui est le module au carré de $TFCT_x(f, \tau)$. Lorsque les valeurs de la *TFCT* sont, en général complexes, le module au carré nous assure que la valeur du spectrogramme sera toujours une valeur réelle. Le spectrogramme est alors défini comme une densité d’énergie soit :

$$SP_x(f, \tau) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot g(t - \tau) \cdot e^{-j2\pi f t} dt \right|^2 \quad (\text{II-10})$$

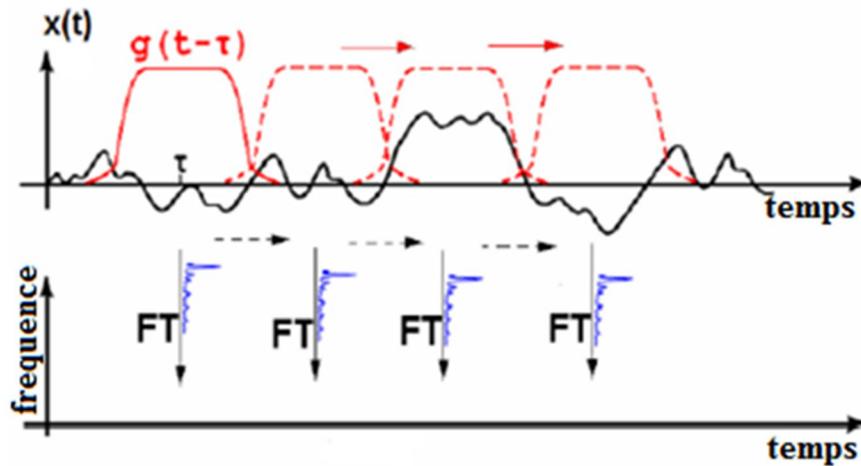


Figure II-7 Transformée de Fourier par fenêtre glissante

La discrétisation des expressions de la *TFCT* et du spectrogramme permet son implémentation sur des processeurs numériques. Ainsi, l’expression discrète de la *TFCT* est donnée par:

$$TFCT_x(f, k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot g(n - k) \cdot e^{-i2\pi fn} \quad (\text{II-11})$$

La résolution temporelle d’une telle analyse est fixée par la largeur de la fenêtre et la résolution fréquentielle étant fixée par la largeur de sa transformée de Fourier. Ces deux largeurs étant opposantes, on se trouve alors en présence d’un compromis entre les résolutions temporelles et fréquentielles c’est la relation d’incertitude d’Heisenberg qui stipule, qu’il est impossible d’améliorer simultanément les deux résolutions, sachant que la forme et la longueur de la fenêtre, ainsi que le pas de déplacement, sont des paramètres qui doivent être fixés et restés constants tout le long de l’analyse [6].

La figure (II-8) montre les deux résolutions en temps et en fréquence, on constate que la transformation de Fourier à court terme offre des résolutions temporelles et fréquentielles identiques en tout point du plan temps-fréquence.

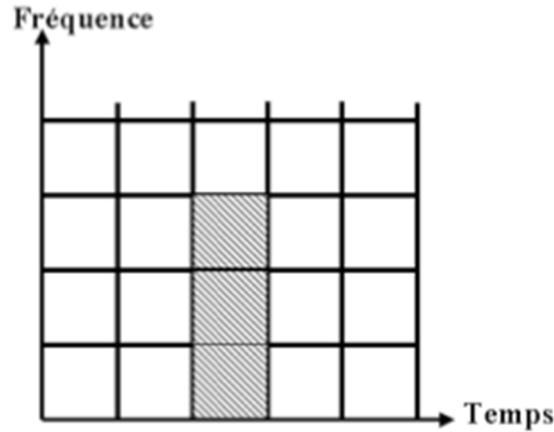


Figure II-8 Représentation de la résolution de la TFCT

II.5 Equivalence entre la TF et le Banc de filtres

La transformée de Fourier glissante peut être interprétée sous forme d'un banc de filtres uniforme. L'équivalence entre banc de filtre et la transformée de Fourier peut être élaborée par la démonstration suivante réalisée pour chaque filtre [14]:

$$\begin{aligned}
 y_k(n) &= (h * x_k)(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x_k(n-m) \\
 &= (x_k * h)(n) = \sum_{m=m=n-(N-1)}^n x_k(m)h(n-m) \\
 &= \sum_{m=n-(N-1)}^n x(m)e^{-j\omega_k m} \tag{II-23}
 \end{aligned}$$

Rappelons que la TDFT est définie par :

$$X(k) \triangleq \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi nk/N} \tag{II-24}$$

En comparant (II-23) et (II-24) on observe que la sortie du filtre $y_k(n)$, $k=0,1,\dots, N-1$, correspond exactement à la TDFT du signal d'entrée lorsque $n=N-1$, c'est-à-dire:

$$X(k) = y_k(N-1) \tag{II-25}$$

En d'autres termes, le banc de filtre au moment $n=N-1$ fourni une sortie égale à la TDFT de l'entrée $x(x(n), n=0,1,\dots, N-1)$ composée de N échantillons.

On note que la *TDFT* n'est autre qu'un cas particulier de *TFCT* déjà présentée pour laquelle une fenêtre rectangulaire est utilisée ou autrement la *TFCT* est une extension du banc de filtres DFT en incluant des fenêtres d'analyse non-rectangulaires.

Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté des techniques d'analyse temps-fréquence pour mettre en évidence le comportement du signal, dont on a commencé par la méthode de banc de filtres qui fournit une indication du temps spécifique correspondant à l'apparitions des composantes fréquentielles du signal, ensuite on a présenté la méthode *TFCT* qui consiste à utiliser une fenêtre d'analyse pour la représentation du signal cela permet d'atténuer l'amplitude des lobes secondaires dans le domaine de Fourier, finalement on a montré l'équivalence entre TF et le banc de filtre.

III. CHAPITRE III Transformée de WV

Introduction

La transformation de Fourier, en permettant une description simple des relations entrée-sortie des filtres linéaires, occupe une place privilégiée dans la théorie et le traitement des signaux. Néanmoins, la nature même de cette transformation ne peut donner d'un signal temporel qu'une information fréquentielle globale de laquelle toute notion de chronologie a disparu: son champ d'application naturel est l'analyse des signaux stationnaires. Ainsi, dès lors que l'on considère des signaux modulés ou des processus non stationnaires, une analyse spectrale classique fournit une information moyennée sur la durée d'observation et donc peu caractéristique de la structure instantanée du signal étudié. Une solution partielle à ce problème, la plus intuitive et naguère la plus populaire, consiste à associer à un signal non stationnaire une suite de transformées de Fourier à court terme en essayant d'adapter les fenêtres d'observation successives aux variations de structure du signal de telle sorte que les hypothèses de stationnarité, limitatives de ce genre de méthode, soient localement satisfaites. De telles tentatives se heurtent malheureusement à une nécessité de compromis insurmontable entre les résolutions temporelle et fréquentielle. Une deuxième solution, plus satisfaisante, consiste à chercher directement un outil adapté à l'étude de phénomènes non stationnaires, sans référence directe aux méthodes issues du cas stationnaire. Dans cet esprit, un regain particulier d'intérêt se manifeste depuis quelques années pour une transformation proposée en Mécanique Quantique par E. P. Wigner [9]. Cette transformation permet de définir ce que nous conviendrons d'appeler la distribution de Wigner-Ville (DWV) en référence et hommage à J. Ville qui, le premier, introduisit cette même notion en Théorie du Signal. On se propose ici de présenter les principes de base ainsi et la possibilité d'utilisation de cette transformation au niveau du traitement Doppler MTD.

III.1 TEMPS - FREQUENCE

Différemment aux représentations avec les représentations linéaires temps-fréquence, l'objet de la distribution d'énergie est de distribuer l'énergie du signal sur les

deux variables: Le temps et la fréquence. L'énergie d'un signal $x(t)$ peut être déduite à partir du carré du module du signal ou de sa transformée de Fourier [10].

$$E_x = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(f)|^2 df \quad (\text{III-1})$$

Où $|x(t)|^2$ et $|x(f)|^2$: densité d'énergie en temps et en fréquence respectivement.

Soit (t, f) une distribution d'énergie dans le plan temps-fréquence telle que :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \rho_x(t, f) dt = |x(f)|^2 \quad (\text{III-2})$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \rho_x(t, f) df = |x(t)|^2 \quad (\text{III-3})$$

Avec ces équations (III.2) et (III.3), la distribution $\rho_x(t, f)$ respecte le principe de conservation d'énergie. L'intégration de la représentation temps-fréquence sur l'axe du temps donne la densité spectrale d'énergie. L'intégration de la représentation temps-fréquence sur l'axe fréquentiel donne la puissance instantanée. Cela signifie que si l'on intègre la densité d'énergie temps-fréquence le long d'une variable, on obtient la densité d'énergie correspondant à l'autre variable.

Les distributions temps-fréquence énergétiques combinent le concept de puissance instantanée $|x(t)|^2$ et le concept de densité spectrale d'énergie $|x(f)|^2$. Ces distributions sont répertoriées en classes selon leurs propriétés, la plus utilisée est la classe de Cohen définie par:

$$P_x(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(\xi, \tau) x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j\omega\tau} d\xi d\tau \quad (\text{III-4})$$

Une distribution intéressante peut être obtenue si l'on impose à la fonction de pondération $f(\xi, \tau)$ d'être indépendante des variables ξ et τ . Elle est connue sous le nom de distribution de Wigner-Ville: Cette distribution est la plus populaire et la plus utilisée en traitement du signal. Elle possède de nombreuses propriétés et est de plus très facile à calculer, dans la plupart des cas, analytiquement, voire numériquement par des techniques basées sur la transformation de Fourier [15]. On peut montrer qu'elle satisfait aux contraintes de marginalisation sur le temps et la fréquence, qu'elle n'est pas positive, qu'elle conserve le support temporel ou fréquentiel des signaux, qu'elle

est unitaire et qu'elle permet d'accéder, grâce à ses moments du premier ordre, à la fréquence instantanée ou au retard de groupe des signaux.

III.2 La distribution de Wigner-ville (DWV)

Le spectrogramme obéit au principe d'incertitude d'Heisenberg-Gabor en terme de résolution, la résolution temporelle s'améliore et la résolution fréquentielle se dégrade pour les termes hautes fréquences. Pour remédier à cet inconvénient, des distributions temps-fréquence quadratiques permettent une meilleure résolution temps-fréquence ont été proposées. L'une de ces distributions est celle de Wigner-Ville 'DWV' qui peut être interpréter comme étant la distribution de l'énergie en fonction du temps et de la fréquence.

La DWV, introduite en 1948 par Ville, peut être interprétée comme une *distribution d'énergie*. Elle peut être comparée en ce sens au spectrogramme ou au scalogramme. Cette distribution appartient à une classe plus large de distributions appelée classe de Cohen. Cette transformation est définie par la transformation de Fourier de la fonction d'autocorrélation instantanée et elle ne suppose aucune stationnarité locale a priori. La distribution de Wigner d'un signal d'entrée continu $x(t)$ est défini par :

$$WV_x(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (\text{III-5})$$

Où ' t ' est la variable de temps et le ' ω ' est la variable de fréquence.

La distribution de Wigner est une fonction de deux-dimension décrivant le contenu en fréquence d'un signal en fonction du temps.

Cette représentation continue de temps et de fréquence peut être modifiée pour la séquence discrète, $x(l)$ où l est un indice de temps discret [10].

