

## Table des matières :

Introduction générale :.....	1
I Les radars à faible probabilité d'interception LPI :.....	2
I.1 Introduction : .....	2
I.2 Définition d'un radar LPI : .....	2
I.3 Principe de la stratégie LPI :.....	4
I.4 Le gain du traitement du radar LPI :.....	6
I.4.1 Traitement cohérent : .....	8
I.4.2 Formes d'onde de LPI : .....	8
I.5 Les différentes caractéristiques du radar LPI : .....	8
I.5.1 Faibles lobes secondaires :.....	9
I.5.2 Modèles de balayage d'antenne irréguliers : .....	9
I.5.3 Le rapport cyclique/large bande de transmission : .....	9
I.5.4 Gestion de puissance :.....	10
I.5.5 Fréquence porteuse : .....	10
I.5.6 Sensibilité très élevée :.....	10
I.5.7 Gain de traitement élevé : .....	11
I.5.8 Détection cohérente : .....	11
I.5.9 Configuration monostatique/bistatique :.....	12
I.6 Quelques exemples et applications du radar LPI : .....	12
I.6.1 Radars LPI aéroportés :.....	12
I.6.2 Radars LPI maritimes : .....	13
I.6.3 Radar LPI terrestre :.....	15
I.7 Conclusion :.....	16
II Signaux utilisés en radar LPI.....	18
II.1 Introduction : .....	18
II.2 La fonction d'ambiguïté : .....	18
II.2.1 Introduction :.....	18
II.2.2 Propriétés principales de la fonction d'ambiguïté :.....	19
II.2.3 Coupe de la fonction d'ambiguïté le long des axes du retard et de Doppler : ...	20
II.3 Fonction périodique d'ambiguïté : .....	20

II.4	Code de Barker :	21
II.5	Avantage de la modulation de fréquence d'onde continue (FMCW) :	25
II.6	Modulation de fréquence d'onde continue FMCW :	25
II.7	Code de Frank :	32
II.8	Code de Costas :	35
II.8.1	Caractéristique d'une séquence de Costas :	36
II.8.2	Calcul du triangle de différence :	37
II.9	Conclusion :	39
III	Traitement à la réception :	40
III.1	Introduction :	40
III.2	Filtres parallèles :	42
III.3	Transformée de Fourier à court terme (TFCT) :	44
III.4	Estimateurs d'ordre statistique supérieur (HOS) :	47
III.4.1	Introduction :	47
III.4.2	Implémentation mathématique de HOS :	48
III.4.3	Distribution d'énergie :	51
III.5	La distribution de Wigner-ville (DWV) :	52
III.5.1	Formulation :	52
III.5.2	Pseudo transformée de Wigner-Ville (TPWV) :	55
III.6	Simulations et résultats :	56
III.7	Simulations et résultats pour Wigner-Ville :	63
III.8	Conclusion :	68
	Conclusion générale :	69

## BIBLIOGRAPHIE

## Table de figures :

<b>Figure I-1</b> : Géométrie d'un radar; cible et récepteur d'interception .....	4
<b>Figure I-2</b> : Exemples des radars qui utilisent des modèles de balayage d'antenne irréguliers	9
<b>Figure I-3</b> : Comparaison entre radar à onde continue et à impulsion .....	10
<b>Figure I-4</b> : Sensibilité du récepteur.....	11
<b>Figure I-5</b> : Radar AN/APG-77 .....	13
<b>Figure I-6</b> : Radar AN/APG-79 AESA .....	13
<b>Figure I-7</b> :Radar pilote MK3 .....	14
<b>Figure I-8</b> :Radar LPI SCOOT .....	15
<b>Figure I-9</b> :Radar de surveillance terrestre SQUIRE .....	16
<b>Figure I-10</b> :EL/M-2140 radar de surveillance terrestre .....	16
<b>Figure II-1</b> :Schéma d'un émetteur qui utilise le code Barker.....	22
<b>Figure II-2</b> :Code de Barker de longueur 7 .....	22
<b>Figure II-3</b> : Fonction d'autocorrélation du Barker 13 .....	23
<b>Figure II-4</b> : Fonction d'ambiguïté du Barker 13.....	24
<b>Figure II-5</b> : Fonction d'ambiguïté du Barker 13 en contour.....	24
<b>Figure II-6</b> : Schéma d'un émetteur FMCW triangulaire .....	26
<b>Figure II-7</b> : FMCW triangulaire transmise et reçue.....	26
<b>Figure II-8</b> : l'effet de doppler .....	29
<b>Figure II-9</b> :Dessin en 3D de la fonction d'ambiguïté du LFM up chirp.....	31
<b>Figure II-10</b> : Contour de la fonction d'ambiguïté du LFM up chirp .....	32
<b>Figure II-11</b> : Fonction d'ambiguïté pour code Frank16 .....	34
<b>Figure II-12</b> : Contour de la fonction d'ambiguïté pour code Frank16 .....	34
<b>Figure II-13</b> : Fonction d'autocorrélation pour code Frank16 .....	35
<b>Figure II-14</b> : Matrice binaire pour le code Costas et LFM .....	36
<b>Figure II-15</b> : Matrice binaire temps-fréquence,.....	37
<b>Figure II-16</b> : Triangle de différence Costas 10.....	38
<b>Figure II-17</b> : Dérivation de la fonction d'ambiguïté du triangle de différence .....	39
<b>Figure III-1</b> : Banc de filtres avec HOS .....	41
<b>Figure III-2</b> : Atténuation causée par le Doppler .....	43
<b>Figure III-3</b> : Filtres parallèles .....	44
<b>Figure III-4</b> : Bandes de fréquence .....	44

<b>Figure III-5</b> : Transformée de Fourier par fenêtre glissante .....	45
<b>Figure III-6</b> : Représentation de la résolution de la TFCT .....	46
<b>Figure III-7</b> : Classification d'ordre supérieur d'un signal discret .....	47
<b>Figure III-8</b> : BPSK après banc de filtres sans et avec HOS .....	58
<b>Figure III-9</b> : BPSK SNR= -5dB après banc de filtres sans et avec HOS .....	58
<b>Figure III-10</b> : FMCW après banc de filtres sans et avec HOS .....	59
<b>Figure III-11</b> : FMCW SNR= -5dB après banc de filtres sans et avec HOS.....	60
<b>Figure III-12</b> : Frank après banc de filtres sans et avec HOS .....	61
<b>Figure III-13</b> : Frank SNR= -5dB après banc de filtres sans et avec HOS.....	61
<b>Figure III-14</b> : Costas après banc de filtres sans et avec HOS .....	62
<b>Figure III-15</b> : Costas SNR= -5dB après banc de filtres sans et avec HOS .....	63
<b>Figure III-16</b> : DWV pour un signal BPSK.....	64
<b>Figure III-17</b> : DWV pour un signal BPSK avec SNR -5dB.....	64
<b>Figure III-18</b> : DWV pour un signal FMCW.....	65
<b>Figure III-19</b> : DWV pour un signal FMCW avec SNR -5dB .....	65
<b>Figure III-20</b> : DWV pour un signal codé en Frank. ....	66
<b>Figure III-21</b> : DWV pour un signal codé en Frank avec SNR=-5dB.....	67
<b>Figure III-22</b> : DWV pour un signal codé en Costas.....	67
<b>Figure III-23</b> : DWV pour un signal codé en Costas avec SNR=-5dB.....	68

**Liste des tableaux :**

<b>Tableau I-1</b> : Caractéristique du radra pilote MK3.....	15
<b>Tableau II-1</b> : Codes de Barker.....	23
<b>Tableau III-1</b> : Paramètres de simulations.....	56

## Liste des acronymes et symboles :

$B_{II}$ : La bande d'entrée de récepteur d'interception.

$B_{R0}$ : La bande de sortie du récepteur de radar LPI.

$F_I$ : Facteur de bruit de récepteur d'interception.

$F_R$ : Facteur de bruit de récepteur de radar LPI.

$L_1$ : Facteur de transmission atmosphérique à sens unique.

$G_{PI}$ : Le gain de traitement récepteur d'interception.

$G_{PR}$ : Le gain du traitement du radar LPI.

$SNR_{I0}$ : Minimum SNR requis a la sortie du récepteur du récepteur d'interception pour la détection.

$SNR_{RI}$ : SNR d'entrée à l'intégrateur de signal radar.

$SNR_{R0}$ : Minimum SNR requis a la sortie du récepteur de radar LPI pour la détection.

$SNR_{R0}$ : SNR de sortie à l'intégrateur de signal radar.

$B_I$  : La bande effective du récepteur d'interception.

$B_R$  : La bande passante.

$E_T$  : L'énergie transmise par le radar.

$G_I$  : Le gain du récepteur d'interception.

$G_R$  : Le gain d'antenne réceptrice du radar.

$G_T$  : Le gain d'antenne émettrice du radar.

$G_{TI}$  : Le gain de l'antenne émettrice du radar en direction du récepteur d'interception.

$L_I$  : Le facteur de perte du récepteur d'interception.

$L_R$  : Le facteur de perte pour le radar.

$S_I$  : Le rapport signal à bruit nécessaire à l'entrée du récepteur d'interception.

$S_R$  : Le rapport signal à bruit.

$T_I$  : La température de bruit du récepteur d'interception.

$T_R$  : La température du bruit du radar.

ADS : Système de défense aérienne.

AE : Attaques électroniques.

CW : Onde continue.

DWV : Distribution de Wigner-ville.  
FFT : Transformée de Fourier rapide.  
FMCW : Modulation de fréquence a onde continue.  
FSK: Frequency shift keying.  
HOS : High order statistics.  
IFF : Identification amis ennemis.  
IR : Infrarouge.  
K : La constante de Boltzmann.  
LFM : Modulation linéaire de fréquence.  
LPI: Low Probability of Intercept.  
MAR : Les missiles antiradiations.  
MCAN : Missiles de croisière antinavire.  
PSK : Phase shift keying.  
RF : Radiofréquence.  
SER : Surface équivalente radar.  
SLL : Niveau des lobes secondaires.  
TFCT : Transformation de Fourier à court terme.  
TPWV : Pseudo Transformée de Wigner-Ville.  
UV : Ultra-Violet.  
AF: Ambiguity function.  
PAF: Periodique ambiguity function.

# INTRODUCTION GENERALE



## Introduction générale :

Pendant le 21<sup>ème</sup> siècle la guerre moderne n'est plus la guerre des fusils et des chars, elle est la guerre d'espace .Ces guerre sont tous basées sur les attaques aériennes, pour assurer leur supériorité, pour éviter toutes ces menaces aériennes, il y'a toute une révolution dans les domaines radar pour lutter contre ces attaques, en se basant sur des équipements très sophistiqués qui puissent voir sans être vu.

L'art de concevoir des équipements radars qui puissent « voir » sans être « vus » a commencé à la fin de la deuxième guerre mondiale, et a évolué vers l'un des plus importants traits du radar moderne : la faible probabilité d'interception (Low Probability of Intercept LPI).

La situation classique entre les radars et les récepteurs d'interceptions, c'est que ces derniers n'ont aucune difficultés de détecter ou brouiller les émetteurs radars et même parfois leur lobes secondaires ;pour des grandes portées ; afin de lutter contre cette dégradation de performance, les ingénieurs ont focalisé leurs efforts sur la dissimulation de l'émissions radar aux adversaires ; l'analogie de cette situation au niveau de cibles, c'est d'avoir une surface équivalente radar réduite (SER) pour avoir un retour d'énergie minimale au niveau du récepteur, ....etc.

Dans ce contexte des différentes techniques ont été développées afin de cacher les signaux radar contre intercepteurs, principalement on note : la gestion de puissance, l'utilisation d'une large bande, l'agilité de fréquence, réduction des lobes secondaires, la compression et le codage d'impulsion... Les radars qui utilisent ces techniques sont appelés : radars à faible probabilité d'interception ou 'Low Probability of Intercept radars'.

'Radar contre intercepteur' les deux cotés ont exposé une adaptation remarquable, où l'industrie des intercepteurs a traité des signaux très compliqués dans le but de s'adapter au gain du traitement du radar LPI. Par contre, un grand nombre de radars LPI ont été incorporés et intégrés dans les systèmes de défense aérienne « Air Défence Systems » (ADS) utilisant des techniques qui ne cessent de se développer.

# CHAPITRE I

## GENERALITES SUR LES RADARS LPI

## **I Les radars à faible probabilité d'interception LPI :**

### **I.1 Introduction :**

De nos jours, dans les champs de bataille, les radars ont rencontré plusieurs menaces des attaques électroniques (AE) et les missiles antiradiation (MAR), cette situation a apporté aux radars le besoin d'essayer de "voir" la cible sans permettre à cette dernière ou bien les autres intercepteurs (qui ne sont pas à bord de la cible) d'intercepter le signal émis ; afin de répondre à ses besoins, les radars ont été obligés de s'améliorer en appliquant de différentes techniques LPI.

### **I.2 Définition d'un radar LPI :**

Le radar LPI est l'un des RF furtif. Où il essaye de cacher son émission RF, ou bien sa signature active, par l'implémentation de nombreuses techniques, telles que l'utilisation d'un niveau de signal très faible et/ou bien construire de forme d'onde spéciale. La signature active est définie comme toutes émissions observées de la plateforme radar : acoustique, chimique, communications, radar, identification amis ennemis (IFF), infrarouge (IR), laser, et Ultra-Violet (UV).

La réduction de la signature radar a besoin de différentes techniques, qui peuvent minimiser la densité de puissance émise par le radar au niveau le plus faible possible, pour que les intercepteurs ne puissent pas le localiser. Le rôle de la tactique utilisée est aussi important, si on souhaite réduire la signature radar, car avec l'implémentation d'une tactique intelligente et correcte, on peut réduire considérablement le temps entre émissions. Ces techniques peuvent être résumées par l'étalement de l'énergie transmise dans toutes les dimensions possibles, que ce soit en espace, temps, fréquence ou polarisation. En étalant la transmission dans le temps, le radar réduit ainsi sa puissance crête, dont dépend la performance du détecteur, ce qui permet de se cacher sous le niveau du bruit du récepteur. Cependant, ceci ne doit pas affecter sa propre performance puisqu'il peut toujours recourir à une intégration cohérente assez longue afin de pouvoir restituer le niveau du rapport signal à bruit (SNR) nécessaire. Les formes d'ondes continues sont dans ce contexte les plus convenables, fournissant le meilleur rapport puissance moyenne à puissance crête. Toutefois, pour un radar monostatique utilisant une isolation temporelle efficace entre les voies d'émission et de réception, il s'agit plutôt d'utiliser des formes d'onde quasi continues avec un bon rapport cyclique [2].

En outre, l'étalement de l'énergie transmise en fréquence pose un problème pour le détecteur radar qui d'une part a besoin d'une bande assez étroite afin de distinguer les différents signaux proches en fréquence, et d'autre part aperçoit que sa sensibilité de détection est réduite à cause de l'augmentation du niveau du bruit proportionnel à la largeur de la bande de réception. De plus, l'augmentation de la bande radar permet d'accroître ses performances, notamment son pouvoir de séparation en distance.

Toutefois, la bande disponible pour le radar est limitée, contrainte par des restrictions, et parfois partagée avec d'autres applications. Souvent la bande est discontinue et interrompue par des canaux interdits où de forts émetteurs risquent d'interférer, ou bien des applications critiques risquent d'être perturbées. On peut dire aussi que la possibilité pour que les radars restent fortement indétectables, repose sur les caractéristiques des récepteurs d'interception et vice versa, donc les intercepteurs doivent avoir la nature du signal émis pour pouvoir le détecter et par la suite classer de quel type il s'agit [1].

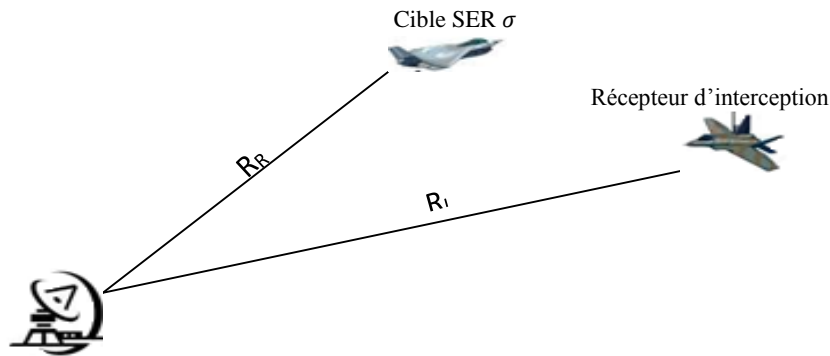
### **Une autre définition du radar LPI :**

Dans le passé, plusieurs types de radar militaire ont été caractérisés par une courte durée d'impulsion et relativement une grande puissance crête, que ce soit dans les récepteurs radars de détection (RRD) ou bien les récepteurs de support électronique qui sont destinés pour détecter ces radars. Maintenant, l'industrie des radars a considéré de nouvelles formes d'onde qui sont plus difficile d'être intercepté afin de se protéger des missiles antiradiation (MAR) ainsi que réduire la portée de détection des récepteurs radars de détection et les équipements de support électronique (SE). Aujourd'hui, plusieurs utilisateurs militaires des radars ont opté pour LPI (low probability of intercept) comme une très importante technique et tactique permettant de satisfaire leur besoin dans les champs de bataille.

La technique LPI est basée sur les caractéristiques de l'émetteur, due à sa très faible puissance crête (d'ordre de 1W), sa largeur de bande, son agilité de fréquence dans une large bande, son énergie émise qui propage dans une large région angulaire, de longues périodes, en plus il utilise des formes d'ondes continues, avec de faibles lobes secondaires de l'antenne d'émission et un récepteur qui réduit : le bruit, la température, et les pertes. Toutes ces caractéristiques, rends-le radar difficile à être identifié ou à être intercepté par les récepteurs passifs conventionnels. Le but du radar LPI est de détecter les cibles dans les grandes portées avant que les récepteurs d'interceptions le font, ce concept peut se résumer dans la

spécification (essayer de voir sans être vu), ceci est une réponse au développement des capacités des intercepteurs dans le but de détecter et localiser les émetteurs radar qui peuvent répondre rapidement contre une attaque électronique ou bien une neutralisation complète avec des missiles anti radiations (MAR) [3].

### I.3 Principe de la stratégie LPI :



**Figure I-1** : la géométrie d'un radar ; cible et récepteur d'interception

Considérons le scénario de la Fig. I.1, où un radar capable de détecter une cible de surface équivalente (SER)  $\sigma$  distante à  $R_R$  est en présence d'un détecteur radar dont la distance d'interception vis-à-vis du radar en question est  $R_I$ . En supposant que le détecteur présente aussi une SER  $\sigma$ , on peut déduire que si  $R_I > R_R$  Alors le radar est détecté par le récepteur d'interception qui reste invisible au radar. Sinon, c'est le radar qui le détecte sans être intercepté. C'est ce genre de situation qu'on vise réaliser et le radar en question sera qualifié LPI. Afin d'évaluer la performance de la faible probabilité d'interception, le facteur de portée est introduit comme suit [3] :

$$\alpha = \frac{R_I}{R_R} \quad (I.1)$$

Avec :

$$R_R = \left[ \frac{G_T \frac{E_T}{\tau} \sigma G_R \frac{\lambda^2}{L_R}}{(4\pi)^3 K T_R B_R S_R} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (I.2)$$

Où  $G_T$  et  $G_R$  sont les gains des antennes émettrices et réceptrices du radar respectivement,  $E_T$  est l'énergie transmise par le radar,  $\tau$  est la durée de l'impulsion,  $\lambda$  est la longueur d'onde utilisée,  $L_R$  est le facteur de perte pour le radar,  $K$  est la constante de Boltzmann,  $T_R$  est la température du bruit du radar,  $B_R$  est la bande passante et  $S_R$  est le rapport signal à bruit nécessaire à l'entrée du radar pour assurer des probabilités de détection et de fausse alarme donnée,

La distance entre le radar et le récepteur d'interception est donnée par :

$$R_I = \left[ \frac{G_{TI} \frac{E_T}{\tau} G_I \frac{\lambda^2}{L_I}}{(4\pi)^2 K T_I B_I S_I} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (I.3)$$

Où  $G_{TI}$  est le gain de l'antenne émettrice du radar en direction du récepteur d'interception,  $G_I$  est le gain du récepteur d'interception,  $L_I$  est son facteur de perte,  $T_I$  est sa température de bruit,  $B_I$  est sa bande effective et  $S_I$  Est le rapport signal à bruit nécessaire à l'entrée du récepteur d'interception afin d'assurer les mêmes probabilités de détection et de fausse alarme que le radar. Ainsi :

$$\alpha = \left[ \frac{1}{4\pi} \frac{G_{TI}^2}{G_T} \frac{G_I^2}{G_R} \frac{\lambda^2}{\sigma} \frac{S_R}{S_I^2} \frac{L_R}{L_I^2} \frac{E_T K T_R}{K^2 T_I^2} \frac{B_R/\tau}{B_I^2} \right]^{\frac{1}{4}} = R_R \left[ \frac{4\pi T_R B_R L_R G_{TI} G_I S_R}{\sigma T_I B_I L_I G_T G_R S_I} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (I.4)$$

Le rapport suivant peut être reformulé :

$$\frac{S_R}{S_I} = \frac{S_{OR}/G_{PR}}{S_{OI}/G_{PI}} = \frac{G_{PI}}{G_{PR}} \quad (I.5)$$

Avec  $S_{OR} = S_{OI}$  Les rapports signal à bruit à la sortie nécessaires pour assurer les probabilités de détection et fausse alarme.

Où  $G_{PR}$  est le gain de traitement du radar, et  $G_{PI}$  le gain de traitement de l'intercepteur.

$S_{OR}$  Le rapport signal à bruit nécessaire à la sortie du récepteur radar.

$S_{OI}$  Le rapport signal à bruit nécessaire à la sortie du récepteur d'interception.

D'après le rapport  $\frac{G_{TI}}{G_T G_R}$  Qu'on trouve dans l'expression du facteur de portée, on déduit la nécessité d'étaler l'énergie transmise par le radar en espace. Autrement, l'antenne émettrice

doit avoir un faisceau large afin de cacher ses émissions du radar d'interception. D'autre part, le radar doit réaliser un faisceau le plus étroit possible en réception et sans lobes secondaires afin de réduire ce facteur de portée.

D'après le rapport  $\frac{G_{PI}}{G_{PR}}$ , et si le radar utilise une intégration cohérente sur une durée  $T_c$  son gain d'intégration sera de  $B_R T_c$ . Maintenant, si le récepteur d'interception arrive à s'adapter à la bande du radar, son gain incohérent lui fournit un gain pour la même durée d'intégration de  $(B_R T_c)^\gamma$  Avec  $\gamma$  variant entre 0.7 et 0.8. Ceci laisse au radar un avantage de  $(B_R T_c)^{1-\gamma}$ , d'où l'intérêt de l'étalement en temps et fréquence. [2]

#### I.4 Le gain du traitement du radar LPI :

La définition du gain de traitement du radar en générale est le rapport entre le SNR du signal traité (de sortie) et le SNR du signal non traité (d'entrée) :

$$G_{PR} = \frac{SNR_{RO}}{SNR_{RI}} \quad (I.6)$$

Où :

$SNR_{RI}$ : SNR d'entrée à l'intégrateur de signal radar.

$SNR_{RO}$ : SNR de sortie à l'intégrateur de signal radar.

En ce moment, et afin de clarifier le concept du gain de traitement du radar LPI et comment ce affecte la bataille de la détection entre le radar et le récepteur d'interception, nous pouvons considérer la portée maximale d'interception d'un récepteur d'interception [1] :

$$R_I = \left[ \frac{P_T G_{TI} G_I \lambda^2 L_1}{(4\pi)^2 \delta_I L_R L_I} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (I.7)$$

Où :

$L_1 = e^{-2\alpha R}$ : Facteur de transmission atmosphérique à sens unique.

Nous pouvons employer tous les deux  $\delta_I$  et  $\delta_R$  pour mesurer l'avantage du radar LPI en prenant leur rapport :

$$\delta = \frac{\delta_I}{\delta_R} = \left( \frac{F_I B_{Ii}}{F_R B_{Ro}} \right) \left( \frac{SNR_{Io}}{SNR_{Ro}} \right) \left( \frac{PG_R}{PG_I} \right) \quad (I.8)$$

Où :  $\delta_R$  est la sensibilité du récepteur radar.

$\delta_I$  est la sensibilité de l'intercepteur.

$F_R$ : Facteur de bruit de récepteur de radar LPI.

$F_I$ : Facteur de bruit de récepteur d'interception.

$B_{Ii}$ : La bande d'entrées de récepteur d'interception.

$B_{Ro}$ : La bande de sorties du récepteur de radar LPI

$SNR_{Io}$ : Minimum SNR requis à la sortie du récepteur d'interception pour la détection.

$SNR_{Ro}$ : Minimum SNR requis à la sortie du récepteur de radar LPI pour la détection.

Tenant compte le rapport entre les sensibilités  $\delta_I$  et  $\delta_R$  et la portée maximum  $R_R$  et  $R_I$  respectivement, nous obtenons le rapport suivant :

$$\frac{R_R}{R_I} = R_R \left[ \frac{1}{\delta} \left( \frac{4\pi}{\sigma_T} \right) \frac{G_{TI} G_I L_1}{G_T G_R L_2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (I.9)$$

Des équations (1.8) et (1.9) nous peut voir cela :

$$\frac{R_I}{R_R} \propto \sqrt{\frac{1}{\delta}} \Rightarrow \frac{R_I}{R_R} \propto \sqrt{\frac{\delta_R}{\delta_I}} \quad (I.10)$$

Pour  $R_I/R_R < 1$  nous pouvons dire que le radar LPI est silencieux et nous ne pouvons pas être interceptés par le récepteur d'interception (le radar règne).

Pour  $R_I/R_R > 1$  nous pouvons dire que le récepteur d'interception régne.

Pour  $R_I/R_R = 1$ , l'équation (1.9) donne :

$$R_R = \left[ \delta \left( \frac{\delta_t}{4\pi} \right) \frac{G_T G_R L_2}{G_{TI} G_I L_1} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (I.11)$$

Et le radar ne peut pas être intercepté au-delà de la portée qu'il peut détecter des cibles (c'est la portée maximum de détection du radar LPI sans être intercepté par le récepteur d'interception et simultanément c'est la portée maximale de détection de récepteur d'interception).

L'avantage du gain de traitement pour le radar LPI peut être réalisé par l'exécution du traitement cohérent et de l'utilisation des formes d'onde spéciales [1].



### **I.4.1 Traitement cohérent :**

Le radar LPI sait exactement les caractéristiques de sa forme d'onde transmise ainsi il peut adapter le traitement au niveau du récepteur à son propre signal, tandis qu'un récepteur d'interception fonctionne dans un environnement beaucoup plus dense (où d'autres signaux sont présents) et doit exécuter des mesures/calculs paramétriques détaillées afin d'identifier les caractéristiques de signal de réception. Ceci exige beaucoup plus de capacité de traitement de la part du récepteur d'interception ou de connaissance.- probablement de renseignement des caractéristiques générales du signal radar [1].

### **I.4.2 Formes d'onde de LPI :**

Nous avons mentionné précédemment que la caractéristique principale du radar de LPI est de disperser la puissance dans des formes d'onde continue de faible énergie sur une large bande. Les types généraux de formes d'onde utilisés en radar LPI sont les suivants :

- Modulation de fréquence linéaire et non linéaire du radar à onde continue (FMCW).
- Techniques de modulation de phase comprenant la modulation de phase et de temps.
- Techniques de décalage de fréquence (FSK : Frequency Shift Keying).

### **I.5 Les différentes caractéristiques du radar LPI :**

Beaucoup de dispositifs distinguent le radar LPI du radar conventionnel. Ceux-ci incluent :

- ✓ Faibles lobes secondaires,
- ✓ Modèles irréguliers de balayage,
- ✓ Le rapport cyclique/large bande de transmission,
- ✓ Gestion précise de puissance,
- ✓ Fréquence porteuse,
- ✓ Sensibilité très élevée,
- ✓ Gain de traitement élevé,
- ✓ Détection cohérente,
- ✓ Configurations monostatiques/bistatiques. [2]

### I.5.1 Faibles lobes secondaires :

L'antenne radar LPI doit avoir un diagramme de rayonnement avec des lobes secondaires très faibles, car ces derniers réduisent la possibilité qu'un récepteur d'interception détecte les émissions radiofréquences (RF) issues des lobes secondaires d'antenne.