$l = \dots, -1, 0, 1, \dots$ la distribution de Wigner-ville est définie par:

$$W(l, \omega) = 2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(l+n) x^*(l-n) e^{-j2\omega n} \quad (\text{III} - 6)$$

Des modifications sur la distribution de Wigner-ville nous donne le pseudo distribution de Wigner-ville qui est définie par :

$$W(l, \omega) = 2 \sum_{n=-N}^{N-1} x(l+n)x^*(l-n) w(n)w(-n)e^{-j2\omega n} \quad (\text{III-7})$$

Où $x(l)$ est un signal d'entrée discret avec $l = -\infty, \dots, \infty$, la fonction $w(n)$ c'est une fenêtre de longueur $2N$ avec $w(0) = 1$. Ici N doit être aussi grand le plus possible dans les limites d'un calcul acceptable parce qu'un grand N donne plus d'échantillons de sortie, rapportant à un résultat plus lisse. En considérant la fonction de fenêtre rectangulaire avec une grandeur égale à 1, le WD devient :

$$W(l, \omega) = 2 \sum_{n=-N}^{N-1} x(l+n)x^*(l-n) w e^{-j2\omega n} \quad (\text{III-8})$$

Utilisant $f_i(n)$ pour représenter la fonction de Kernel :

$$f_i(n) = x(l+n)x^*(l-n) \quad (\text{III-9})$$

La formule devient :

$$W(l, \omega) = 2 \sum_{n=-N}^{N-1} f_i(n) e^{-j2\omega n} \quad (\text{III-10})$$

Où la variable de fréquence continue ω , est échantillonnée par :

$$\omega = \frac{\pi k}{2N}$$

Où $k = 0, 1, 2, \dots, 2N - 1$. Les indices de kernel sont modifiés pour adapter la transformée de Fourier discrète (DFT).

Puisque :

$$f_i(n) = f_i^*(-n) \quad (\text{III-11})$$

Le kernel est une fonction symétrique, ainsi sa transformée de Fourier discrète est réelle.

L'équation (III-10) de la distribution Wigner ville devient :

$$W\left(l, \frac{\pi k}{2N}\right) = 2 \sum_{n=-N}^{N-1} f_i(n) e^{-j2\frac{\pi k}{2N}n} \quad (\text{III-12})$$

On réglant les limites de 'n', afin d'utiliser la transformée de fourrier rapide FFT la formulation précédente devient :

$$W\left(l, \frac{\pi k}{2N}\right) = 2 \sum_{n=0}^{2N-1} f'_l(n) e^{-j2\frac{\pi k}{2N}n} \quad (\text{III-13})$$

Noter que dans l'équation (III.13) la fonction de kernel a été changée en $f'_l(n)$ où :

$$f'_l(n) = \begin{cases} f_i(n) & , & 0 \leq n \leq N - 1 \\ 0 & , & n = N \\ f_i(n - 2N), & N + 1 \leq n \leq 2N - 1 \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

Le résultat de DWV est :

$$W(l, \omega) = 2 \sum_{n=0}^{2N-1} f'_l(n) e^{-j2\omega n} \quad (\text{III-15})$$

$$W(l, k) = 2 \sum_{n=0}^{2N-1} f'_l(n) e^{-j\frac{\pi k}{N}n} \quad (\text{III-16})$$

L'équation (III-16) est le résultat final du DWV.

III.2.1 Propriétés de la TWV

La TWV fournit certaines propriétés telles que:

- Réelle et satisfaisant le principe de la conservation de l'énergie.
- L'invariance par translation temporelle:

$$WV_x(t - t_0, \omega) = WV_x(t, \omega) \quad (\text{III-17})$$

- L'invariance par translation fréquentielle:

$$WV_x(t, \omega - \omega_0) = WV_x(t, \omega) \quad (\text{III-18})$$

- Accès à la fréquence instantanée $f_x(t)$ du signal $x(t)$ par:

$$f_x(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \arg(x(t)) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f WV_{xa}(t, f) df}{\int_{-\infty}^{+\infty} WV_{xa}(t, f) df} \quad (\text{III-19})$$

- Accès au retard de groupe : le retard de groupe peut être déterminé par:

$$t_x(f) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} t W_{x_a}(t,f) df}{\int_{-\infty}^{+\infty} W_{x_a}(t,f) df} \quad (\text{III-20})$$

tel que $x_a(t)$ est le signal analytique de $x(t)$.

Les deux dernières propriétés sont importantes dans des applications où on cherche à estimer la fréquence instantanée d'un signal mono-composante.

Néanmoins, la DWV présente deux grands inconvénients:

- La DWV peut prendre des valeurs négatives, ce qui pose des problèmes quant à l'interprétation de la DWV comme grandeur désignant une densité d'énergie;
- Cependant la TWV répond à un principe de superposition quadratique et non linéaire. Ainsi, la transformée de Wigner-Ville de deux signaux ne se réduit pas à la somme des distributions individuelles de ces signaux, cette structure bilinéaire de la transformation introduit des termes d'interférences qui possèdent une structure fortement oscillatoire à l'inverse des composantes propres du signal qui possèdent une structure beaucoup plus régulière et laisse apparaître des énergies négative dans la distribution temps fréquence de l'énergie du signal. Ces phénomènes font apparaître des composantes fréquentielles qui n'existent pas dans la réalité et qui affectent considérablement l'interprétation des résultats de la représentation temps fréquence. En effet, on peut montrer l'existence d'un terme d'interférence comme suit:

$$WV_{x+y}(t, \omega) = WV_x(t, \omega) + WV_y(t, \omega) + 2.WV_{x,y}(t, \omega) \quad (\text{III-21})$$

Avec:

$$WV_{x,y}(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) y^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (\text{III-22})$$

Afin d'extraire des résultats fiables, il est nécessaire d'éviter les termes d'interférences entre toutes les composantes du plan temps-fréquence par un post-traitement. Pour réduire l'influence de ces termes parasites d'interaction, une procédure appropriée de lissage en temps et en fréquence peut être utilisée. On est alors amené à utiliser des versions modifiées de la transformation, c'est la représentation Pseudo-Wigner-Ville et Pseudo-Wigner-Ville Lissée du signal $x(t)$.

III.3 La Pseudo transformé de WIGNER-VILLE

L'idée consiste à n'effectuer l'étude que sur un signal vu à travers une fenêtre de durée fixée et finie. La pseudo-distribution de Wigner-Ville est définie par:

$$PWV_z(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (\text{III-23})$$

$h(\tau)$: est la fenêtre réduisant les termes d'interférences dans le domaine temporel. La distribution ainsi obtenue, tout en gardant l'esprit de la distribution de Wigner-Ville est une analyse par l'intermédiaire d'une fenêtre glissante à court terme, ce qui en fait une proche voisine du spectrogramme.

Elle a l'inconvénient de comporter, à cause de sa structure bilinéaire, des interférences entre les différentes composantes fréquentielles et/ou temporelle du signal. Les interférences entre composantes de fréquence positive et de fréquence négative peuvent être éliminées, on remplaçant le signal $x(t)$ par le signal analytique $x_a(t)$ associé. Cette opération permet aussi de placer la fréquence de repliement à la moitié de la fréquence d'échantillonnage alors qu'elle est au quart de la fréquence d'échantillonnage si $x(t)$ est utilisé. Une partie des interférences subsistantes peut être supprimée en utilisant une fenêtre d'observation temporelle $h(t)$ (à valeurs réelles) qui isolera les composantes fréquentielles non simultanées [11]. La nouvelle représentation temps-fréquence ainsi obtenue est la pseudo-distribution de Wigner-Ville 'PDWV'. Si elle est associée au signal analytique et non au signal $x(t)$ lui-même, elle a pour expression :

$$PW_z(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h^2\left(\frac{\tau}{2}\right) x_a\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \cdot x_a^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (\text{III-24})$$

Cette représentation temps-fréquence peut fournir une description des signaux temporels beaucoup plus précise que la transformée de Fourier à court terme. Elle a été utilisée après numérisation pour caractériser des réponses impulsionnelles de filtres. Des interférences subsistent entre composantes de fréquence positive.

III.4 La pseudo distribution de WIGNER-VILLE lissée

La pseudo-distribution de Wigner-Ville lissée est l'équivalent d'une *TWV* lissée en temps et en fréquence. Cette distribution atténue fortement les termes d'interférence présents dans la distribution originale et présente une meilleure résolution que la TFCT. Les lissages temporel et fréquentiel sont indépendants et peuvent être ajustés séparément. La PDWVL peut s'écrire comme suit Son expression est :

$$PWVL_x(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \left[\int_{-\infty}^{+\infty} g(t - t') x \left(t' + \frac{\tau}{2} \right) x \left(t' - \frac{\tau}{2} \right) dt' \right] e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (\text{III-25})$$

$g(t)$ est la fenêtre réduisant les termes d'interférences dans le domaine fréquentiel et $h(t)$ la fenêtre réduisant les termes d'interférences dans le domaine temporel.

Pour un signal échantillonné, on peut faire choix pour la PDWVL de l'expression ci-dessous :

$$PWVL_z(t, f) = 2 \sum_{\tau=-N+1}^{N-1} h^2(\tau) \sum_{k=-M+1}^{M-1} g(k) z(t+k+\tau) z^*(t+k-\tau) e^{j4\pi f\tau} \quad (\text{III-26})$$

Cette formulation permet l'utilisation de la transformée de Fourier rapide. En effet l'égalité (III-26) peut être réécrite sous la forme :

$$PWL_z \left(t, \frac{n}{2N} \right) = 4Re \left[\sum_{\tau=0}^{N-1} e^{-j2\pi \left(\frac{n\tau}{N} \right)} h_N^2(\tau) \sum_{k=-M+1}^{M-1} g(k) z(t+k+\tau) z^*(t+k-\tau) - \frac{1}{2} \sum_{k=-M+1}^{M-1} g(k) |z(t+k)|^2 \right] \quad (\text{III-27})$$

Cette dernière expression légèrement modifiée a été utilisée pour l'analyse de signaux simples non stationnaires [12]. Nous utiliserons cette expression dans la suite de cette étude et on note que c'est sa valeur absolue qui sera représentée graphiquement.

La TPWVL est une Transformation de WIGNER-VILLE à court terme, lissée. C'est l'équivalent d'une *TWV* lissée séparément en temps et en fréquence. Le lissage temporel est assuré par la fonction de lissage, le lissage fréquentiel par la fenêtre glissante. On montre en effet que le multispectre obtenu est le produit de convolution

de la TWV du signal par la fonction de lissage selon les temps, et du spectre de la fenêtre glissante selon les fréquences:

$$PWVL_x(t, \omega) = WV_x(t, \omega) * [g(-t).H'(f)] \quad (\text{III-28})$$

Les lissages temporel et fréquentiel sont indépendants, et peuvent être ajustés séparément.

Lissage temporel: Ce lissage permet d'affaiblir les interférences qui apparaissent quand deux signaux de spectres disjoints coexistent. Un exemple familier de ces interférences est le battement d'amplitude qui affecte la somme de deux sinusoides. Ce battement se traduit dans le plan temps – fréquence par une puissance alternativement positive et négative à la fréquence égale à leur différence et située à la fréquence moyenne des deux sinusoides.

Lissage fréquentiel: Il permet d'atténuer les interférences qui apparaissent entre deux signaux successifs.

Une fois le traitement Doppler est réalisé, on procède à l'étape suivante qui consiste à la réalisation de l'opération de détection. Dans notre étude le seuillage réalisé sera appliqué sur l'une de ces trois méthodes:

- MTD implémenté par TFCT;
- MTD implémenté par Wigner-Ville;
- MTD implémenté par Pseudo Wigner-Ville lissée;

Ceci dans le but de comparer leur performance de détection via les courbes ROC 'Receiver operating characteristics' associées. Avant cela nous présentons dans ce qui suit les notions de base liées à la détection.

III.5 La détection

La détection est l'opération qui consiste à prendre une décision sur l'existence ou l'absence de cibles dans l'espace de recherche. Le principe de base de la détection d'une cible est basé sur l'utilisation d'un seuil de comparaison servant à extraire des informations du signal reçu et à distinguer une fluctuation due au bruit à celle d'un signal utile [16], [2].

- Si le signal utile dépasse le seuil, la cible est détectée.
- Si le bruit dépasse le seuil en absence du signal écho, on dit que c'est une fausse alarme.

La probabilité de fausse alarme est inversement proportionnelle au seuil de détection. Donc si le seuil est trop élevé, les cibles peuvent ne pas être détectées, et s'il est trop bas la probabilité de fausse alarme augmente comme il est indiqué sur la figure (III.1) ci-dessous.

En détection radar, un des problèmes fondamentaux consiste à détecter, pour une case d'analyse fixée, dans un vecteur d'observation y et de dimension m , un signal complexe connu, caractérisant une cible, corrompu par un bruit de fouillis n additif.