### I.5.2 Modèles de balayage d'antenne irréguliers :

Les récepteurs d'interception peuvent utiliser le type et les informations de niveau du scan pour rechercher, détecter et identifier les radars. Mais avec le changement de la technique de balayage, tel que le changement des paramètres du scan aléatoirement, le radar LPI aura une grande chance pour qu'il ne soit pas intercepté, les réseaux d'antennes à balayage électronique peuvent être utilisés afin de construire des scans de lobes multiples permettant de balayer tout l'espace avec différentes fréquences.

Le F/A-22 Raptor's AN/APG-77, Patriot's AN/MPQ-53 et SA-10 Grumble's Tombstone ; dans la figure ci-dessous sont des radars qui utilisent le balayage électronique dans le but de réduire la probabilité d'interception par les récepteurs hostiles [3].



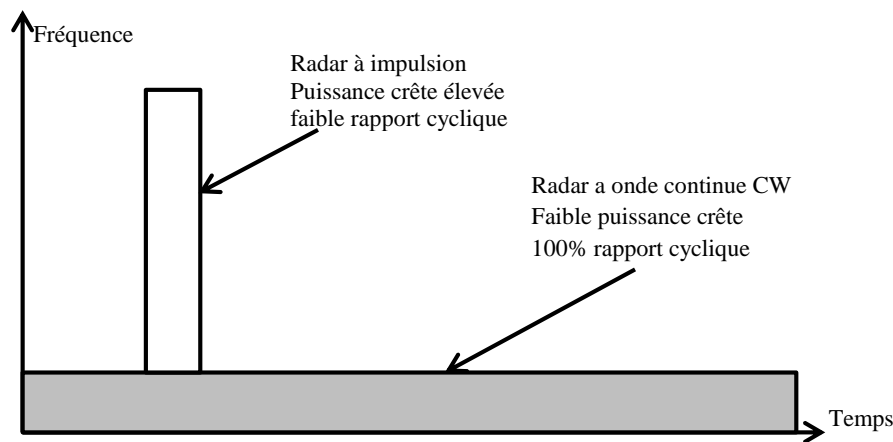
**Figure I-2** : exemples des radars qui utilisent des modèles de balayage d'antenne irréguliers

### I.5.3 Le rapport cyclique/large bande de transmission :

Les radars LPI essaient de ne pas être détectés, en plaçant l'énergie émise sur un large spectre de fréquence, le récepteur de support électronique doit balayer une largeur de bande importante pour discerner le radar LPI.

Le radar LPI peut ainsi exploiter le produit « largeur de bande\*temps » par la réduction de sa puissance crête émise pour se noyer dans le bruit, par conséquent, il doit utiliser des formes d'ondes ne permettant pas au récepteur d'interception de les identifier, donc le radar

LPI est effectivement invisible au récepteur de support électronique dès qu'il utilise ces ondes continues (CW) de très faible puissance tout en conservant le même profil d'énergie.



**Figure I-3** : comparaison entre radars à onde continue et à impulsion

#### I.5.4 Gestion de puissance :

La gestion de puissance est une technique radar devenue plus pratique avec l'avancement du traitement numérique du signal. La gestion de puissance utilise des techniques comprenant :

- ✓ Contrôle/suppression des lobes secondaires d'antenne ;
- ✓ Illumination pseudo aléatoire d'une cible ;
- ✓ Contrôle dynamique de puissance d'émetteur afin de maintenir un SNR minimal.

#### I.5.5 Fréquence porteuse :

Un radar LPI peut utiliser des fréquences de 22, 60, 118, 183, et 320 GHz auxquels apparaît une absorption atmosphérique importante, ceci servira à maximiser l'atténuation afin de masquer le signal émis, ainsi que réduire la réception du signal par les récepteurs hostiles. Utilisant une fréquence radar qui est en dehors des bandes conventionnelles réceptrices (généralement entre 0.5 GHz et 20 GHz) est une autre option pour la fréquence porteuse du radar LPI.

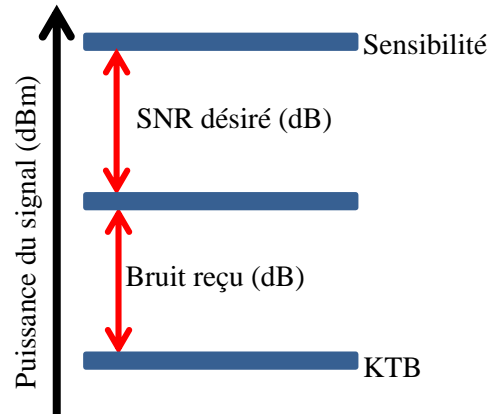
#### I.5.6 Sensibilité très élevée :

La sensibilité est en fonction de la largeur de bande, le bruit et SNR désiré. Le facteur de sensibilité est un paramètre crucial qui doit être évalué pour l'étude d'un radar LPI. Le bruit thermique est basé sur la formule  $KT B$  où  $T$  est la température en Kelvin,  $K$  est la

constante du Boltzmann, et B représente la largeur de bande. La sensibilité en dBm est la somme du bruit thermique (en dB) et le rapport signal/bruit requis. Si on pose la valeur du SNR à 13 dB comme exemple, alors KTB est :

$$KTB = -114dBm + 10\log (B) \quad (I.12)$$

Où KTB est le bruit thermique en dBm et le B est la largeur de bande en HZ.



**Figure I-4 : Sensibilité du récepteur**

Il est clair que la réduction de la température induit une réduction de bruit radar ce qui améliore les performances du radar LPI.

### **I.5.7 Gain de traitement élevé :**

Le gain du traitement à l'effet de diminuer la largeur de bande du récepteur radar en tirant profit de la modulation du signal. Ainsi, le récepteur de radar peut atteindre le gain du traitement alors que le récepteur hostile ne peut pas. Un radar LPI obtient l'avantage de la largeur de bande par rapport à un récepteur d'interception, car le radar connaît son propre signal. En revanche le récepteur d'interception doit balayer un large spectre et il doit typiquement effectuer des mesures paramétriques détaillées pour identifier le type de signal qu'il reçoit.

### **I.5.8 Détection cohérente :**

La détection cohérente est une autre technique utilisée par les radars LPI pour éviter l'interception. Un récepteur du support de guerre électronique (GE) ne peut pas réaliser la détection cohérente d'un signal radar à moins qu'il connaisse ces détails paramétriques. Quand

la modulation du signal est aléatoire, cette propriété devient plus effective. Utilisant le vrai bruit pour moduler un signal radar est une bonne illustration de ces caractéristiques. Les radars qui utilisent une véritable modulation de bruit s'appellent les radars à signaux aléatoires. Ce genre de radar utilise une corrélation du signal de retour avec un échantillon retardé du signal émis. La durée de retard nécessaire pour faire un pic de corrélation détermine la portée de la cible. Puisque le signal émis est complètement aléatoire, le récepteur d'interception n'a aucune référence pour corrélérer le signal reçu.

### **I.5.9 Configuration monostatique/bistatique :**

Les configurations monostatiques et bistatiques peuvent être utilisées en conceptions des radars LPI. Pour les radars monostatiques, la sortie du signal d'onde continue de l'émetteur doit être isolée du récepteur. Pour les radars bistatiques, l'antenne d'émission et celle de réception sont séparées par une distance. Le radar bistatique face un empêchement de défi technologique concernant l'efficacité opérationnelle répandue, telle que la synchronisation du temps et direction, etc. De toute façon, le radar à onde continue (CW) de configuration bistatique est la configuration la plus idéale pour les radars LPI. En outre, le radar bistatique peut réduire au minimum les attaques des missiles anti radiation et elle peut augmenter la détection des cibles de discrétion.

## **I.6 Quelques exemples et applications du radar LPI :**

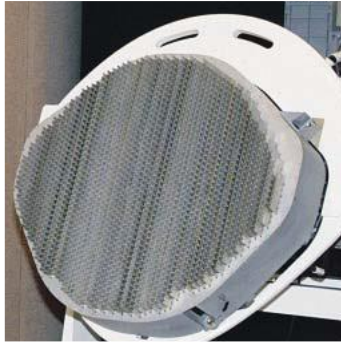
Sur le champ de bataille, l'évaluation des menaces est réalisée en utilisant des radars de surveillance tactiques pour détecter, localiser, identifier et même poursuivre les cibles. Pour des opérations secrètes, la détection et la poursuite des cibles doivent être réalisées le plus discrètement possible. Donc ces systèmes devraient utiliser la technologie LPI afin de réduire la probabilité de détection par les forces hostiles.

Dans cette section quelques exemples de radar LPI air, maritimes et terrestres seront présentés.

### **I.6.1 Radars LPI aéroportés :**

Les radars LPI aéroportés sont utilisés pour la recherche, localisation, identification, acquisition, poursuite et imagerie des cibles. Ces radars LPI ont également des modes pour la navigation secrète, informations météorologiques et les applications des systèmes de suivi terrain (TFN terrain following navigations system), voici quelques exemples des radars LPI aéroportés :

➤ **Radar multimodes AN/APG-77 :**



Est un radar LPI qui utilise un réseau d'antenne à balayage électronique, il est composé de 2000 émetteurs/récepteurs, destiné pour les longues portées, il peut accrocher plusieurs cibles, ainsi que détecter les objectifs furtifs, son réseau d'antennes utilise l'agilité de fréquence, agilité directionnelle des lobes [2].

**Figure I-5 :** Radar AN/APG-77

➤ **Radar AN/APG-79 AESA :**



Est un radar LPI qui est embarqué sur F-18, il utilise un réseau d'antennes de sixième génération, il emploie une large bande opérationnelle, agilité de fréquences, différentes modulations du signal [2].

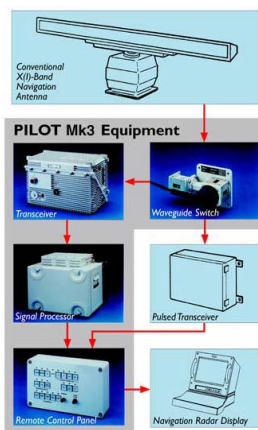
**Figure I-6 :** Radar AN/APG-79 AESA

### **I.6.2 Radars LPI maritimes :**

Comme les techniques LPI sont utiles pour les applications aériennes, elles sont de même pour les applications maritimes, car il est relatif à la faible vitesse du bateau tenant compte de la longue période d'intégration et extrêmes les grandes surfaces équivalentes.

Dans les environnements maritimes, les très grandes menaces pour les marins sont les missiles de croisière antinavires (MCAN) avec des têtes chercheuses dotées de LPI, ces missiles de croisière antinavires utilisent des larges bandes de travail et traitement doppler pour viser le bas des bateaux sans être interceptés par ces derniers et même pour s'échapper de la détection et de rejeter des leurres tels que des paillettes. Dans ce qui suit, nous présentons quelques exemples :

➤ **Radar PILOTE MK3 LPI :**



Est un radar de navigation et de détection pour toutes les applications, avec usage des caractéristiques améliorées de LPI pour l'employer sur de petits bateaux et sous-marins. Le radar PILOTE Mk3 standard peut être utilisé pour la navigation, surveillance, approche d'hélicoptère et détection de cibles hostiles. La puissance faible du radar pilote permet au moyen de support électronique d'avoir une portée de détection très courte, [2]

**Figure I-7** Radar pilote MK3

Alors que le radar pilote a la même portée de détection radar comme ; un radar impulsionnel conventionnel, avec un niveau de puissance crête de l'ordre de quelque kilowatts. Le nouveau Mk3 utilise l'agilité de fréquence, qui rend la probabilité de la détection par les (MSE) beaucoup plus dures.

<p>Antenne</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Type : guide d'onde avec slot simple et double.</li> <li>➤ Gain : 30dB.</li> <li>➤ Les lobes secondaires : &lt; -25 dB.</li> <li>➤ Largeur du lobe à -3dB                         <ul style="list-style-type: none"> <li>Horizontal : 1.2 deg.</li> <li>Verticale : 20 deg.</li> </ul> </li> <li>➤ Vitesse de rotation : 24/48 tr/min.</li> <li>➤ Polarisation : verticale</li> </ul>
<p>Émetteur</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Puissance de sortie : 1.0, 0.1, 0.01, or 0.001W (CW).</li> <li>➤ Fréquence : 9.375 GHz (la bande X).</li> <li>➤ Portée sélectionnée : 24, 12, 6, 3,1.5, 0.75 nmi.</li> <li>➤ Fréquence de balayage : 1.7, 3.4, 6.8, 13.75, 27.5, 55 MHz.</li> <li>➤ Fréquence de répétition : 1 kHz.</li> </ul>
<p>Récepteur</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Largeur de la bande FI : 512 kHz.</li> </ul>

Unité de traitement	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Nombre des cellules distance : 512.</li> <li>➤ La résolution en distance : &lt; 75m à 6 nmi échelle.</li> <li>➤ La résolution en azimute : 1.4 deg.</li> </ul>
---------------------	---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

**Tableau I-1** : caractéristique du radar pilote MK3.

- **Radar de Surveillance et navigation LPI SCOUT :**

Le radar scout est un radar LPI qui travaille dans la bande L de (8 à 10 GHz) avec une portée



maximale de 20nm, il utilise modulation de fréquence de type FMCW avec une faible puissance émise sélective (10 mW, 100 mW ou 1 W).

Le SCOUT est utilisé particulièrement sur des corvettes de petite surface équivalente. D'autres types de scout sont utilisés dans la surveillance côtière.

**Figure I-8** Radar LPI SCOOT

### I.6.3 Radar LPI terrestre :

Il y a beaucoup d'exemples des radars LPI terrestres, employés généralement pour la surveillance terrestre et aérienne à courte portée. Dans le cas de la surveillance du sol, ces radars peuvent être utilisés pour détecter les cibles au sol, car il peut utiliser un long temps d'intégration. Pour la surveillance aérienne, la grande vitesse des avions ne permet pas d'utiliser un temps d'intégration étendu, mais typiquement ces radars sont employés pour détecter et positionner les systèmes de missile sol-air (MSA) dans les courtes portées. Le radar LPI terrestre peut également être utilisé dans la détection d'hélicoptères. Puisqu'ils ont un faible mouvement, ainsi qu'un long temps d'intégration peut être utilisé et ceci aide le radar pour détecter la cible quoiqu'elle soit dans son entourage. Ce qui suit sont des exemples des radars LPI terrestres :



- **Radar de surveillance terrestre SQUIRE :**

Est un radar portatif à état solide, travaille dans la bande J (10 à 20 GHz), basé sur des



techniques de FMCW pour assurer la faible probabilité d'interception LPI. Le traitement du SQUIRE est basé sur la technique de transformée de Fourier rapide pour assurer un seuil élevé de discrimination en portée et en vitesse.