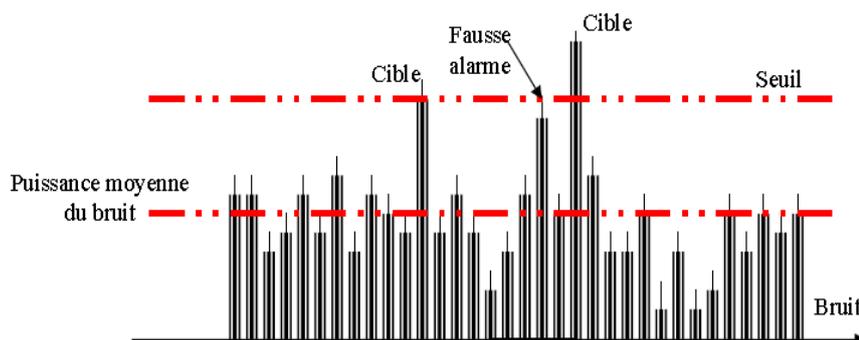


Figure III-1 Détection d'une cible

Ce problème se formalise généralement par un test d'Hypothèses binaires [17]:

$$H_0 : y(t) = n(t)$$

$$H_1 : y(t) = s(t) + n(t) \quad (\text{III-29})$$

Sous l'Hypothèse H_0 , le signal complexe reçu par le radar est supposé ne contenir que les échos (bruit du fouillis) indésirables et néfastes à une bonne détection, provenant des réflexions sur les différents éléments de l'environnement, ainsi que le bruit thermique. Ces parasites sont supposés admettre une certaine densité de probabilité ou Pdf (Probability Density Function), notée : $p_y\left(\frac{y}{H_0}\right) = p_n\left(\frac{y}{H_0}\right)$

Sous l'Hypothèse H_1 , le signal reçu y est supposé contenir le signal s provenant des échos de la cible mais noyé parmi les mêmes échos parasites que sous H_0 . Sa densité de probabilité est alors notée : $p_y\left(\frac{y}{H_0}\right)$.

L'objectif de la détection est de déterminer la quelle des deux hypothèses est la plus vraisemblable.

Quatre cas de décision sont possibles :

- 1- H_0 est vraie et H_0 est décidée.
- 2- H_0 est vraie et H_1 est décidée.
- 3- H_1 est vraie et H_1 est décidée.
- 4- H_1 est vraie et H_0 est décidée.

On remarque que le récepteur prend une bonne décision dans le cas (1) et (3), et qu'il commet une erreur dans les deux autres cas. L'événement (3) est appelé détection, la probabilité associée à ce dernier est la probabilité de détection P_d . L'événement (2) est une fausse alarme car une présence de cible est décidée lorsqu'elle est absente, donc sa probabilité est P_{fa} . Quand l'événement (4), il se réalise lorsque (3) n'est pas réalisé, par conséquent sa probabilité est $1 - P_d$ et on l'appelle la probabilité de non détection P_m . Pour l'événement (1), sa probabilité est $1 - P_{fa}$.

III.5.1 Les critères de décision

Le système de décision est défini par une application de l'espace des observations dans l'ensemble des hypothèses possibles. On désigne cette application par règle de décision. Elle détermine, dans l'espace des observations, une partition en sous-ensembles disjoints, chaque sous-ensemble correspondant aux observations qui sont associées à une même hypothèse [4].

Règle de décision \iff partition de l'espace d'observations en régions R_i associées aux différentes hypothèses : $R_i \iff H_i$.

Et, comme les hypothèses sont alternatives, c'est -à-dire, l'occurrence simultanée de deux hypothèses différentes est impossible, les sous-ensembles R_i sont disjoints : $R_i \cap R_j = \emptyset, \quad i \neq j$ (III-30)

La règle de décision est facilement décrite en fonction des R_i : $y \in R_i \implies H_i$

Où y représentent les observations.

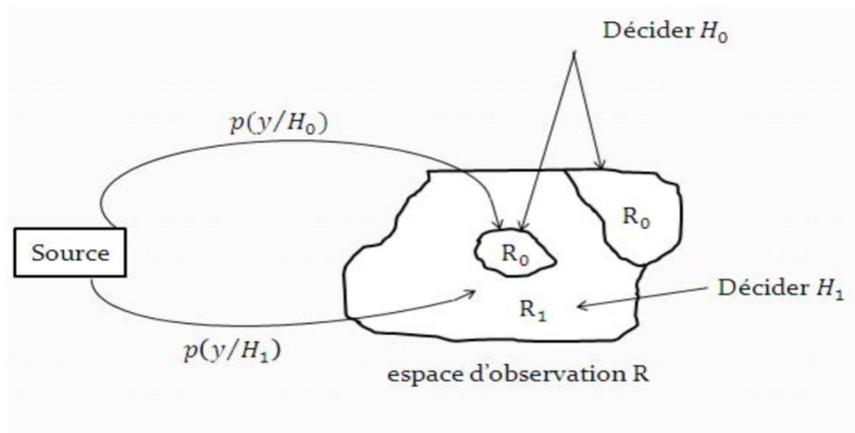


Figure III-2 : Les régions de décision

III.5.2 La probabilité de fausse alarme

Si un dispositif à seuil est utilisé pour prendre une décision quant à la présence ou l'absence d'un signal dans un bruit de fond, la performance de ce dispositif peut être exprimé en termes de deux probabilités, les probabilités de détection P_d et la

probabilité de fausse alarme P_{fa} . Le seuil peut être considéré comme la valeur d'un récepteur de tension de sortie V_r , que lorsqu'elle est dépassée, indique une détection.[2]

En raison de la présence de bruit thermique dans le récepteur, il y a toujours une probabilité différente de zéro que le seuil est dépassé, même en l'absence d'un signal cible. La probabilité que la valeur de seuil V_r est dépassée lorsqu'aucun signal n'est présent est la probabilité de fausse alarme. Pour un bruit gaussien passé à travers un filtre à bande étroite, l'enveloppe de bruit a une distribution de Rayleigh, et dans ce cas on peut écrire:

$$\begin{aligned}
 P_{fa} &= P_r\{\text{bruit seul} > \text{seuil } V_T\} = \int_{V_T}^{\infty} p_n(r) dr \\
 &= \int_{V_T}^{\infty} \frac{r}{\psi_n} \exp\left(\frac{-r^2}{2\psi_n}\right) dr = \exp\left(\frac{-r^2}{2\psi_n}\right)
 \end{aligned}
 \tag{III-31}$$

Donc :

$$V_r = \sqrt{2\psi_n \ln\left(\frac{1}{P_{fa}}\right)}
 \tag{III-32}$$

La figure (III.3) représente la sortie d'un détecteur d'enveloppe, où T_k est le temps entre deux intersections de la tension du bruit avec le seuil V_T et t_k, t_{k+1}, t_{k+n} les temps pendant lesquels le bruit s'étend sur le niveau du seuil.

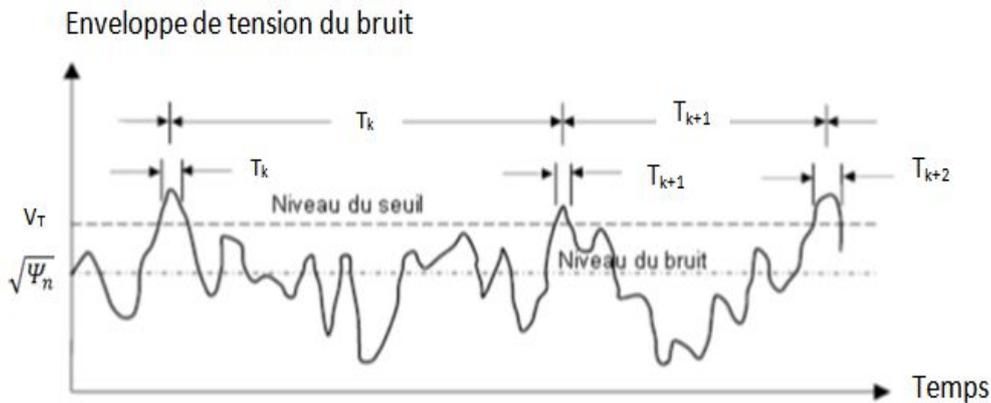


Figure III-3 Bruit de la sortie du détecteur d'enveloppe

III.5.3 La probabilité de détection

La probabilité de détection notée P_d , est la probabilité que le signal détecté sera correctement déclaré un signal de cible, basé sur l'observation de la sortie du récepteur, lorsque ce signal est réellement présent à l'entrée du récepteur. Pour les radars de surveillance, la probabilité que la cible soit détectée au moins une fois sur N scans successifs est appelée la probabilité de détection cumulative.

La cible renvoie des signaux déterministes d'amplitude A (SER constante). On peut montrer alors que l'enveloppe du signal bruité suit alors une distribution de Rice :

$$p_{s+n}(r) = \frac{r}{\psi_n} \exp\left(-\frac{(r+A)^2}{2\psi_n}\right) I_0\left(\frac{rA}{\psi_n}\right) \quad (\text{III.33})$$

p_{s+n} est la probabilité du signal plus bruit, I_0 est la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0.

La probabilité de détection s'écrit :

$$\begin{aligned} P_d &= P_r\{\text{signal} + \text{bruit} > \text{seuil } V_T\} = \int_{V_T}^{\infty} p_{s+n}(r) dr \\ &= \int_{V_T}^{\infty} \frac{r}{\psi_n} \exp\left(-\frac{(r+A)^2}{2\psi_n}\right) I_0\left(\frac{rA}{\psi_n}\right) dr \end{aligned} \quad (\text{III-34})$$

En termes de Pdf, les processus de détection et de fausse alarme sont représentés graphiquement sur la figure (III.4). La sortie du filtre IF est composée soit du bruit seul soit du signal plus bruit. Rice avait montré que la Pdf du signal à la sortie du détecteur d'enveloppe suit une distribution Rician, et par conséquent suit une loi Rayleigh pour un bruit seul, en supposant qu'il est à l'origine Gaussien dans le cas d'une cible non fluctuante. Les aires soulignées par les deux courbes (figure III.4) représentent la P_{fa} et la P_d . Si le seuil de détection est réduite pour augmenter la probabilité de détection, il y aura une augmentation de la probabilité de fausse alarme, et de même pour les probabilités ont diminué si le seuil est élevé.

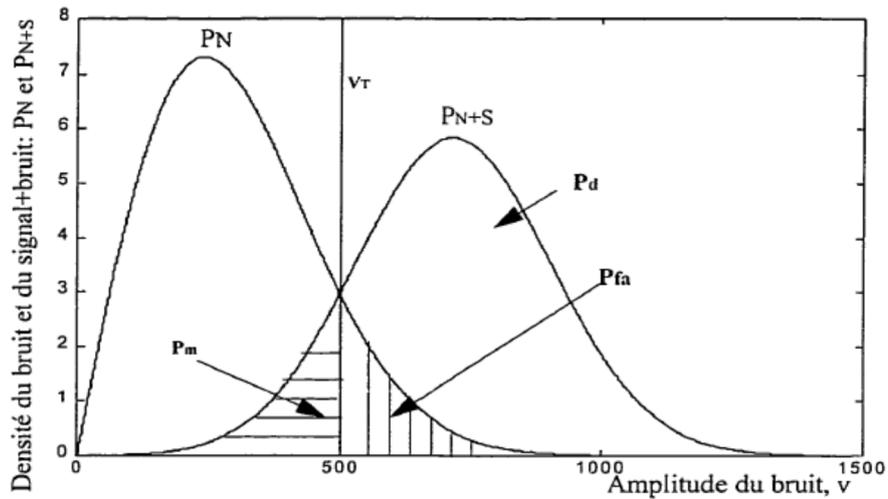


Figure III-4 : Pdf du bruit et du signal plus bruit

Conclusion

dans ce chapitre et dans le contexte analyse temps-fréquence basée sur la classe énergétique on a présenté l'une des méthodes les plus utilisée celle de WIGNER-VILLE mais cette méthode possède quelques inconvénients notamment si le signal n'est pas analytique pour cette raison d'autres méthodes seront utilisées tel que LA PSEDO WIGNER-VILLE et SMOOTHED WIGNER-VILLE et leurs combinaison cela présente des meilleurs performances de détection ,finalement on a présenté les critères de détections ainsi la Pfa et la Pd qui sont des facteurs essentiel lorsque la décision d'absence ou bien de présence des cibles sera prise.

IV. CHAPITRE IV Simulation et interprétation

Dans ce chapitre nous présentons nos simulations réalisées sous Matlab. Ces simulations seront réparties en quatre étapes dont la génération des signaux est commune:

1. Simulation du traitement avec banc de filtre;
2. Simulation du traitement avec transformée FTCT;
3. Simulation du traitement avec Wigner-ville;
4. Simulation du traitement avec Pseudo-Wigner-ville lissée;

Ces simulations sont regroupées dans une interface permettant de manipuler, d'afficher et de comparer les résultats obtenus d'une manière simplifiée.

IV.1 Radar ATC:

Dans notre étude on a préféré le radar ATC ASR-12, un radar moderne regroupant les technologies les plus récentes nécessaires pour la surveillance radar dédiées au contrôle aérien. Fonctionnant en diversité de fréquence, ce système permet au contrôleur de gérer le trafic dans son secteur clairement, simultanément et sans aucune interférence. Son filtre MTD très particulier, est optimisé afin de déceler les cibles évoluant dans un environnement où le clutter 'sol – nuages' est sévère. Les caractéristiques générales de ce radar sont détaillées en Annexe I.

Notre signal utilisé en simulation est un signal impulsionnel dont les caractéristiques sont définies par le tableau de l'annexe II, tout en notant que l'expression mathématique utilisé n'est autre que celle donnée par (II-1), elle correspond au signal radar à la sortie d'un filtre MTI d'ordre 2, c'est à dire c'est l'expression du signal à l'entrée du filtre MTD.

IV.2 Simulation du traitement avec banc de filtre

En tenant compte de ces paramètres du signal reçu simulé après traitement MTI et pour les deux voies en phase 'I' et en quadrature 'Q', le signal ainsi obtenu est représenté par les deux figures IV-1 et IV-2 suivantes. On observe bien que le signal résultant est triangulaire modulé par le Doppler correspondant pour chaque voie.

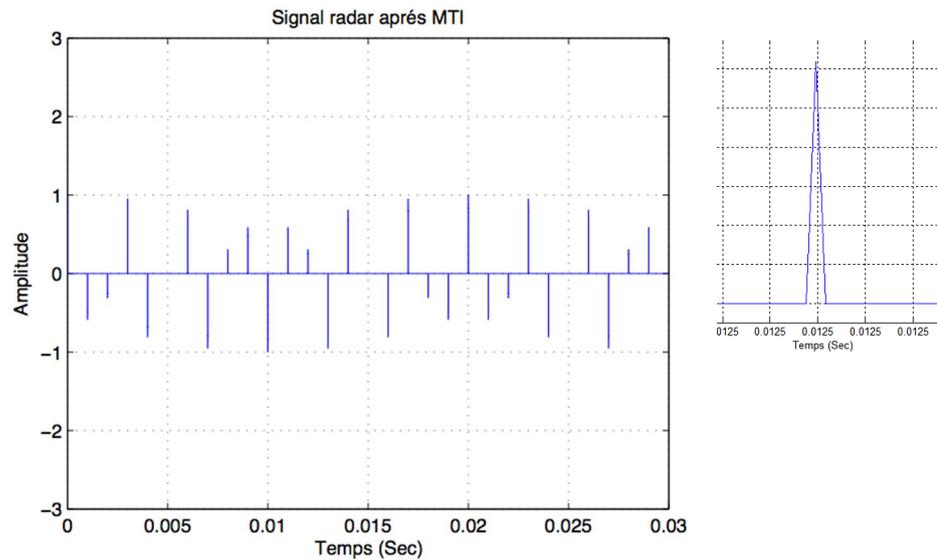


Figure IV-1 Signal MTI sur la voie I

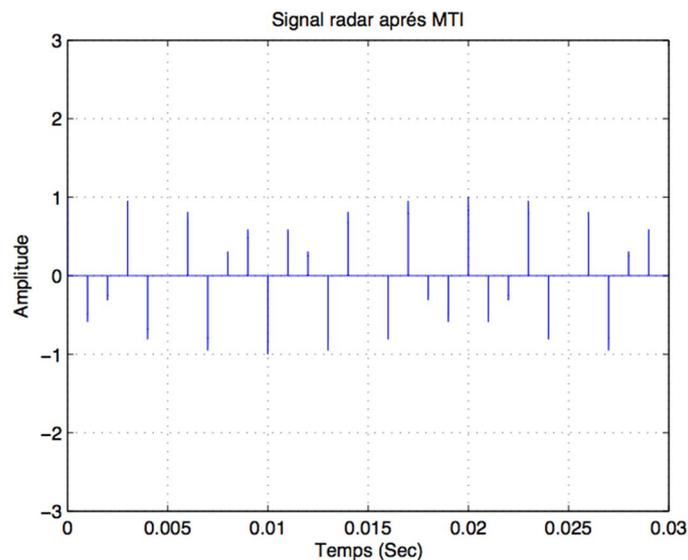


Figure IV-2 Signal MTI sur la voie Q

Après un filtrage MTI d'ordre 2 correspondant analytiquement à l'équation II-1, on a réalisé notre traitement par un banc de filtre composé de dix filtres Butter Worth chacun de bande 100Hz couvrants la plage de fréquence allant de 0 à 1 KHz. Ce banc de filtre est présenté par la figure IV-3 ci-dessous. La sortie de cet étage est illustrée par la figure IV-4, elle correspond à dix filtres où on remarque l'apparition du signal Doppler sur deux sorties, la première correcte elle est de fréquence 350 Hz tandis que la deuxième est fausse elle résulte du sur-échantillonnage. Afin de mieux présenter nos résultats obtenus on a regroupé le résultat temporel avec celui du banc de filtre afin d'avoir les deux dimensions temps-fréquence comme illustré par la figure IV-5.

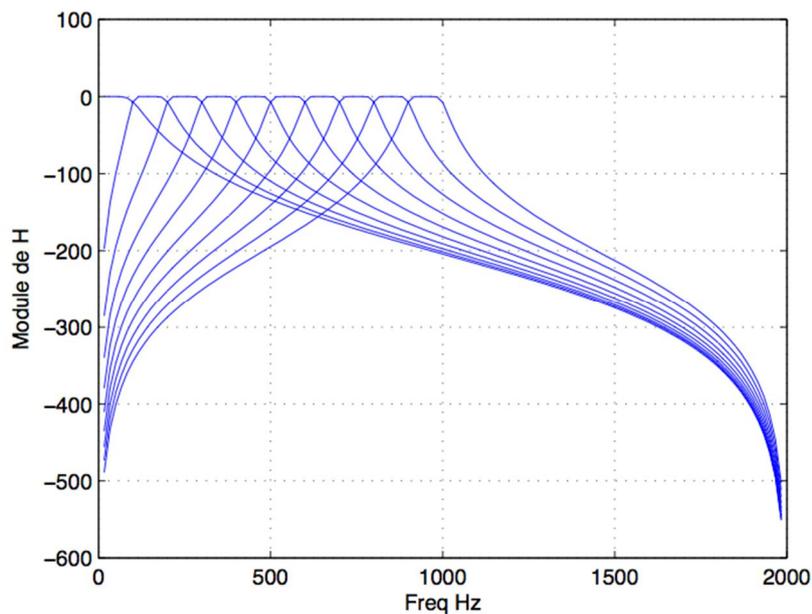


Figure IV-3 Banc de filtres

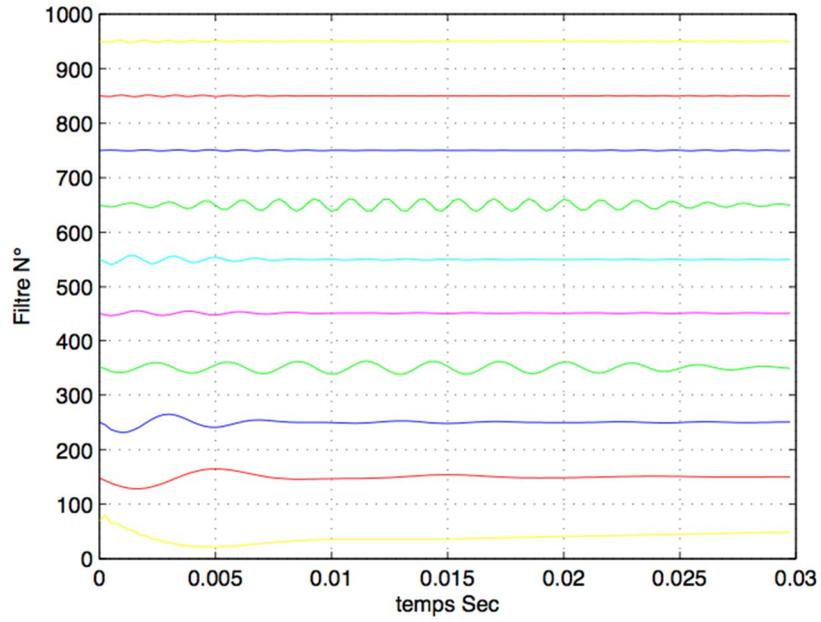


Figure IV-4 Sorties du banc de filtre

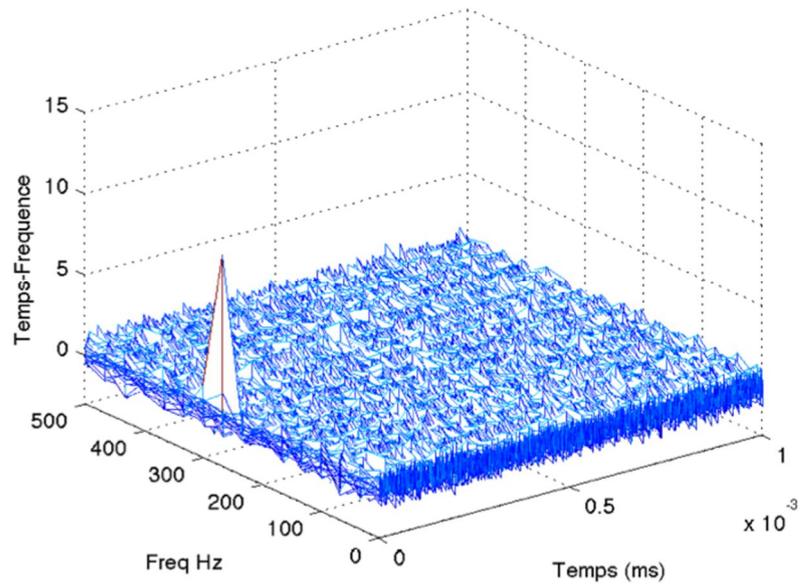


Figure IV-5 Banc de filtres

IV.3 Simulation du traitement avec transformée FTCT

De même, nous avons appliqué la TFCT sur le signal à la sortie du MTD. Cette fois pour un Doppler de 150 Hz, les résultats obtenus pour SNR=-5dB et 0dB sont présentés par les figures IV-6 et IV-7 respectivement. On remarque est bien localisé en temps ainsi en fréquence malgré ces faibles valeurs d'amplitude. Cette dernière, aussi bien que la localisation autour de la fréquence Doppler existante peuvent être manipuler en ajustant la fenêtre de pondération utilisée, dans le cas d'une fenêtre de Hamming utiliser pour des tailles différentes les résultats sont donnés par les figures IV-8, IV-9, IV-10 et IV-11, on observe que l'augmentation de la taille de la fenêtre permet de mieux concentrer le signal sur la fréquence 150Hz jusqu'à une limite tolérable.

On note que notre programme permet d'utiliser un nombre de fenêtre disponible sous Matlab, cette pondération permet d'améliorer la résolution ainsi que de réduire les lobes secondaires.