La puissance de sortie est variable entre (10mW, 100mW, 1W).

La portée maximale est de 10 km pour des piétons, 14 km pour des hélicoptères, 15 km pour les véhicules légers, 20 km de petits bateaux, et 24 km pour les véhicules [2].

**Figure I-9 :** Radar de surveillance terrestre SQUIRE

- **EL/M-2140 (radar de surveillance terrestre avancé) :**



C'est un système radar de surveillance terrestre qui détecte automatiquement les véhicules blindés, les véhicules légers et le personnel. EL/M-2140 (ELTA - Israël) fonctionne aux bandes X, il a plus de 100fréquences, il emploie des techniques de compression d'impulsion et une puissance crête de 70 W. Ce radar a une portée de détection de 33 km pour les chars, 30 km pour les véhicules légers, 25 km pour les hélicoptères et 15 km pour les personnels.

**Figure I-10 :** EL/M-2140 radar de surveillance terrestre

## I.7 Conclusion :

Dans ce chapitre on a introduit la définition d'un radar LPI avec son principe de fonctionnement et la relation entre la distance d'interception et la portée de détection ; en indiquant son appui sur le facteur de portée. On a présenté aussi la relation du gain du traitement de signal radar dans laquelle l'intérêt du radar LPI ,on a aussi exposé les différents types du radar LPI suivant leurs utilisations ,leur mode de fonctionnement ; et on a clôturé ce chapitre par exposer quelques exemples des radars qui utilisent la technique LPI dans les domaines aériens ,maritimes, et terrestres avec quelques images qu'il introduisent pour accéder dans le deuxième chapitre aux signaux utilisés en radars LPI.

# CHAPITRE II

## SIGNAUX UTILISES EN RADAR LPI

## II Signaux utilisés en radar LPI

### II.1 Introduction :

Dans ce chapitre, l'analyse des signaux radar LPI est évaluée par le biais de leur fonction d'ambiguïté (retard-Doppler), cette analyse est importante dans le but d'appréhender les propriétés des signaux CW et définir leur résolution de mesure en temps et en fréquence, ainsi que l'ambiguïté en portée et en vitesse radiale, de plus, la réponse au clutter. On note que la coupe de la fonction d'ambiguïté à fréquence Doppler constante n'est autre que la réponse d'un filtre adapté à la forme d'onde utilisée donc il s'agit d'une corrélation, tandis que la coupe pour un retard donné rapporte la réponse du récepteur à un effet Doppler donné, dans ce contexte, plusieurs propriétés importantes de cette représentation seront présentées.

La connaissance de la modulation du signal radar transmis est nécessaire afin d'estimer la portée et la vitesse radiale des cibles détectées ; c'est pour cette raison on utilise des techniques de modulation particulières en radar LPI, telles que la modulation de fréquence FMCW ou Costas ; la modulation de phase par codes, notamment Barker et Frank, ainsi que d'autres techniques qui peuvent être utilisées. Nous présentons dans ce qui suit quelques types de modulations utilisées en LPI.

### II.2 La fonction d'ambiguïté :

#### II.2.1 Introduction :

Un radar équipé d'un filtre adapté réalise une corrélation entre le signal reçu et un autre de référence générée localement, d'enveloppe complexe qui est le conjugué de l'enveloppe du signal transmis. En associant à ce filtre un traitement Doppler, la sortie obtenue est notée fonction d'ambiguïté. [9]

Fondamentalement, la fonction d'ambiguïté décrit l'interférence causé par un décalage distance et doppler d'une cible donnée en comparant à une cible référence de même surface équivalente (SER). La fonction d'ambiguïté évaluée à  $(\tau, \nu) = (0,0)$  est égale la sortie du filtre adapté c'est parfaitement adapté au signal réfléchi de la cible d'intérêt, en d'autres termes des retours de la cible nominale sont situés à l'origine de la fonction d'ambiguïté par conséquent la fonction d'ambiguïté au  $\tau$  et au  $\nu$  différentes de zéro représente des retours d'une certaine portée et d'un décalage Doppler [4].

La fonction d'ambiguïté est définie par :

$$|\chi(\tau, \nu)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} u(t)u^*(t + \tau)e^{j2\pi\nu t} dt \right| \quad (\text{II.1})$$

Où  $u$  est l'enveloppe complexe du signal ; pour  $\nu$  positif on a une cible qui s'approche du radar.

Le maximum de la fonction d'ambiguïté se produit sous la forme d'un pic au point défini par  $(\tau = \tau_c, \nu = \nu_d)$ , soit  $\chi(\tau_c, \nu_d)$ , la largeur de ce pic en temps définit la résolution en distance tandis que celle en fréquence détermine la résolution en Doppler.

### II.2.2 Propriétés principales de la fonction d'ambiguïté :

Les propriétés principales de la fonction d'ambiguïté sont les suivantes :

La valeur maximale pour la fonction d'ambiguïté se produit à  $(\tau = \tau_c, \nu = \nu_d)$ , est égale à 1 (car normalisée par l'énergie totale du signal).

$$|\chi(\tau, \nu)| \leq |\chi(0, 0)| = 1 \quad (\text{II.2})$$

La fonction d'ambiguïté est symétrique :

$$|\chi(-\tau, -\nu)| = |\chi(\tau, \nu)| \quad (\text{II.3})$$

Cette propriété suggère qu'il soit suffisant d'étudier et tracer seulement deux quarts de cercle adjacents de la fonction. Le reste peut être déduit de la symétrie.

Tout le volume sous la fonction d'ambiguïté est constant, si nous supposons que l'énergie de  $u(t)$  est normalisée à l'unité le volume est 1.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |\chi(\tau, \nu)|^2 d\tau d\nu = 1 \quad (\text{II.4})$$

Dans le cas d'un signal  $u(t)$  de fonction d'ambiguïté  $\chi(\tau, \nu)$  :

$$u(t) \Leftrightarrow |\chi(\tau, \nu)| \quad (\text{II.5})$$

Une modulation linéaire de fréquence (LFM) de ce signal nous donne :

$$u(t)\exp(j\pi kt^2) \Leftrightarrow |\chi(\tau, \nu - k\tau)| \quad (\text{II.6})$$

### II.2.3 Coupe de la fonction d'ambiguïté le long des axes du retard et de Doppler :

Si on se limite au cas où le Doppler est nul ( $\nu = 0$ ) c'est à dire considéré la vue le long de l'axe du retard, la fonction d'ambiguïté devient la fonction d'autocorrélation de l'enveloppe complexe  $u(t)$ . [13]

$$|\chi(\tau, 0)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} u(t)u^*(t + \tau) dt \right| = |R(\tau)| \quad (\text{II.7})$$

Où  $R(\tau)$  est la fonction d'autocorrélation de  $u(t)$ .

Suivant l'autre dimension où le retard est nul ( $\tau = 0$ ), c'est à dire la vue le long de l'axe de fréquence Doppler, la fonction d'ambiguïté devient la transformée de Fourier du carré de l'enveloppe complexe  $u(t)$ . En d'autres termes, cette vue est indifférente pour n'importe quelle modulation de phase ou de fréquence contenue affectant  $u(t)$  :

$$|\chi(0, \nu)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} |u(t)|^2 e^{j2\pi\nu t} dt \right| \quad (\text{II.8})$$

### II.3 Fonction périodique d'ambiguïté :

La fonction d'ambiguïté périodique décrit la réponse du filtre adapté à un signal continu CW modulé par une onde périodique de période  $T$ , sur un temps de  $N$  périodes c'est-à-dire une possibilité de traitement sur une période plus large  $NT$ . Pour un traitement cohérent, le temps d'illumination  $T_i$  de la cible doit être plus long que  $NT$ . Tant que le retard  $\tau$  est plus court que la différence entre  $T_i$  et  $NT$  soit  $0 \leq \tau \leq (P - N)T$ , le temps d'illumination peut être considéré suffisamment long et la réponse du récepteur peut être décrite par :

$$|\chi_N(\tau, \nu)| = \frac{1}{NT} \int_0^{NT} u(t) u^*(t + \tau) e^{(j2\pi\nu t)} dt \quad (\text{II.9})$$

Où on suppose que  $\tau$  est constant.

La fonction d'ambiguïté périodique de N périodes est liée à celle d'une seule période par la relation suivante :

$$|\chi_{NT}(\tau, \nu)| = |\chi_T(\tau, \nu)| \left| \frac{\sin(N\pi\nu T)}{N\sin(\pi\nu T)} \right| \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$|\chi_T(\tau, \nu)| = \frac{1}{T} \left| \int_0^T u(t) u^*(t + \tau) e^{j2\pi\nu t} dt \right| \quad (\text{II.11})$$

On remarque que la fonction d'ambiguïté résultante sur N périodes est de plus en plus atténuée pour toutes les valeurs de  $\nu$  sauf pour des multiples de  $1/T$ , elle a également des lobes principaux au  $\nu T = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ . Pour un N infiniment grand, la fonction  $|\chi_{NT}(\tau, \nu)|$  Deviens un train d'impulsions [4].

#### II.4 Code de Barker :

En modulation de phase par codage binaire tel que l'utilisation des codes Barker, la durée totale du code T est divisée en  $N_c$  sous période chacune de durée  $t_b$  égale à  $T/N_c$ . Puis, la phase de chaque sous-période est choisie entre les deux valeurs 0 ou  $\pi$  selon un critère prédéfini. Par conséquent, il est usuel de caractériser une sous-période de phase 0 en amplitude « 1 » ou « + » alternativement, un sous-période de phase  $\pi$  est caractérisé par une amplitude « -1 » ou « - », dans ce type de codage le taux de compression est égal  $N_c$ , une valeur qui correspond à la valeur crête de la corrélation entre deux codes identiques. On note que la forme de cette fonction de corrélation dépend largement de la séquence de phase réalisée [4].

La famille la plus célèbre des codes de phase est celle de Barker. À l'origine, les codes de Barker ont été conçus comme ensemble de  $N_c$  phases binaires produisant un rapport entre lobe principale de corrélation et secondaire de  $N_c$ . Ces séquences binaires ont une longueur finie avec une amplitude constante et une phase  $\varphi_k = 0$  ou  $\pi$ .

Par conséquent, une séquence Barker est composée des éléments  $\{-1, +1\}$  et elle n'est définie que pour les longueurs  $N_c = 2, 3, 4, 5, 7, 11, \text{ et } 13$  ; La figure II.1 montre la génération d'un signal code en Barker de longueur treize, tandis que la figure II.2 montre une partie du signal résultant. Le Tableau II.1 présente les codes de Barker avec leur rapport entre pic principal et le premier lobe secondaire [4].

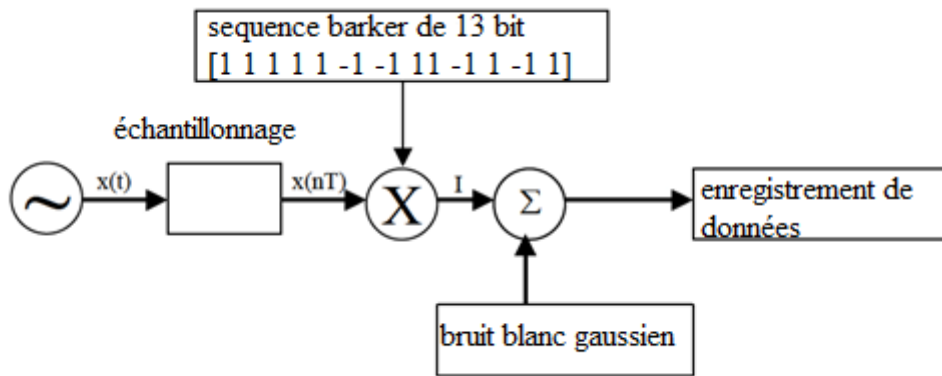


Figure II-1 schéma d'un émetteur utilise le code Barker

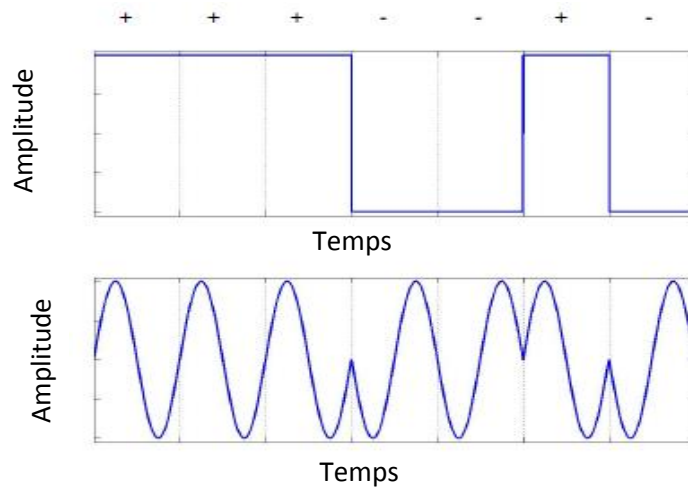


Figure II-2 : code de Barker de longueur 7

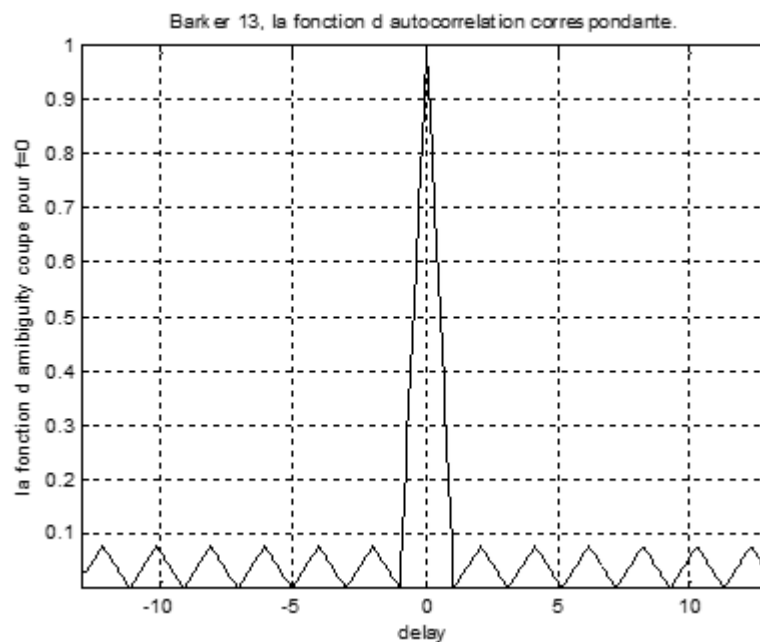
Taille du code	élément du code	SLL (dB)
2	+ - ou ++	- 6.0
3	++ -	- 9.5
4	++ - + ou +++ -	- 12.0
5	+++ - +	- 14.0
7	+++ - - + -	- 16.9