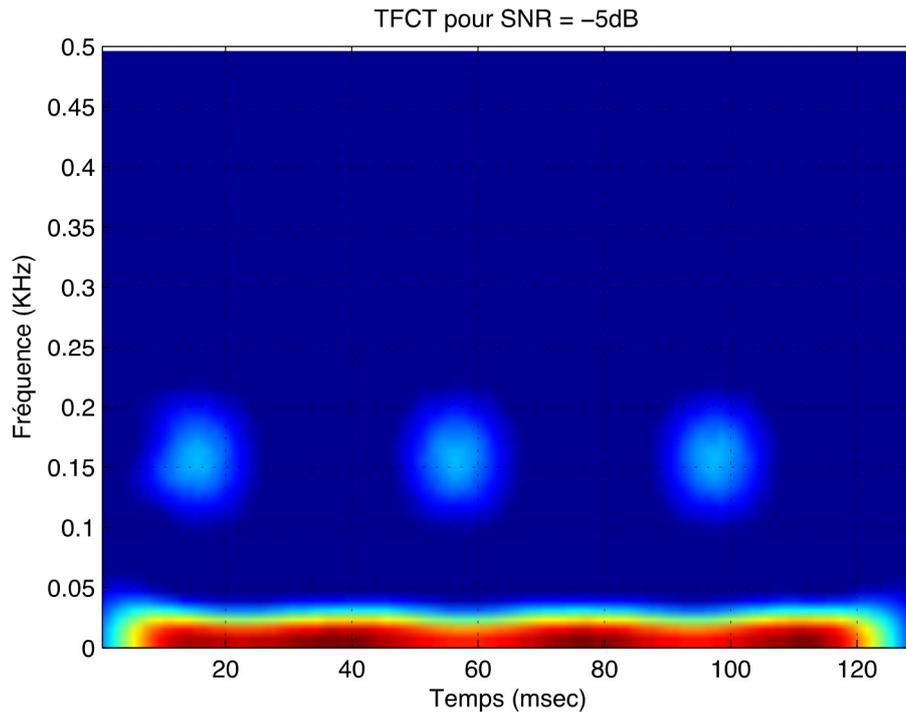


Figure IV-6 TFCT pour SNR=-5dB

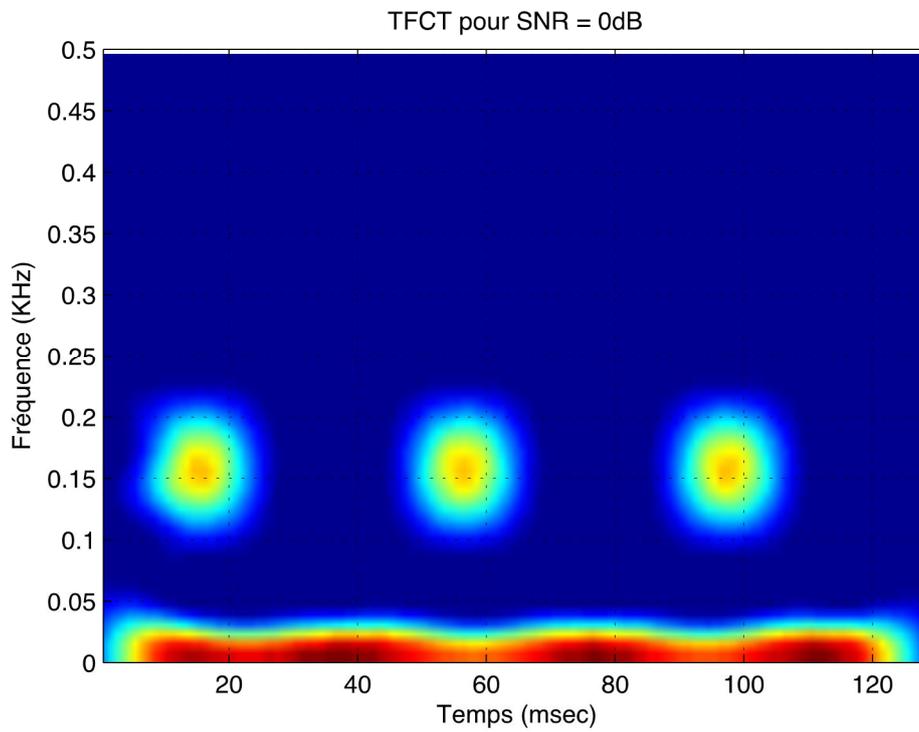


Figure IV-7 TFCT pour SNR=0dB

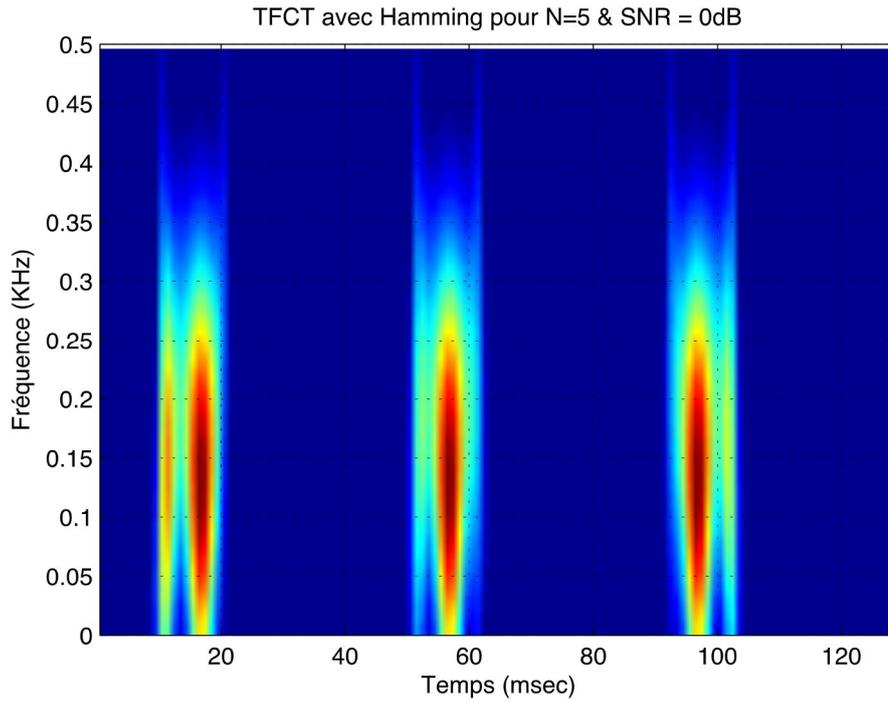


Figure IV-8 TFCT pour SNR=0dB, Hamming N=5

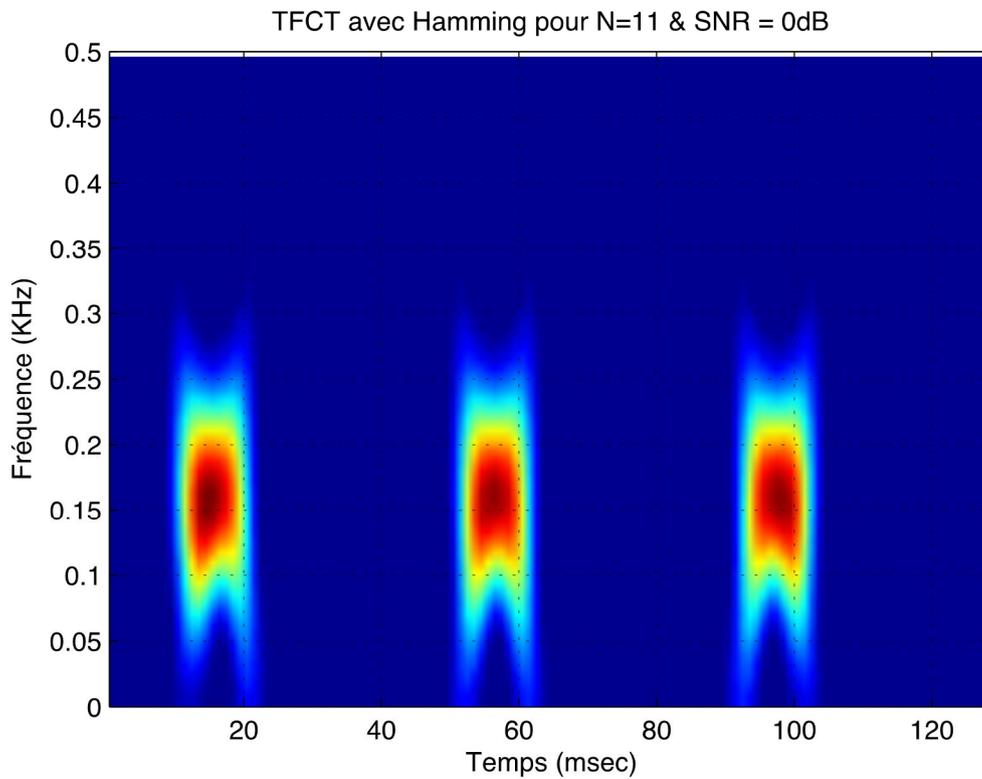


Figure IV-9 TFCT pour SNR=0dB, Hamming N=11

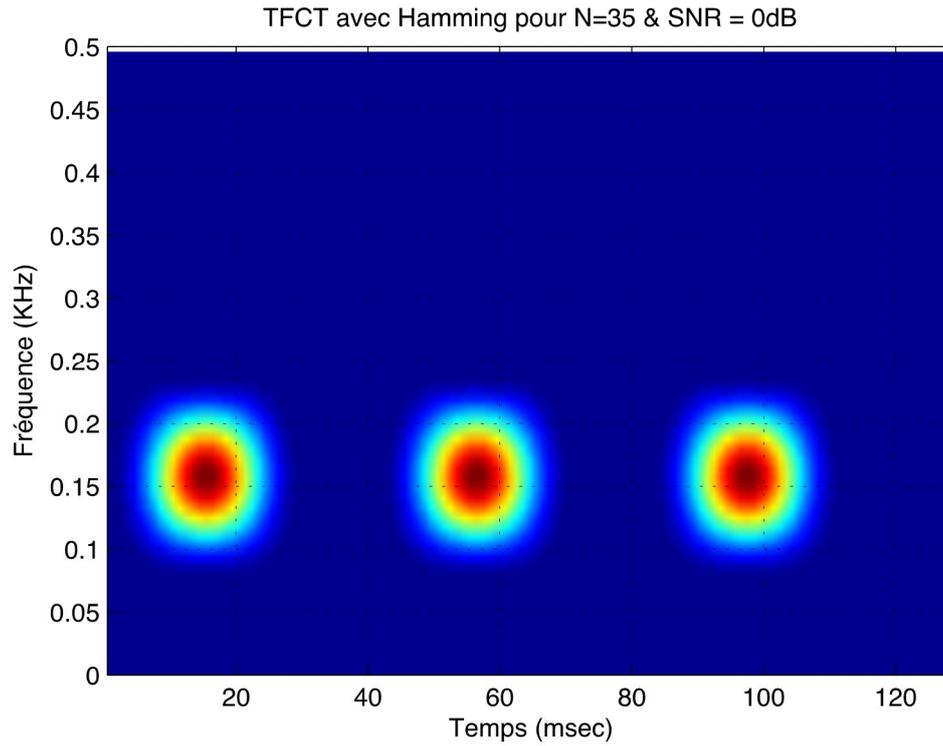


Figure IV-10 TFCT pour SNR=0dB, Hamming N=35

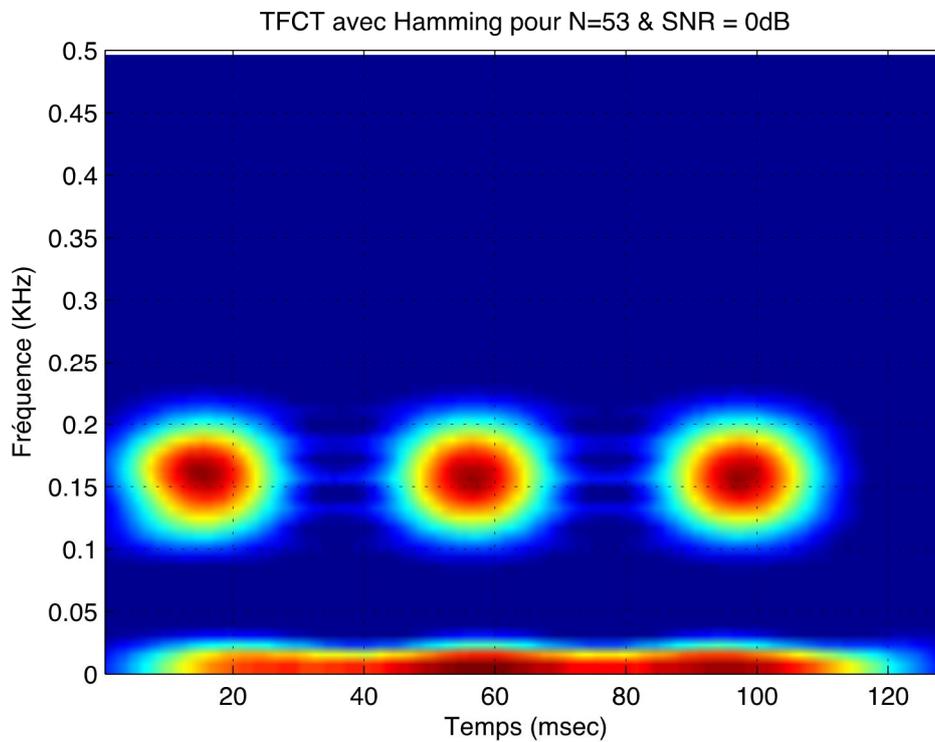


Figure IV-11 TFCT pour SNR=0dB, Hamming N=53

IV.4 Simulation du traitement avec Wigner-ville

La transformée de Wigner-Ville une fois appliquée sur le même signal précédent, nous donne les résultats illustrés par les figures IV-12 au IV-17 ci-dessous, ceci pour les rapports SNR de -5, 0 et 20dB respectivement. En plus, pour chaque cas nous avons présenté une vue trois dimensions en temps et fréquence.

On observe que les formes obtenues quoique différentes de celles obtenues en TFCT restent autour de la fréquence Doppler de 150Hz. les représentations 3D montrent bien que la transformée de Wigner-Ville peut nous fournir des valeurs négatives.

Dans une seconde étape, on a ajouté au signal précédant un autre correspondant à une cible animée d'un Doppler de 450 Hz, vu la nature bilinéaire de la transformée de Wigner-Ville on s'attendait bien à l'apparition d'une troisième composantes supplémentaires d'interférence, ce résultat est donné par la figure IV-18 et en 3D par IV-19. En plus des deux signaux localisés en 150Hz et 450Hz correspondant à des cibles simulées, on note l'apparition d'un signal autour d'une fréquence intermédiaire de 300Hz, il s'agit d'un terme d'interférence. Ce dernier présente un inconvénient majeur d'utilisation de la méthode Wigner-Ville.

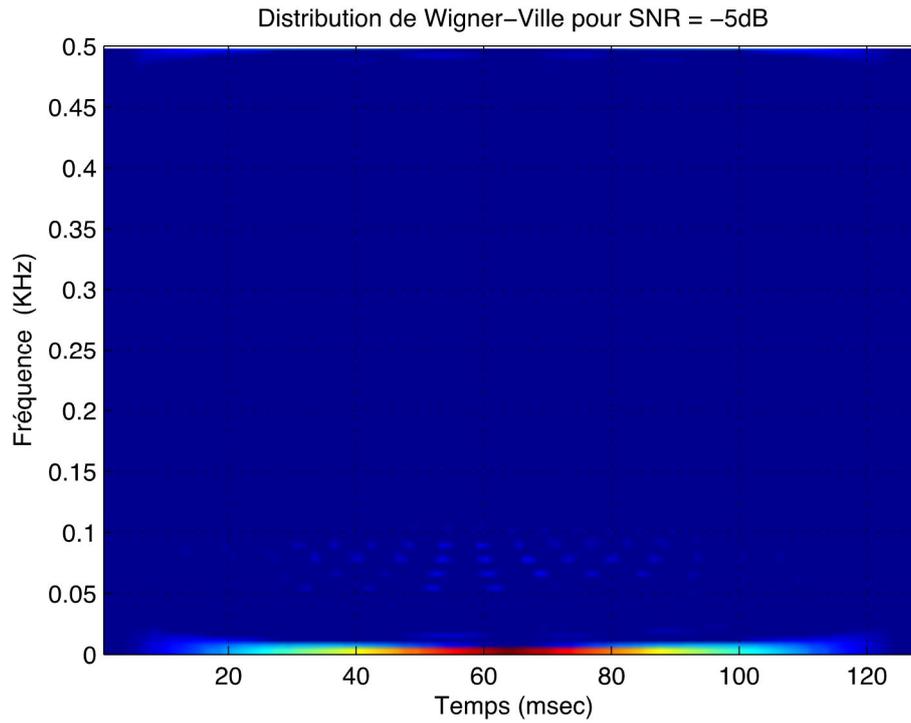


Figure IV-12 Wigner-Ville pour SNR=-5dB

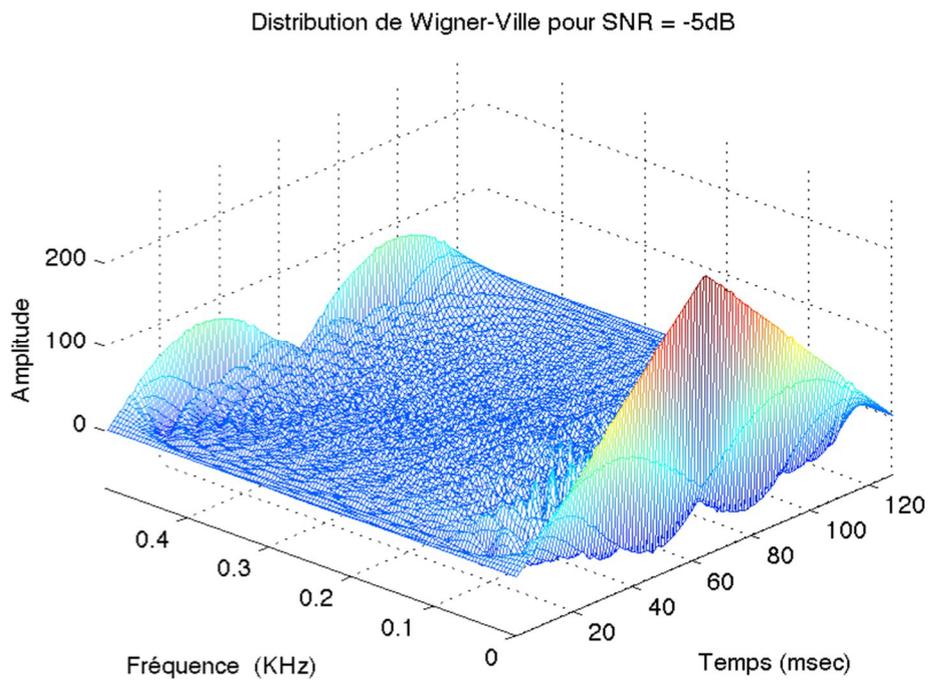


Figure IV-13 Wigner-Ville pour SNR=-5dB en 3D

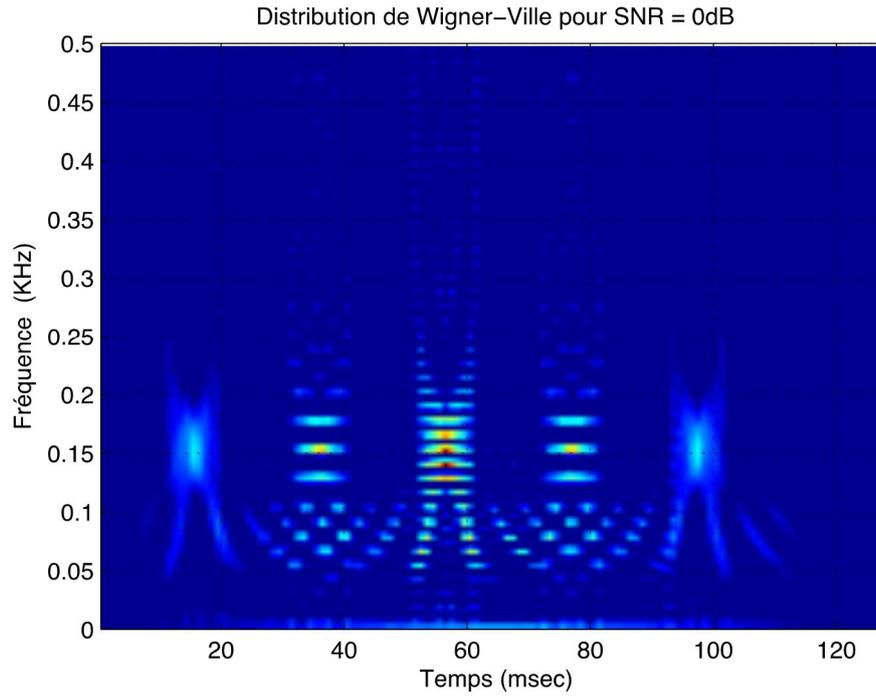


Figure IV-14 Wigner-Ville pour SNR=0dB

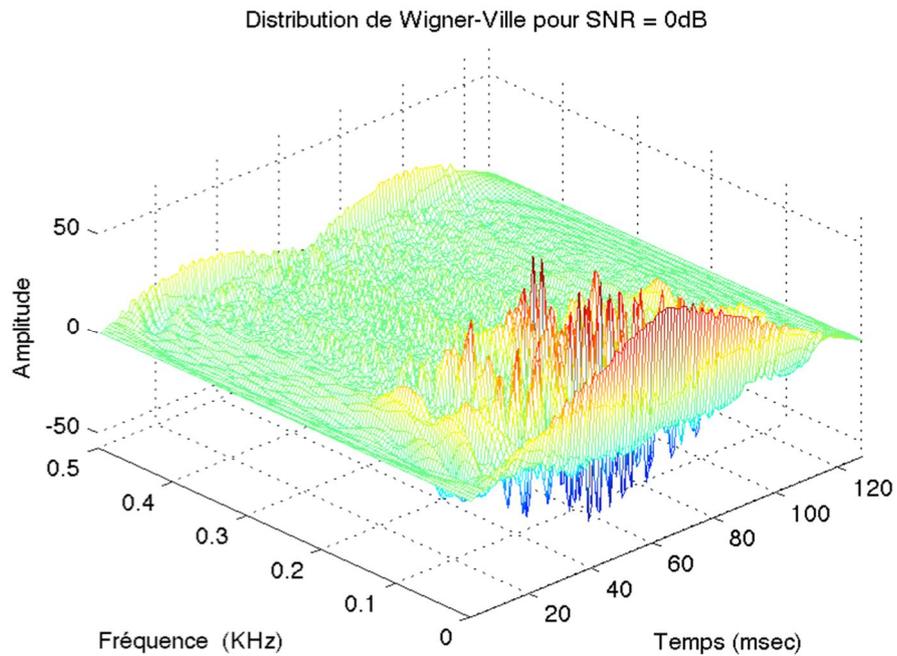


Figure IV-15 Wigner-Ville pour SNR=0dB en 3D

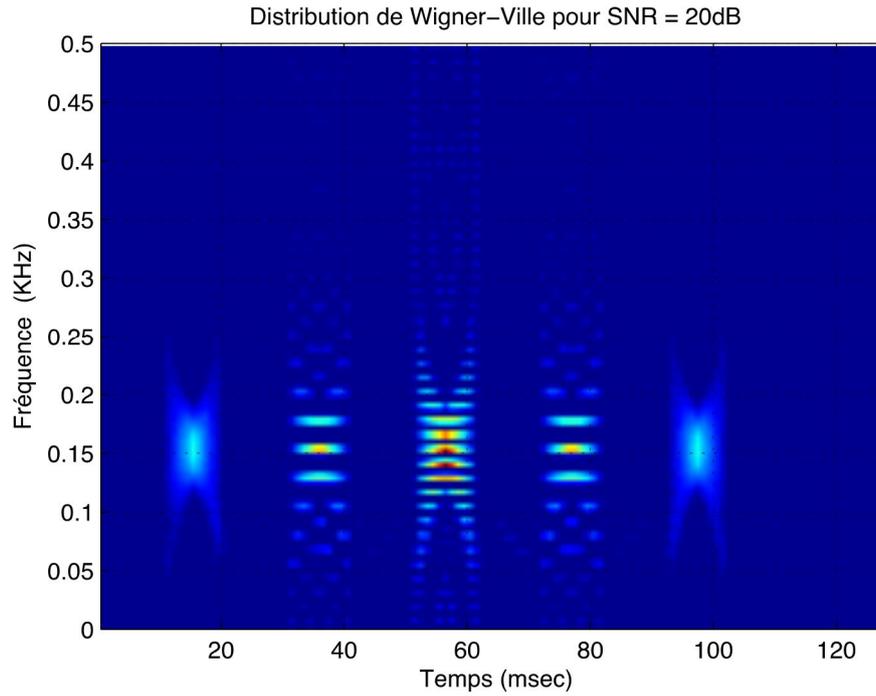