11	+++---+---	- 20.8
13	+++++---+---+	- 22.3

**Tableau II-1** : codes de Barker

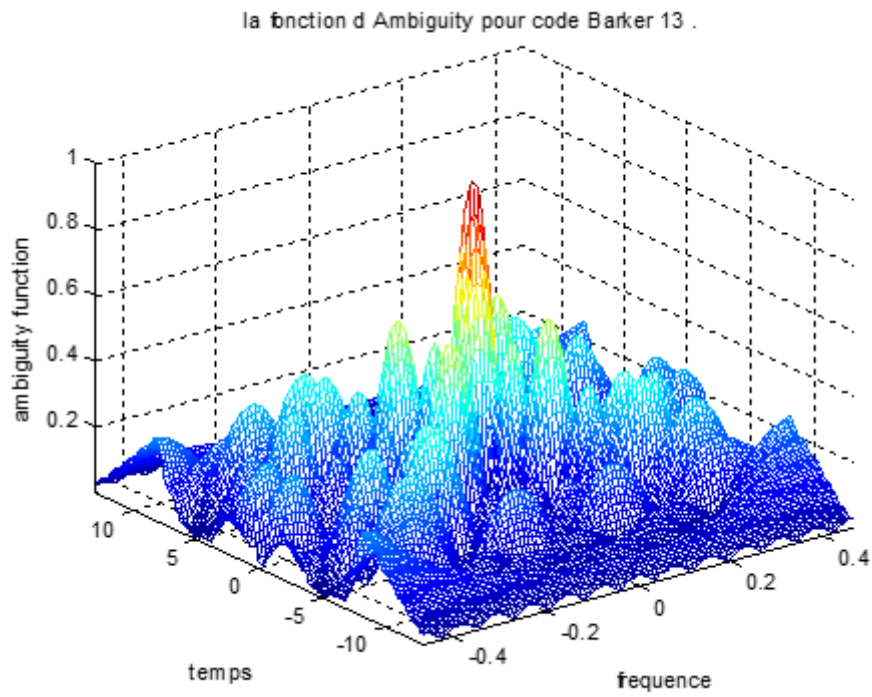
De ce dernier tableau, on observe que la réduction maximale des lobes secondaires est au maximum -22.3 dB, valeur qui peut ne pas être suffisante pour quelques applications désirées du radar. À défaut de pouvoir construire des séquences de ce type de longueur importante, on peut chercher à construire des ensembles de séquences dont les éléments possèdent des fonctions de corrélation telles que la somme de leurs corrélations secondaires s'annule. En particulier, un code  $B_m$  peut être employé dans un code  $B_n$  pour produire un code de longueur 'm.n' ce qui permet d'obtenir un taux de compression de ce nouveau code  $B_{mn}$  égal à 'm.n'. On note aussi que, quelques lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation Barker peuvent être réduits considérablement par le biais d'utilisation d'un filtre linéaire après le corrélateur.

La fonction d'autocorrélation d'un code de Barker  $B_{13}$  est présentée par la figure II.3, le niveau de lobes secondaires est bien présenté, tandis que la figure II.4 montre la fonction d'ambiguïté correspondante, dont la représentation en contour est donnée par la figure II.5.

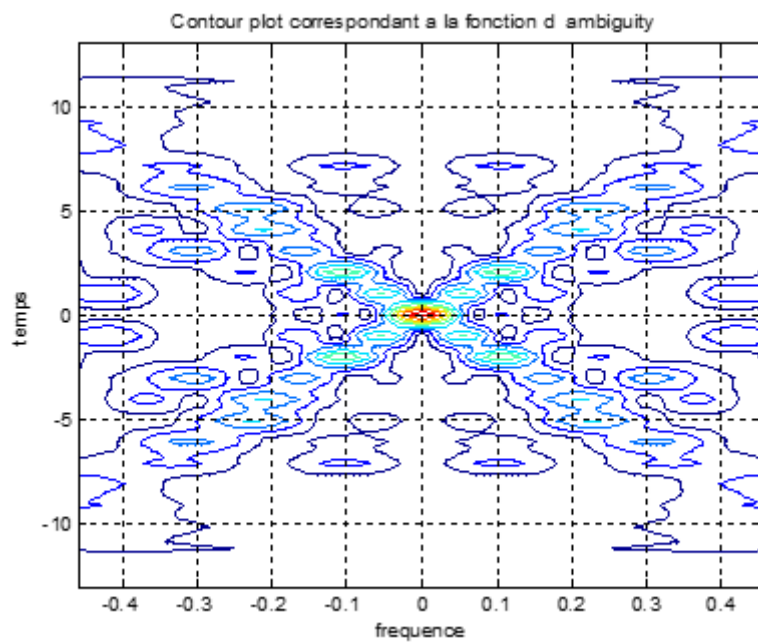


**Figure II-3** : Fonction d'autocorrélation du Barker 13





**Figure II-4:** Fonction d'ambiguïté du Barker 13



**Figure II-5:** Fonction d'ambiguïté du Barker 13 en contour

## II.5 Avantage de la modulation de fréquence d'onde continue (FMCW) :

Les radars d'onde continue CW employant des formes d'onde non modulées ne peuvent pas mesurer la portée de cible. Pour mesurer la portée et/ou la vitesse, la fréquence transmise doit varier en fonction du temps par conséquent, la corrélation du signal reçu avec celui transmis fournit une mesure de portée et du Doppler de la cible. Comme la modulation ne peut pas être continuellement changée dans une seule direction (par exemple, vers le haut ou vers le bas), une modulation périodique est normalement employée. La modulation de fréquence peut créer une forme d'onde à large bande employable en LPI, de plus, cette modulation peut prendre beaucoup de formes dont celle sinusoïdale et linéaire est employée plus souvent. "La modulation linéaire" la plus utilisée est la modulation FMCW triangulaire, car elle permet de mesurer la portée ainsi que la vitesse des cibles [5].

FMCW est une technique efficace en LPI pour beaucoup de raisons. La modulation de fréquence transmise l'énergie sur une large bande  $\Delta F$ , fournissant un bon pouvoir séparateur en portée qui est critique afin de distinguer les cibles du clutter. De plus, le spectre de puissance du signal FMCW est presque rectangulaire dans la bande considérée, par conséquent, l'interception non coopérative est difficile. Comme la forme d'onde transmise est déterministe, celle des signaux de retour peut être prévue, ceci donne l'avantage supplémentaire d'être résistant à l'interférence ou le brouillage, puisque n'importe quel signal qui n'est pas adapté à celui émis peut être supprimé. En conclusion, il est difficile pour un récepteur non coopératif de détecter le signal FMCW et encore compliqué d'extraire ces paramètres exactement [5].

## II.6 Modulation de fréquence d'onde continue FMCW :

La modulation de fréquence FMCW triangulaire est composée de deux modulations de fréquence linéaire, l'une de fréquence croissante sous une pente positive  $+\Delta F$  sur une durée  $[0, T]$ , l'autre avec une pente négative  $-\Delta F$  aussi sur une durée  $[0, T]$ . Le schéma de l'émetteur est donné par la figure II.6, tandis que le signal reçu affecté d'un retard et d'un Doppler est représenté par la figure II.7, associée à la représentation de la fréquence de battement qui résulte de la différence entre les deux fréquences émise et reçue [5].

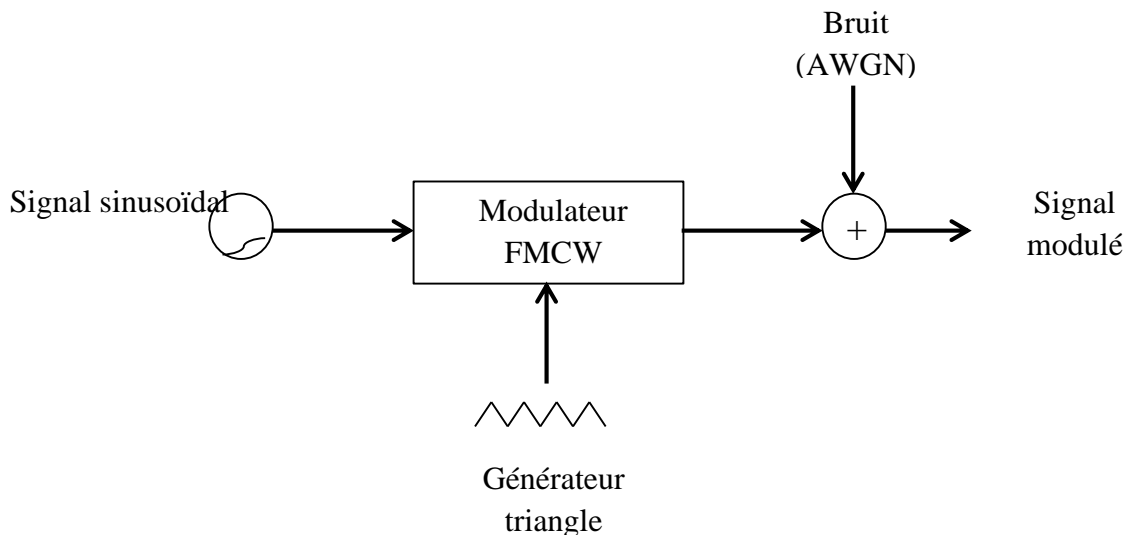


Figure II-6 : schéma d'un émetteur FMCW triangulaire

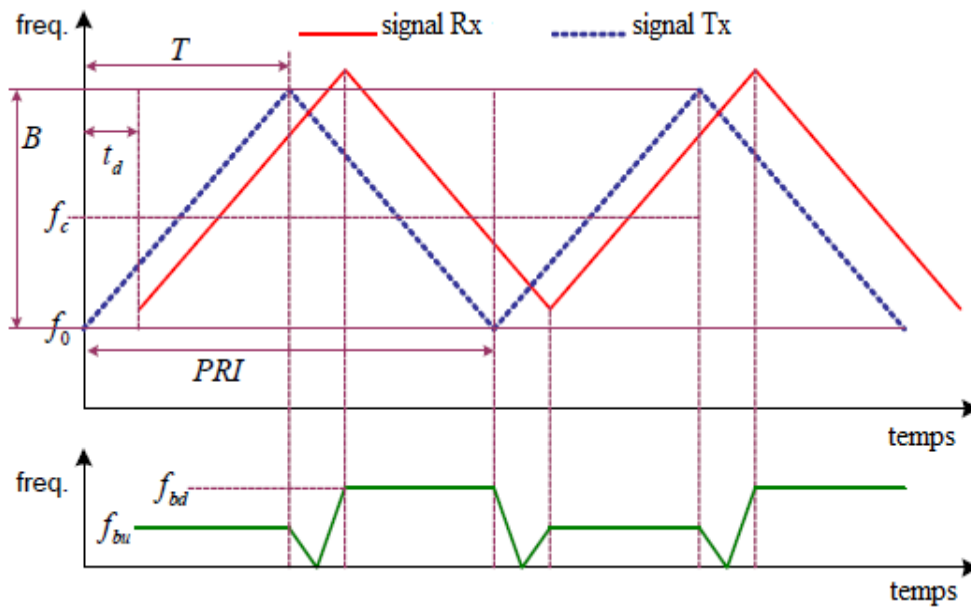


Figure II-7: FMCW triangulaire transmise et reçue

Dans ce cas, la fréquence émise pour la première section (rampe de pente positive) est :

Pour :  $0 < t < T$

$$f_1(t) = f_0 - \frac{\Delta F}{2} + \frac{\Delta F}{T} t \quad (\text{II.12})$$

Ici  $f_0$  est la fréquence porteuse RF,  $T$  est la période de modulation et  $\Delta F$  est la largeur de bande. Cette dernière est choisie pour fournir le pouvoir séparateur en distance :

$$\Delta R = \frac{c}{2\Delta F} \quad (\text{II.13})$$

En choisissant la période 'T' de modulation, deux facteurs doivent être considérés :

$$T < \frac{\Delta R}{V_t} \quad (\text{II.14})$$

Où  $\Delta R$  est le pouvoir séparateur en distance et  $V_t$  est la vitesse radiale maximale de la cible.  $T$  devrait être le multiple du retard aller-retour maximum  $\tau_{max}$ , du signal de retour de la cible.