Figure IV-16 Wigner-Ville pour SNR=20dB

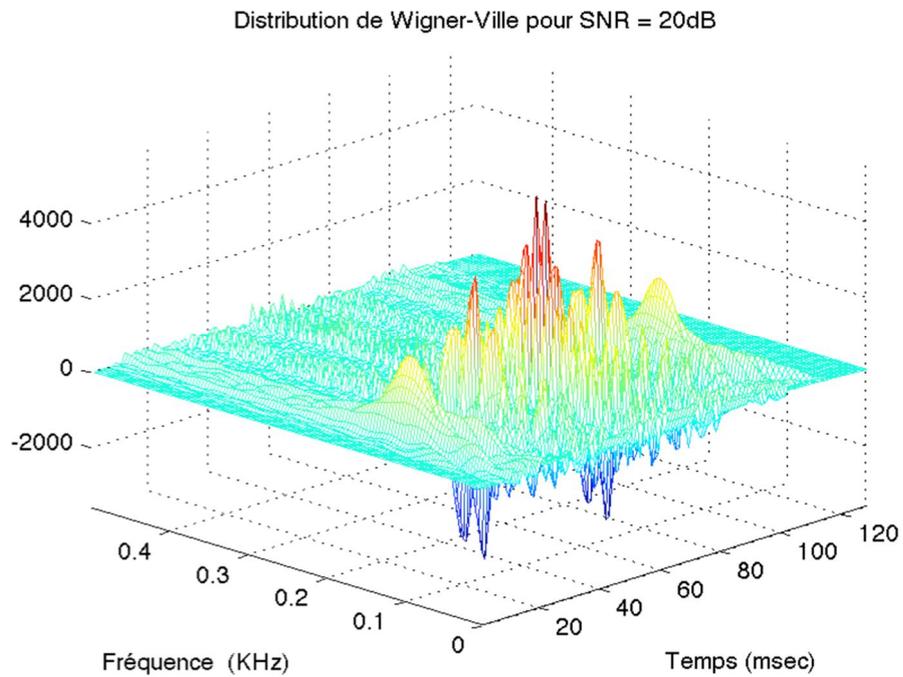


Figure IV-17 Wigner-Ville pour SNR=20dB en 3D

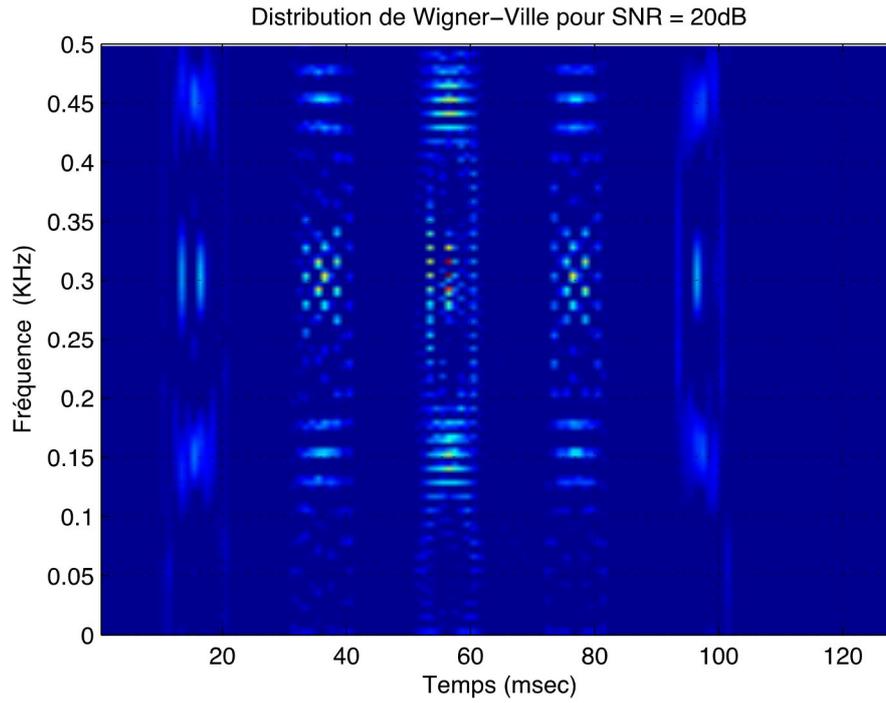


Figure IV-18 Wigner-Ville pour deux signaux avec SNR=20dB

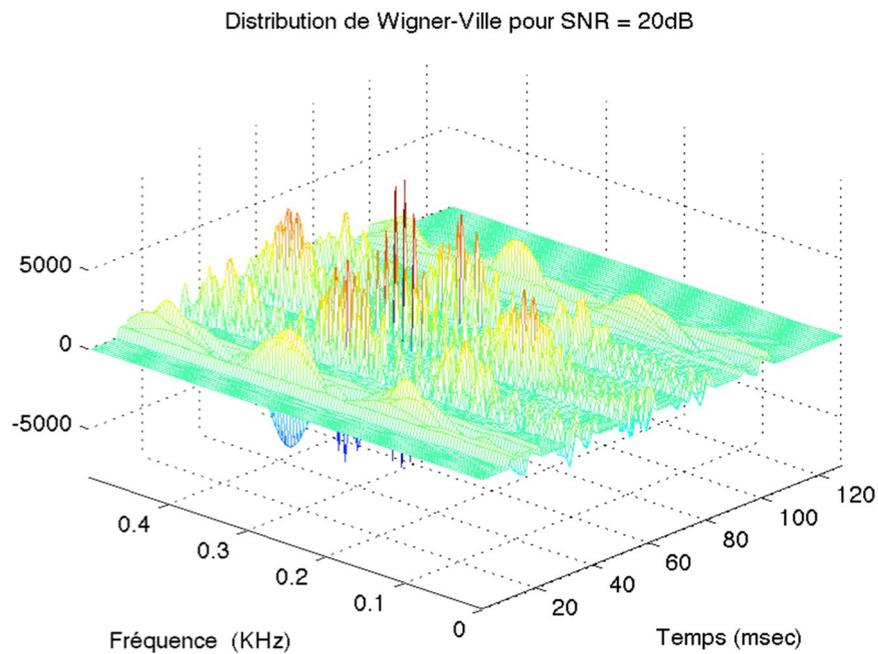


Figure IV-19 Wigner-Ville pour deux signaux avec SNR=20dB en 3D

IV.5 Simulation du traitement avec Wigner-ville lissée

Afin de résoudre le problème d'interférence, la solution proposée est d'utiliser la transformée de Wigner-Ville lissée, avec des paramètres de la fenêtre de lissage bien choisis.

En premier lieu on a appliqué le lissage sur le premier signal traité celui de 150Hz, pour un rapport SNR de 0dB, les résultats obtenus sont illustré par les deux figures IV-20 et IV-21. Une nette amélioration est observée en comparant avec le cas non lissé. Notre programme permet de manipuler les différents paramètres afin d'obtenir ces résultats.

Une fois on ajoute le terme d'interférence, les résultats correspondant sont présentés par les figures IV-22 et IV-23. On constate la disparition du terme d'interférence tout en gardant les propriétés de la transformation de Wigner-Ville, par conséquent cette méthode est bien adaptée au traitement Doppler notamment en présence de plusieurs cibles.