Pour les mêmes caractéristiques de détection d'un radar, un temps de modulation long permet d'avoir une meilleure résolution en fréquence

$$\tau_{max} = \frac{2R_{max}}{c} \quad (\text{II.15})$$

est un nombre choisi et  $R_{max}$  Est la portée maximale détectable par le radar. Remplissant les conditions citées ci-dessus, la période de modulation doit être choisie comme :

$$T = K * \tau_{max} < \frac{\Delta R}{V_t} \quad (\text{II.16})$$

Le taux de changement de fréquence  $\alpha$  est donné par :

$$\alpha = \frac{\Delta F}{T} \quad (\text{II.17})$$

La phase du signal RF transmis peut être exprimée comme :

$$\phi_1(t) = 2\pi \int_0^t f_1(x) dx \quad (\text{II.18})$$

En supposant que  $\phi_0 = 0$  à  $t = 0$  :

$$\phi_1(t) = 2\pi \left[ \left( f_0 - \frac{\Delta F}{2} \right) t + \frac{\Delta F}{2T} t^2 \right] \quad (\text{II.19})$$

Pour  $0 < t < T$ , le signal émis est donné par :

$$s_1(t) = a_0 \sin 2\pi \left[ \left( f_0 - \frac{\Delta F}{2} \right) t + \frac{\Delta F}{2T} t^2 \right] \quad (\text{II.20})$$

La fréquence du signal émis en deuxième section (rampe vers le bas) est :

$$f_2(t) = f_0 + \frac{\Delta F}{2} - \frac{\Delta F}{T} t \quad (\text{II.21})$$

Pour  $T < t < 2T$ , le signal transmis est donné par :

$$s_2(t) = a_0 \sin 2\pi \left[ \left( f_0 + \frac{\Delta F}{2} \right) t - \frac{\Delta F}{2T} t^2 \right] \quad (\text{II.22})$$

Le signal reçu est le signal transmis retardé en temps par la propagation aller-retour ' $\tau$ ' :

$$s_r(t) = \frac{b_0}{a_0} s_t(t - \tau) \quad (\text{II.23})$$

Le signal reçu devient :

$$s_r(t) = b_0 \sin 2\pi \left[ \left( f_0 - \frac{\Delta F}{2} \right) (t - \tau) - \frac{\Delta F}{2T} (t - \tau)^2 \right] \quad (\text{II.24})$$

Pour un récepteur FMCW homodyne, le signal reçu est mélangé au signal transmis, ainsi les fréquences de battement sont dérivées comme étant la différence entre les fréquences transmises et reçues. Le signal issu du mélangeur pour le premier segment est donné par :

$$\begin{aligned}
 s_{1b}(t) &= c_0 \cos 2\pi \left[ \left( f_0 - \frac{\Delta F}{2} \right) \tau - \frac{\Delta F}{2T} \tau^2 + \frac{\Delta F}{T} \tau t \right] \\
 &= c_0 \cos \left[ 2\pi \left( \frac{\Delta F}{T} \tau \right) t + 2\pi \left( f_0 - \frac{\Delta F}{2} \right) \tau + 2\pi \frac{\Delta F}{2T} \tau^2 \right] \\
 &= c_0 \cos(2\pi f_b t + \phi_1)
 \end{aligned}
 \tag{II.25}$$

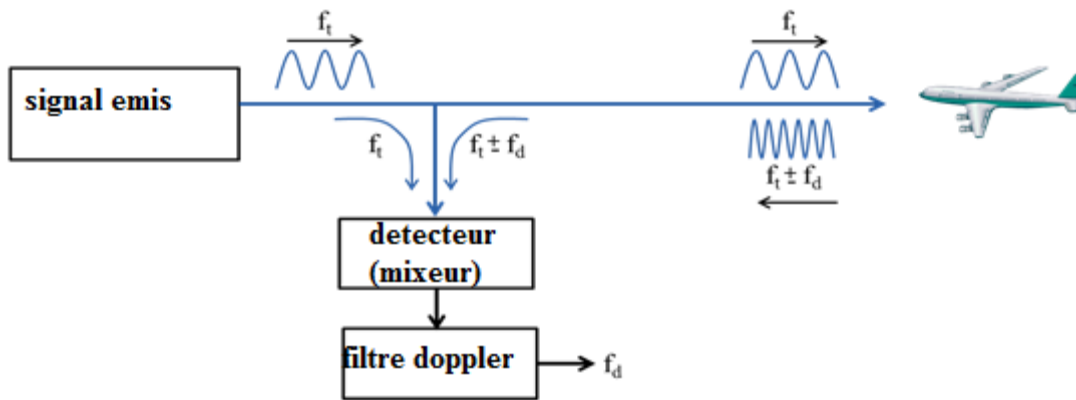


Figure II-8 : l'effet de doppler

Tandis que pour le deuxième segment :

$$\begin{aligned}
 s_{2b}(t) &= c_0 \cos 2\pi \left[ \left( f_0 + \frac{\Delta F}{2} \right) \tau + \frac{\Delta F}{2T} \tau^2 - \frac{\Delta F}{T} \tau t \right] \\
 &= c_0 \cos \left[ -2\pi \left( \frac{\Delta F}{T} \tau \right) t + 2\pi \left( f_0 + \frac{\Delta F}{2} \right) \tau + 2\pi \frac{\Delta F}{2T} \tau^2 \right] \\
 &= c_0 \cos \left[ -2\pi \left( \frac{\Delta F}{T} \tau \right) t - 2\pi \left( f_0 + \frac{\Delta F}{2} \right) \tau - 2\pi \frac{\Delta F}{2T} \tau^2 \right] \\
 &= c_0 \cos(2\pi f_b t + \phi_2)
 \end{aligned}
 \tag{II.26}$$

Dans ces deux dernières équations :

$$f_b = \frac{\Delta F}{T} \tau \quad (\text{II.27})$$

C'est la fréquence de battement.

De  $\tau = \frac{2R}{c}$  retard aller-retour pour une cible stationnaire à une distance R.

$$f_b = \frac{2\Delta F}{cT} R \quad (\text{II.28})$$

Mais dans le cas où la cible est animée d'une vitesse radiale V, la fréquence de battement pour le premier segment sera :

$$f_{1b} = \frac{2R\Delta F}{cT} - \frac{2V}{\lambda} \quad (\text{II.29})$$

Tandis que pour le deuxième segment elle est de :

$$f_{2b} = \frac{2R\Delta F}{cT} + \frac{2V}{\lambda} \quad (\text{II.30})$$

Par conséquent, sachant les fréquences de battement  $f_{1b}$  et  $f_{2b}$  ainsi que le paramètre du radar :  $\Delta F$ , T et la longueur d'onde ... nous pouvons évaluer la portée ainsi que la vitesse de la cible en résolvant les équations (II.29) et (II.30) simultanément. Dans ce processus, la modulation linéaire de fréquence doit avoir des intervalles de temps de montée et de descente en fréquence égaux.

Dans le cas d'une cible stationnaire, la transformée de Fourier rapide (FFT) est l'outil mathématique utilisé pour interpréter le spectre du signal en fréquence de battement en termes de distance radar, tandis que pour des cibles en mouvement, on a recours aux présentations spectrales pour interpréter le spectre de ces signaux.

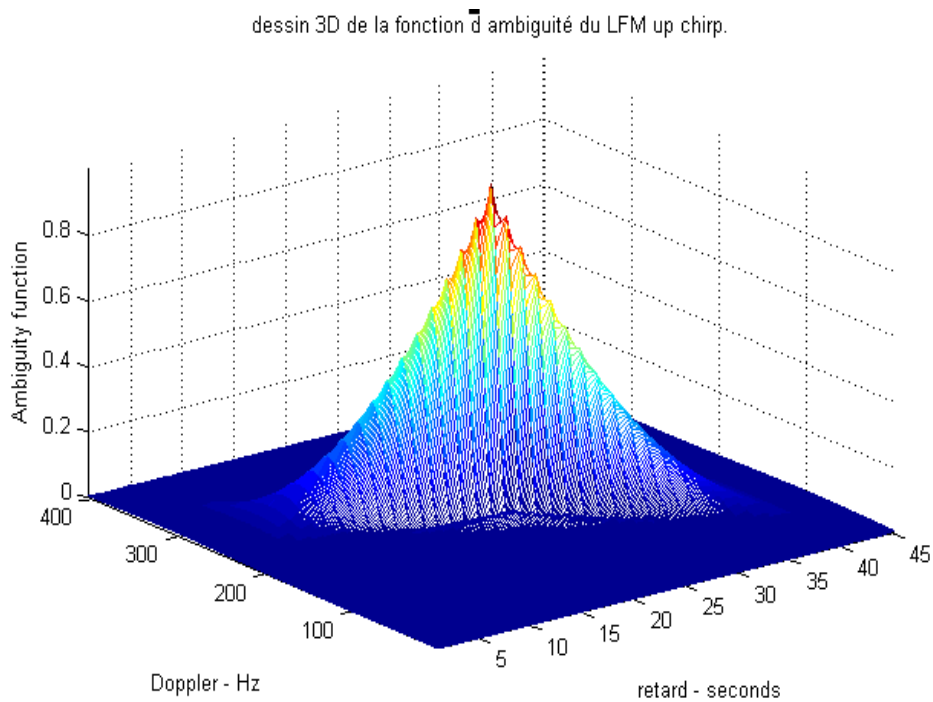
Afin d'utiliser la FFT ou la représentation spectrale, le signal reçu doit être échantillonné tout en respectant le critère de Nyquist, c'est-à-dire la fréquence d'échantillonnage  $f_s$  Doit être au moins deux fois la fréquence de battement maximale.

$$2f_{b \max} \leq f_s \quad (\text{II.31})$$

$$2 \left( \frac{2R_{\max} \Delta F}{cT} + \frac{2V}{\lambda} \right) \leq f_s \quad (\text{II.32})$$

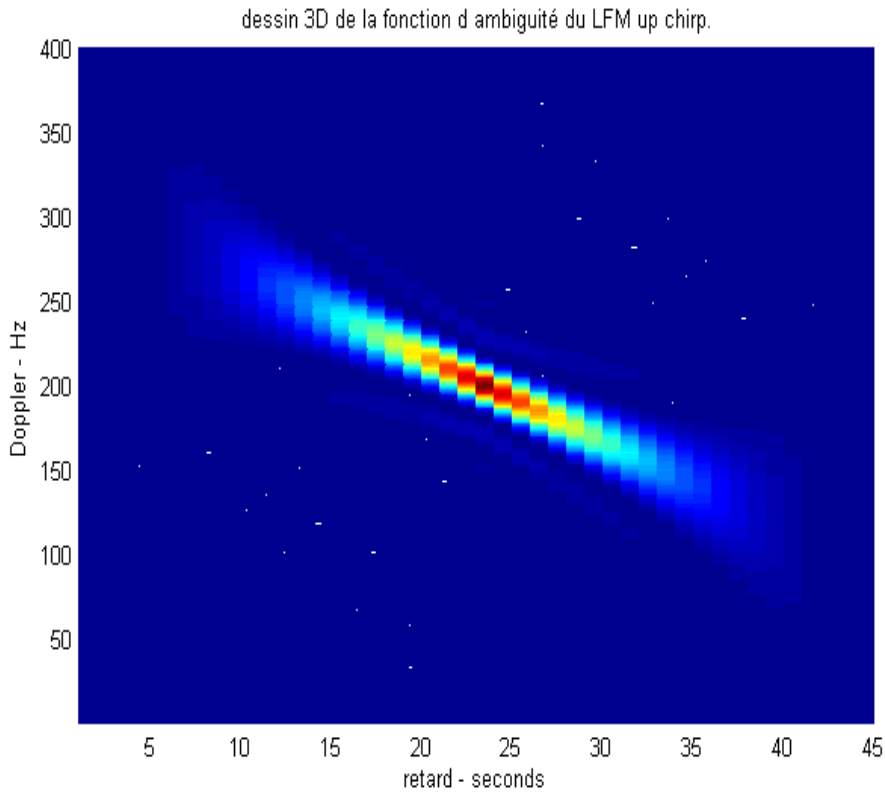
Le traitement FFT à la réception est souvent adapté à la période de balayage en fréquence, c'est-à-dire la résolution en fréquence  $\Delta f = 1/T$ . En calculant le FFT sur une période de modulation et en prenant le nombre d'échantillons comme puissance de deux, nous obtiendrons :

$$T = \frac{N}{f_s} = \frac{2^n}{f_s} \Rightarrow f_s = \frac{2^n}{T} \quad (\text{II.33})$$



**Figure II-9** : Fonction d'ambiguïté du LFM





**Figure II-10** : contour de la fonction d'ambiguïté du LFM

## II.7 Code de Frank :

Le code de Frank est un choix classique entre les codes polyphasés nécessitant un nombre de bit minimal pour la quantification de phase. Ce code est réalisé à partir d'un signal d'amplitude constante modulé en phase par le code de Frank. Chaque élément de ce code est de durée ' $\tau$ ' tandis que la durée totale est de  $M^2$  résultat de la multiplication de  $M$  pas fréquentiel composé de  $M$  échantillons chacun [12].

Si ' $i$ ' est le numéro de l'échantillon dans une fréquence donnée et ' $j$ ' est le nombre de fréquences, la phase du  $i^{\text{ème}}$  échantillon de fréquence  $j$  est :

$$\phi_{i,j} = \frac{2\pi}{M}(i-1)(j-1) \quad (\text{II.34})$$

Où  $i=1,2,\dots, M$  et  $j=1,2,\dots, M$ .

Le code de Frank peut être présenté sous la forme d'une matrice  $M \times M$  :

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 2 & \dots & \dots & (M-1) \\ 0 & 2 & 4 & \dots & \dots & 2(M-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & (M-1) & 2(M-1) & \dots & \dots & (M-1)^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

La méthode de génération est donnée à titre d'exemple pour un code de Frank 4 phases, dans ce cas  $M=4$  et  $M.N_c=16$ . Pour calculer les valeurs de phase des 16 éléments, nous écrivons d'abord la matrice de Frank  $4 \times 4$  donnée par :

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 2 & 3 \\ 0 & 2 & 4 & 6 \\ 0 & 3 & 6 & 9 \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Les incréments de phase dans chaque ligne représentent une approximation en escalier d'un signal LFM de fréquence croissante. Les incréments de phase pour des rangées suivantes augmentent linéairement contre le temps.