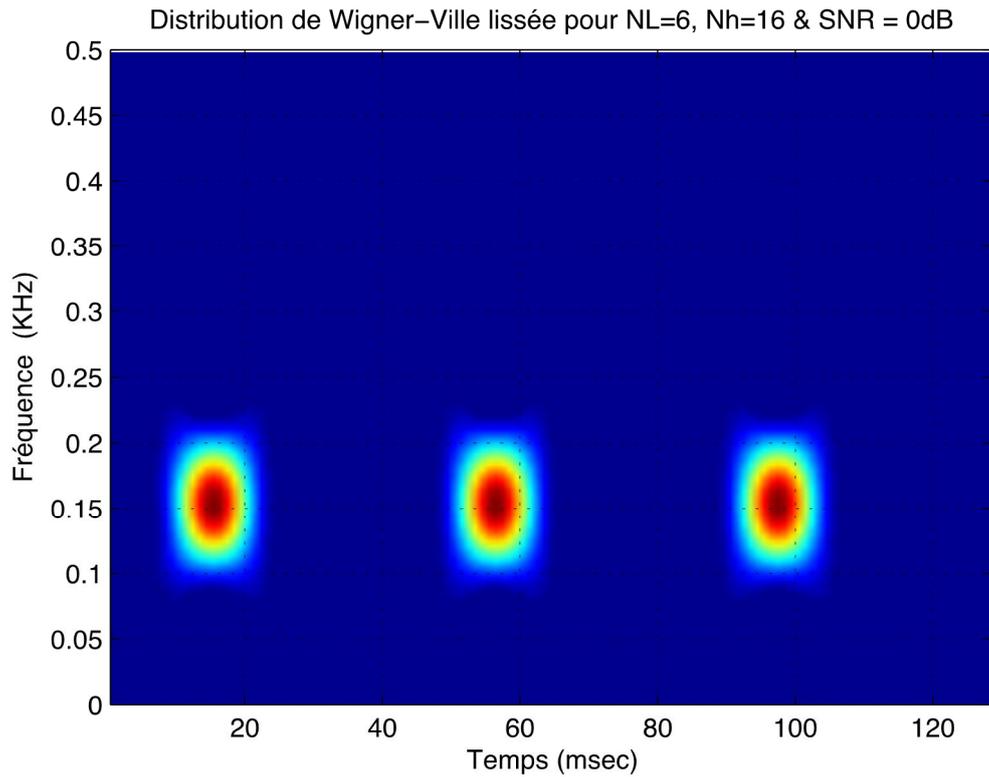


Figure IV-20 Wigner-Ville lissée pour SNR=0dB

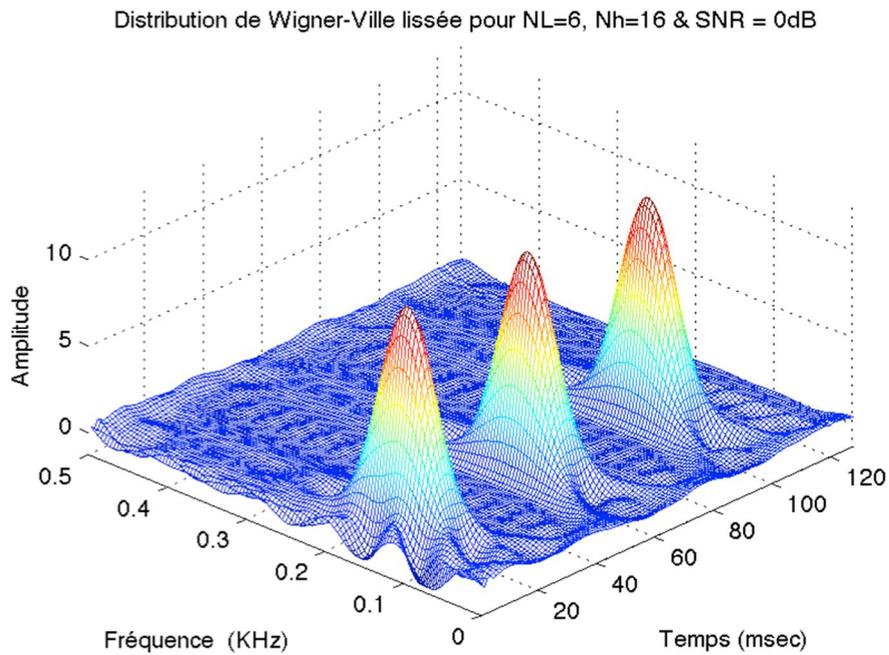


Figure IV-21 Wigner-Ville lissée pour SNR=0dB en 3D

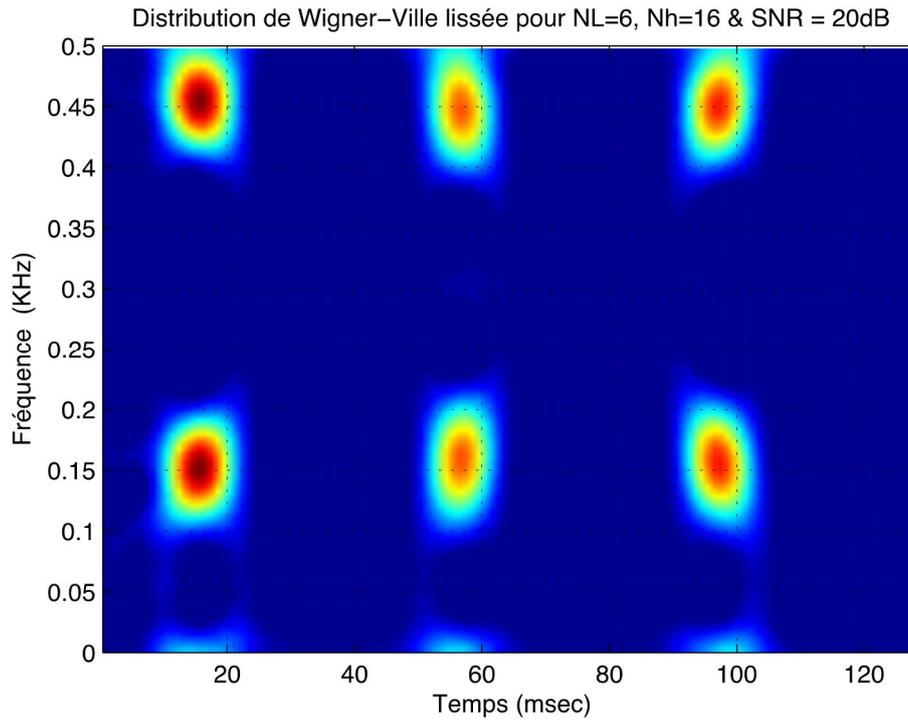


Figure IV-22 Wigner-Ville lissée pour SNR=20dB

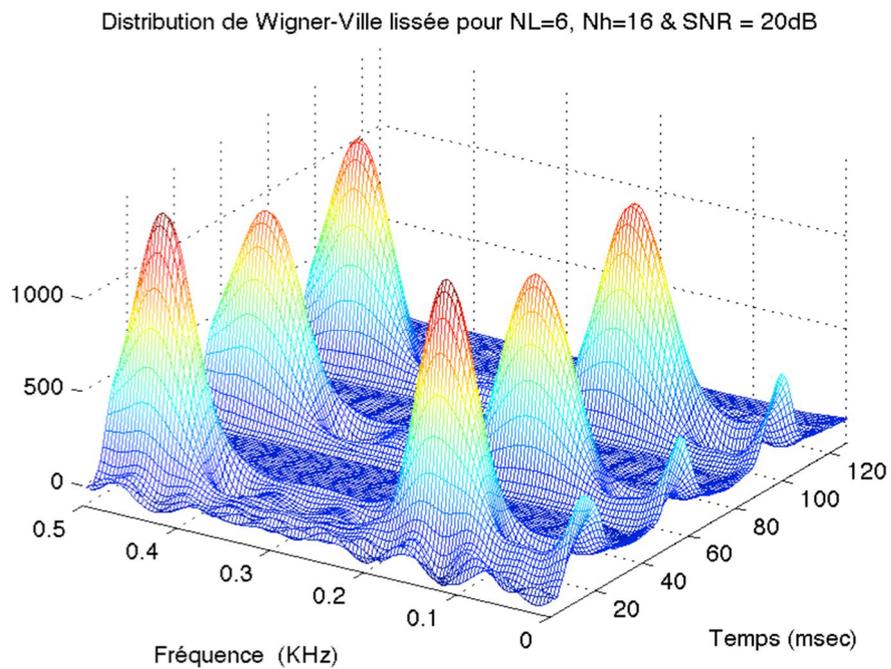


Figure IV-23 Wigner-Ville lissée pour SNR=20dB en 3D

IV.6 Performance en détection

L'utilisation du lissage de la transformée de Wigner-Ville ne permet pas de résoudre le problème d'interférence, à travers la simulation Monte-Carlo on a pensé à analyser l'influence des méthodes citées ci-dessus sur la performance de détection, cela nous a permis de tracer les courbes ROC's pour $P_{fa}=10^{-4}$ pour :

1. La transformée TFCT;
2. La transformée de Wigner-ville;
3. La transformée de Wigner-ville lissée;

Les résultats obtenus après une longue durée de simulation sont présentés par la figure IV-24, où nous observons que la méthode de Wigner-ville offre une amélioration en détection de 3dB en comparant avec la Transformée de Fourier à Court Terme TFCT, mais encore mieux la transformée de Wigner-ville lissée apporte une amélioration supplémentaire de 1dB. Nous pouvons conclure l'intérêt de cette méthode afin d'améliorer le traitement radar.

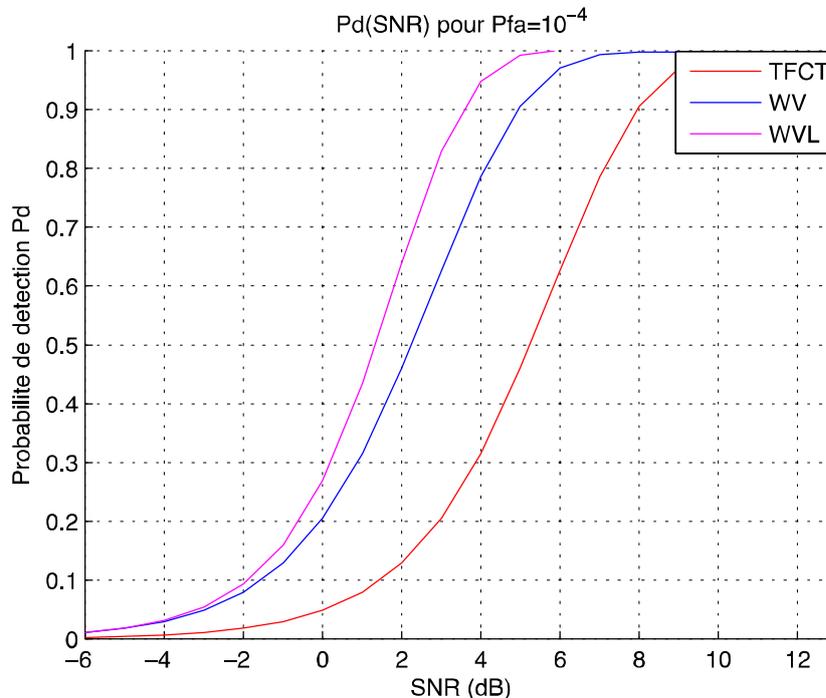


Figure IV-24 Comparaison de performance de détection

Conclusion Générale

Ce travail de mémoire, nous à donner l'occasion de découvrir, analyser et comprendre les techniques de traitement du signal temps-fréquence. On a appliqué trois méthodes différentes sur un signal radar, ce qui nous a permis de tirer les conclusions suivantes:

L'utilisation classique du banc de filtres est équivalente au calcul de la transformée de Fourier discrète qui peut être réalisé par FFT.

La TFCT : est une version amélioré de la TDFT qui permet une analyse temps fréquence du signal considéré, elle est basée sur l'utilisation d'une fenêtre de pondération glissante dans le temps.

DWV : est une technique plus utile d'analyse en temps-fréquence pour le traitement des signaux mais elle souffre d'interférences.

DWVL: permet d'éliminer les termes d'interférences et en plus elle offre des performance de détection meilleure, raison pour laquelle elle apparaît un outil efficace dans l'analyse du signal radar.

ANNEXE I

Tableau 1 caractéristique radar ATC ASR-12

Fréquence	2.7 - 2.9 GHz
Diversité de fréquence et agilité	2 fréquences (long/courte impulsion) 75 MHz diversité de fréquence. échange de fréquence pour IPC ultérieur
Puissance crête	19.2 Kw
Largeur d'impulsion	Courte impulsion 1.2 μ s Long impulsion de 60 à 90 μ s
PRF	735 à 1300 Hz
Stabilité	62 dB
MTI facteur d'amélioration	55 dB
La visibilité sous-clutter	>42 dB jusqu'à 800 nœuds
Portée instrumentée	60 nm où 80 nm
Gamme de détection	>60 nm où >80 nm
Résolution Distance azimut	230 m (courte impulsion) 170 m (long impulsion) 2.8°
Précision Portée Azimut	50 m 0.15°
Récepteur Bruit Sensibilité Portée dynamique	235 dB -108 dBm (courte impulsion) -126 dBm (long impulsion) 84 dB au signal d'entrée (sans compression d'impulsion)
Antenne faisceau Gain Largeur de lobe Horizontal Vertical Vitesse de rotation Polarisation	1 émetteur, 2 récepteurs 34.5 dB (émetteur) 32.5 dB (récepteur) 1.35° 4.5° 12 /15 tr/m Verticale / circulaire

Bibliographie

- [1] B. Atrouz, 'Les Systèmes Radar', Ecole Militaire Polytechnique.
- [2] Mr Benachenhou, 'Cours Radar', Université De Blida, 5^{ème} Année Ingénieur, Département Aéronautique, Année: 2014/2015.
- [3] C.Fougias and C.Menychtas, 'Netted LPI radars', thesis naval postgraduate school, Montrey California, September 2011.
- [4] Latifa Abdou "Application Des Algorithmes Évolutionnaires À L'optimisation Du Seuil De Détection Dans Les Systèmes Distribués Cfar",Thèse De Doctorat En Science En Électronique,Université De Batna, 08 Avril 2009.
- [5] Souâd Chabbi, "Detection Adaptative Cfar A Censure Automatique Basse Sur Les Statistiques D'ordre En Milieux Non Gaussiens" Université De Constantine, Département D'électronique, Promotion 2008.
- [6] N.Hamdad, 'Transformée de Huang-Hilbert appliquée à la détection des défauts' , mémoire de magister, université Mouloud Mammeri Tiziouzou, mars 2013.
- [7] Mr S.Meguelati,"Cours Radar",Université De Blida,5^{ème} Année Ingénieur,Département Aéronautique(Option:Installation),Année:2009/2010.
- [8] I. Daubechies, 'The wavelet transform, time-frequency localization and signal analysis', IEEE Transactions on Information Theory, p 961– 1005, Septembre 1990.
- [9] E. P. WIGNER, 'On the quantum correction for thermodynamic equilibrium', Phys. Rev., 40, 1932, p. 749-759.
- [10] Jen-Yu Gau, 'analysis of low probability of intercept (LPI) radar signals using the Wigner distribution', thesis naval postgraduate school, September 2002.
- [11] F. HLAWATSCH, 'Interferences terms in the Wigner distribution in Digital Signal Processing' ed., North-Holland, Amsterdam, 1984, p. 363-367
- [12] P. FLANDRIN et B. ESCUDIÉ, 'Principe et mise en oeuvre de l'analyse temps-fréquence par transformation de Wigner-Ville', Traitement du Signal, 2, 1985, p. 143-151.
- [13] L. Cohen, 'Time frequency Distributions', Proceedings of the IEEE, Vol. 77, No. 7, pp. 941- 981, July 1989.
- [14] S. W. [dsprelated.com/ freebooks /sasp /Spectrum_Analysis_Sinusoids](http://dsprelated.com/freebooks/sasp/Spectrum_Analysis_Sinusoids).

[15] Cédric CORNU : Extraction de signaux et Caractérisation des lois de phase instantanée- Application aux modulations non linéaires.

[16] A.Hadjlarbi Et Bellache Eliasse, “Etude Comparative Des Détecteurs Cfar Et Les Systèmes Distribuées En Présences De Cibles Interférentes”, Mémoire D’ingénieur, Département D’électronique, Université De M’silla, 2004.

[17] Mahafza, B. R., “Radar Systems Analysis And Design Using Matlab,“ Phd, Colsa Corporation; Huntsville, Alabama; Chapman & Hall/Crc 2000