Le Code de Frank à 16 éléments est constitué d'un enchaînement de lignes de la matrice de Frank puis multiplié par l'incrément fondamental de phase  $\Delta\varphi = 2\pi \dots$ . Ayant pour résultat les 16 éléments suivants :

$$\left[ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \frac{\pi}{2} \ \pi \ \frac{3\pi}{2} \ 0 \ \pi \ 2\pi \ 3\pi \ 0 \ \frac{3\pi}{2} \ 3\pi \ \frac{9\pi}{2} \right] \quad (\text{II.37})$$

En considérant les phases en modulo  $2\pi$  on a :

$$\left[ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \frac{\pi}{2} \ \pi \ \frac{3\pi}{2} \ 0 \ \pi \ 0 \ \pi \ 0 \ \frac{3\pi}{2} \ \pi \ \frac{\pi}{2} \right] \quad (\text{II.38})$$

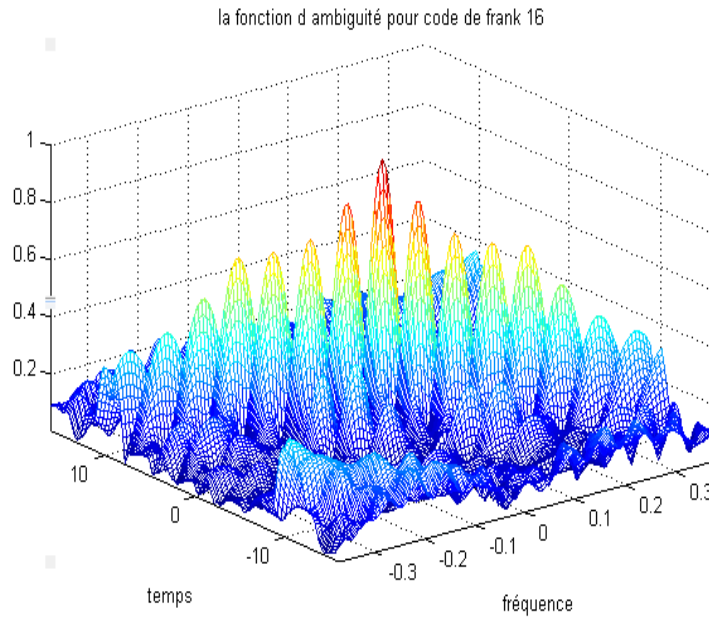
Dans le cas de ces codes, le SLL est donné par :

$$SLL = 20 \log_{10} \left( \frac{1}{M\pi} \right) \quad (\text{II.39})$$

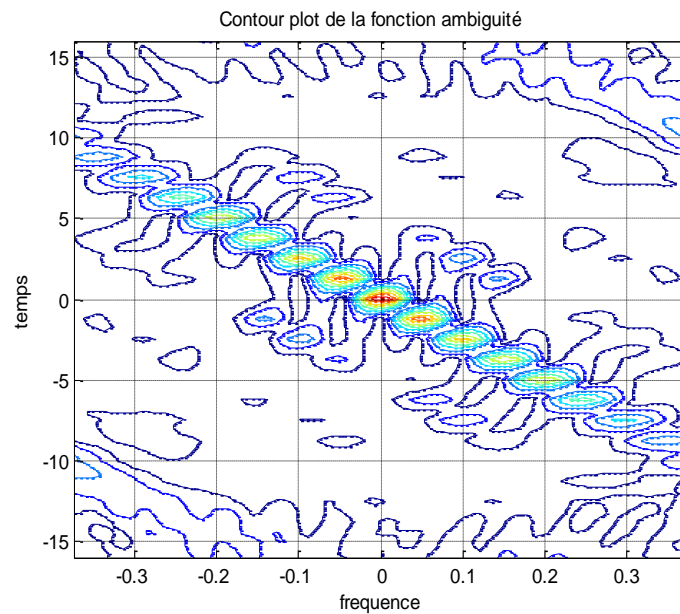
Ce qui donne pour  $M = 8$  donc  $N_c = 64$  :

$$SLL = 20 \log_{10} \left( \frac{1}{M\pi} \right) = 20 \log_{10} \left( \frac{1}{8\pi} \right) = -28dB$$

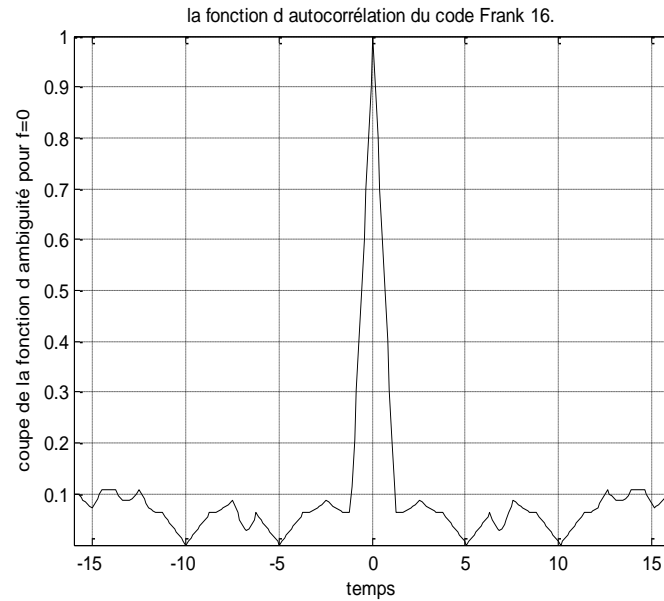
(II.40)



**Figure II-11** : Fonction d'ambiguïté pour code Frank16



**Figure II-12** : Contour de la fonction d'ambiguïté pour code Frank16



**Figure II-13** : Fonction d'autocorrélation pour code Frank16

## II.8 Code de Costas :

Dans une modulation en saut de fréquence, le signal est composé d'une ou plusieurs fréquences choisies d'un ensemble  $(f_1, f_2, \dots, f_N)$  de fréquences disponibles pour la transmission d'un groupe  $(t_1, t_2, \dots, t_N)$  d'intervalles temporels consécutifs. Dans le cas où  $N=N$ , on a une transmission d'une fréquence  $f_i$  pendant une durée  $t_j$ , un tel signal est représenté par une matrice  $A$  de taille  $N$  (fréquence). $N$  (intervalle temporel), de plus  $a_{ij} = 1$  indique l'apparition d'une transmission et '0' pour son absence. Ceci signifie qu'à chaque instant une fréquence est émise et elle est unique dans l'intervalle correspondant, ce qui est clarifié par la figure (II.16), or l'ordre des sauts de fréquence affecte considérablement la fonction d'ambiguïté particulièrement en termes des lobes secondaires, afin de réduire ces derniers Costas propose des codes de sauts de fréquence où l'obtention de plus d'une seule coïncidence est impossible [5].

Fréquence	0	0	0	0	0	1
	0	0	0	0	1	0
	0	0	0	1	0	0
	0	0	1	0	0	0
	0	1	0	0	0	0
	1	0	0	0	0	0
Temps						

Fréquence	0	0	0	1	0	0
	0	1	0	0	0	0
	0	0	0	0	1	0
	0	0	0	0	0	1
	1	0	0	0	0	0
	0	0	1	0	0	0
Temps						

**Figure II-14** : Matrice binaire pour le LFM et Costas

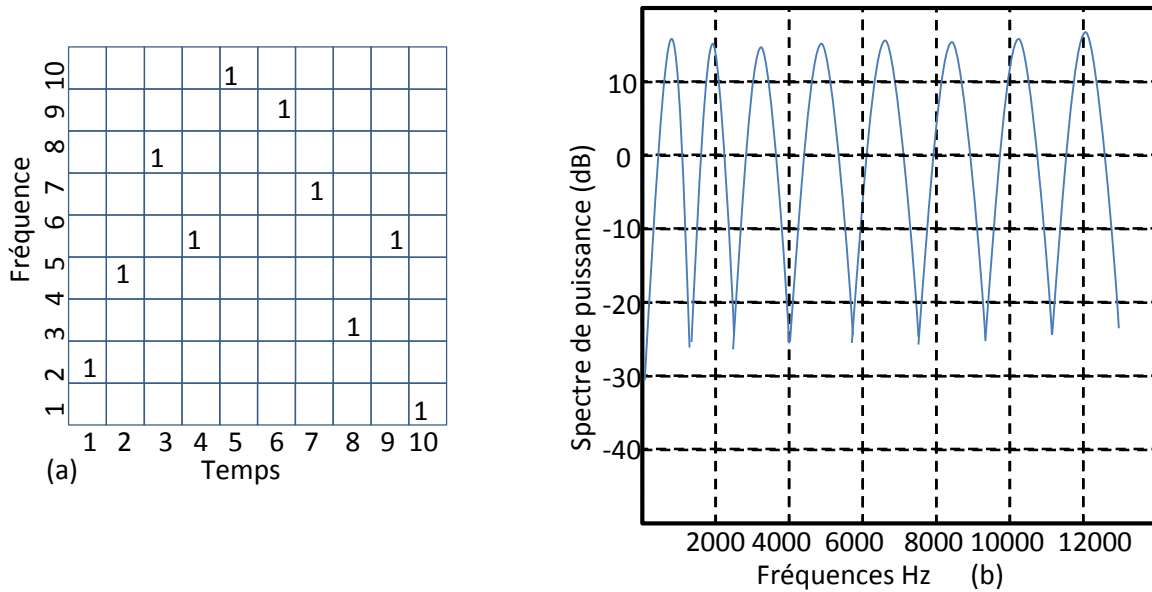
### II.8.1 Caractéristique d'une séquence de Costas :

Une séquence de fréquence de Costas  $f_1; \dots; f_N$  est une permutation de nombres entiers  $1; \dots; N_F$  satisfaisant la propriété :

$$f_{k+i} \neq f_{j+i} - f_j \quad (\text{II.41})$$

Pour chaque  $i, j$ , et  $k$  tels que  $1 \leq k < i < i + j \leq N$ . Les éléments obtenus de cette façon s'appellent un réseau de Costas. La condition de non-équivalence dans (II.38) peut être vérifiée facilement quand la séquence de fréquence est exprimée en triangle de différence de  $N - 1 \times N$ , ce triangle permet également de dériver la fonction d'ambiguïté.

A titre d'exemple si on considère une séquence de fréquence  $f_j = \{2, 4, 8, 5, 10, 9, 7, 3, 6, 1\}$  kilohertz. La figure (II.16.a) montre la matrice Costas pour cette séquence. Une fréquence est émise à chaque instant  $t_i$  Et elle est indiquée par un « 1 » dans la matrice. La densité spectrale de puissance du signal résultant est montrée sur la figure (II.16.b) indiquant l'ordre d'émission de chaque fréquence.



**Figure II-15 :** (a) Matrice binaire temps-fréquence,  
(b) DSP sur plusieurs périodes du code.

### II.8.2 Calcul du triangle de différence :

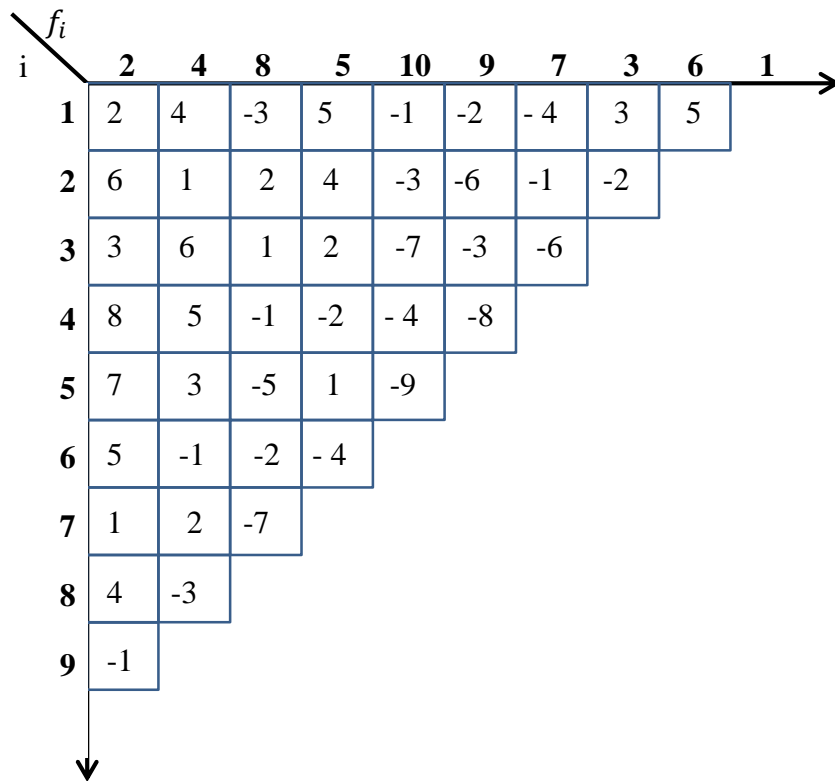
Pour former le triangle de différence, nous commençons par écrire les  $N$  valeurs de fréquence dans la séquence ( $f_j$  où  $j = 1, \dots, N$ ) comme illustré par la figure (II-17), les  $N-1$  lignes dans le triangle de différence correspondent aux retards, à chaque ligne le numéro  $i$  représentant la valeur de retard. Pour calculer chaque valeur de cellules dans le triangle  $\Delta_{i,j}$  :

$$\Delta_{i,j} = f_{j+i} - f_j \tag{II.42}$$

Où  $i = 1 \dots N - 1$ ,  $j = 1 \dots N$ , et  $i + j \leq N$

Par exemple, la première ligne (retard  $i = 1$ ) est constituée en prenant les différences entre les fréquences adjacentes. En utilisant (II.39), tous les résultats dans cette ligne doivent être uniques. La deuxième ligne dans la matrice de différence est constituée en prenant des différences entre les prochaines valeurs adjacentes (retard  $i = 2$ ) et les résultats dans cette ligne doivent également être uniques. Le processus est répété jusqu'à  $i = N - 1$  retard est calculé.

Toutes les valeurs de  $\Delta_{i,j}$  doivent être uniques dans chaque ligne c'est le critère définissant une séquence de Costas.



**Figure II-16** : Triangle de différence Costas 10

Le triangle de différence peut permettre à dériver facilement la fonction d'ambiguïté, ceci est indiqué par la Figure II.17. Cette fonction est construite en considérant chaque ligne (retard) dans le triangle de différence, et en plaçant un « 1 » dans la cellule de délai/Doppler correspondant à chaque  $\Delta_{i,j}$ .

10																			
9				1															
8		1			1								1						
7						1								1					
6						1	1				1	1							
5				1				1		1			1		1				
4			1		1			1		1	1							1	
3		1				1	1	1		1		1		1					
2			1		1		1	1		1	1	1					1		
1	1		1		1		1	1			1	1		1		1			
0									10										
-1		1		1		1	1			1	1		1		1			1	
-2		1				1	1	1		1	1		1		1				
-3				1		1		1		1	1	1						1	
-4	1						1	1		1			1		1				
-5			1		1			1		1				1					
-6						1	1				1	1							
-7				1								1							
-8					1								1			1			
-9														1					
-10																			
	-9	-8	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

Figure II-17 : Dérivation de la fonction d’ambiguïté du triangle de différence.

**II.9 Conclusion :**

Dans ce chapitre on a introduit l'analyse des signaux LPI par le biais de leur fonction d'ambiguïté (retard-Doppler), cette analyse est importante dans le but de comprendre les différentes propriétés des signaux CW, on a présenté les différents signaux LPI incluant la modulation de fréquence FMCW, et le code de Costas puis la modulation de phase telle que code de Frank et Barker. La densité spectrale puissance et la fonction périodique d'ambiguïté sont simulées sous MATLAB pour chaque forme d'onde pour mieux comprendre les comportements de chaque signal.



# CHAPITRE III

## TRAITEMENT A LA RECEPTION

### III Traitement à la réception :

#### III.1 Introduction :

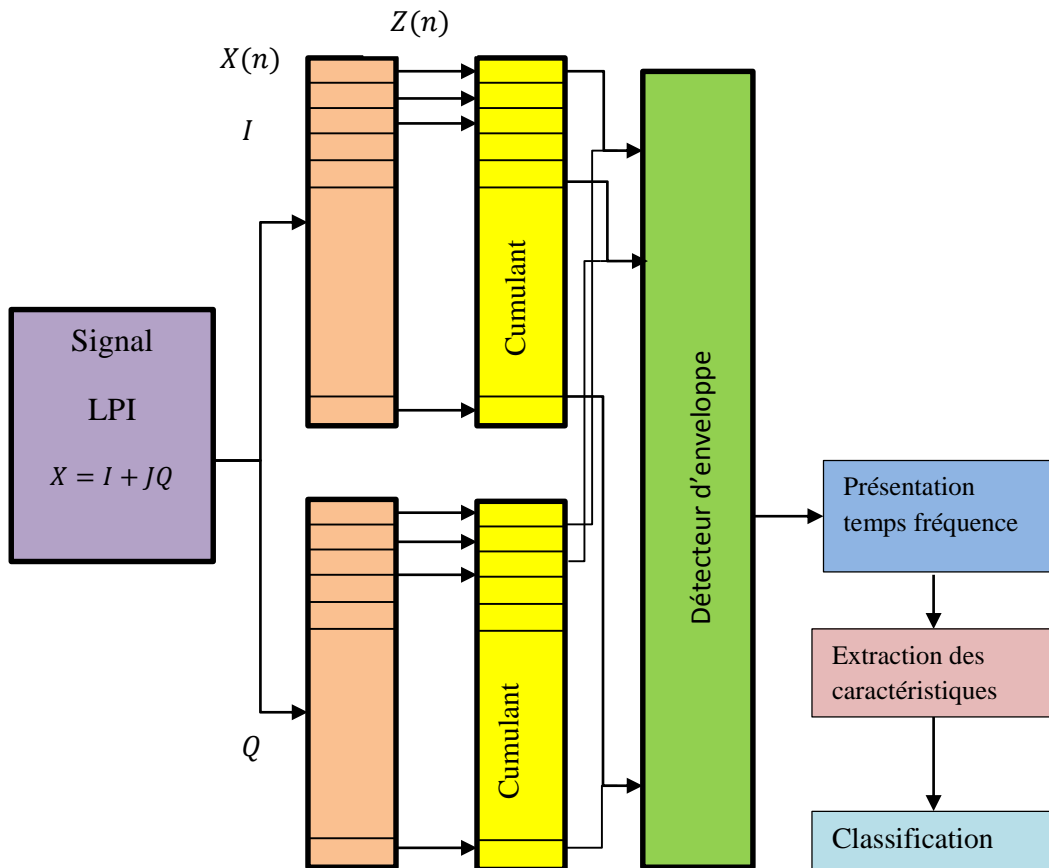
Aujourd'hui, un récepteur classique ne peut pas efficacement intercepter et analyser les signaux radars menaçant en raison des formes d'onde et des modulations multiples utilisées. Les récepteurs modernes doivent détecter, intercepter, analyser et classifier les signaux dans un environnement très complexe en présence du bruit, de l'interférence et des signaux multiples. Par conséquent, des signaux radars LPI sont particulièrement conçus afin de compliquer le procédé de détection pour obscurcir les fonctionnements radars.

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 toute ces paramètres mène à identifier correctement un signal. Beaucoup de techniques sont développées récemment pour détecter et analyser les signaux LPI, dont la plupart de ces techniques sont portées sur l'analyse temps-fréquence qui a beaucoup d'avantages par rapport à d'autres techniques.

Dans ce chapitre on va étudier une architecture de traitement de signal basée sur l'utilisation la transformée de Fourier à court terme (équivalent à un banc de filtres) améliorée par les statistiques d'ordre supérieur HOS. Un synoptique de cette approche temps-fréquence est présenté par la Figure III.1. Où le générateur de signaux radars LPI construit un signal d'entrée sous forme de I et de Q selon les formes obtenues à partir du chapitre précédent ; la batterie de filtres décompose le signal présenté en sous-bande étroite.

Un estimateur cumulatif de troisièmes ordres (corrélation triple) suit chaque sous filtre dans le but de supprimer le bruit gaussien additif ce qui revient à augmenter le rapport signal à bruit, puis extraire l'information due aux écarts de la Gaussianité tout en préservant la phase du signal inconnu. Les sorties de chaque filtre sont combinées en utilisant un détecteur d'enveloppe et l'analyse de la sortie de ce dernier utilisant une extraction appropriée, fournissent les caractéristiques nécessaires pour classifier les signaux. Certains des caractéristiques les plus importantes indiquées par le traitement des signaux sont le type de modulation (FMCW, code Polyphasé, code de Costas et code de PSK/FSK), fréquence porteuse, modulation, la largeur de bande, temps de modulation, codes de phase, etc.

Selon une autre approche, nous allons aussi présenter une technique d'analyse temps/fréquence pour mettre en évidence le comportement non stationnaire du signal, l'importance de cette analyse est qu'elle fournit une indication du temps spécifique correspondant à l'apparition des composantes fréquentielles du signal ; la technique qui sera présentée est la distribution de Wigner vile.



La TFCT  
équivalent un  
banc de  
filtres

**Figure III-1:** Banc de filtre avec HOS

### III.2 Filtres parallèles :

Le signal radar reçu à partir d'une cible mobile est affecté d'un décalage Doppler dépendant de la vitesse radiale ainsi que des paramètres radar. Ce décalage fréquentiel est donné par : [6]

$$f_d = \frac{2 \cdot V_r}{c} \cdot f_e \cdot T_s \quad (\text{III.1})$$

Où  $V_r$  est la vitesse radiale de la cible,  $f_e$  la fréquence d'émission radar et  $T_s$  le temps d'échantillonnage.

On note que la sortie du filtre adapté utilisé en réception est :

$$y(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u_k \cdot V_{k+m}^* \quad (\text{III.2})$$

Avec  $u$ ,  $v$  sont les signaux transmis et reçus respectivement.

A cause du décalage Doppler, le signal reçu peut être écrit :

$$V_n = u_n \cdot e^{j2\pi f_d n} \quad (\text{III.3})$$

Ce qui donne pour une séquence codée  $C_n$  :

$$y(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} c_k \cdot c_{k+m}^* \cdot e^{j2\pi f_d (k+m)} \quad (\text{III.4})$$

Avec  $m$  variant de  $-(N-1)$  à  $(N-1)$

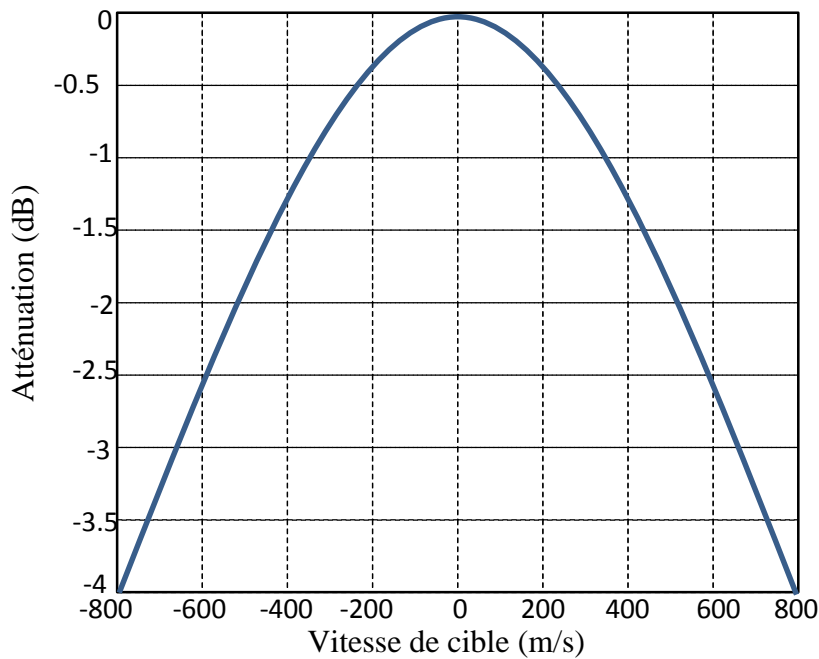
À la position du récepteur prise comme référence c'est-à-dire en  $m=0$ , on a :

$$y(0) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi f_d k} \quad (\text{III.5})$$

$y(0)$  Est l'atténuation de la sortie du filtre adapté causée par la vitesse radiale de la cible, le module de cette fonction est :

$$|y(0)| = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin\left(\frac{2\pi f_d N}{2}\right)}{\sin\left(\frac{2\pi f_d}{2}\right)} \right| \quad (\text{III.6})$$

Cette fonction est représentée par la figure (III- 2) pour les paramètres  $f_0= 9.5\text{GHz}$  et  $N =100$ .



**Figure III-2:** Atténuation causée par le Doppler

De cette figure on observe qu'une atténuation de 3dB est obtenue pour une vitesse radiale  $V_r$  de 750 m/s. Tandis que la vitesse radiale minimale pour laquelle l'atténuation est nulle est donnée par :

$$V_r = \frac{c}{2f_0 T_c N} \quad (\text{III.7})$$

Ce qui donne pour l'exemple précède une vitesse de 1759 m/s.

On observe que l'atténuation augmente si le terme du dénominateur de (III.6) croît ou aussi en augmentant la fréquence d'émission du radar ou la longueur du code utilisée  $N$ . Afin de surmonter ce problème d'atténuation une structure en filtre parallèle est proposée selon la figure (III.3) avec une représentation des bandes de fréquence donnée par la figure (III.4) où la bande totale est divisée sur  $N$  filtres Doppler.

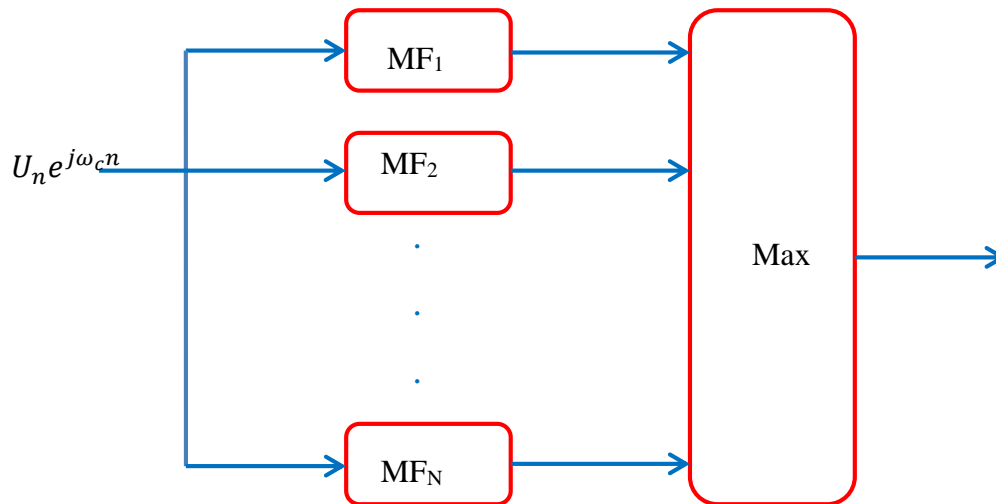


Figure III-3: Filtres parallèles

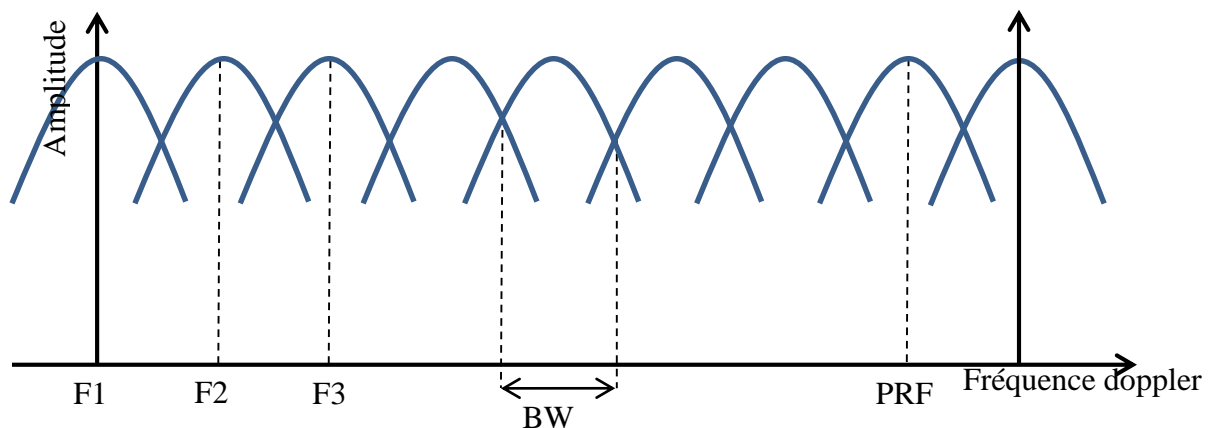


Figure III-4: Banc de filtre doppler

### III.3 Transformée de Fourier à court terme (TFCT) :

La limitation due au fait d'utiliser la transformée de Fourier pour les signaux non stationnaires étant un handicap, la solution la plus simple a été alors d'effectuer une analyse de Fourier non pas sur la totalité du signal, mais sur une portion du signal. Cette solution est connue sous le nom de transformation de Fourier à court terme (TFCT). L'idée de base est de décomposer le signal en petits segments supposés stationnaires et d'appliquer, sur chacune des sections, 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

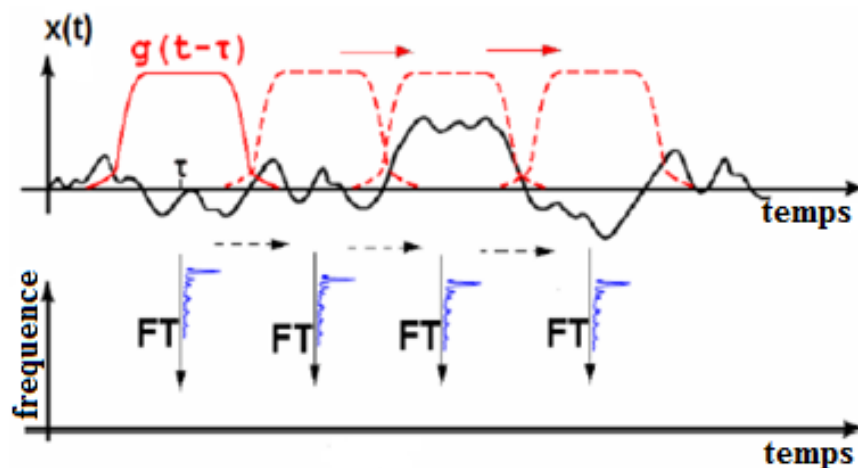
“locaux” indique alors comment le spectre varie au cours de temps. Ce concept est illustré par la figure (III.5).

La formule utilisée pour calculer la TFCT continue est :

$$G_x(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \cdot g(\tau - t) \cdot e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (\text{III.8})$$

Où  $x(\tau)$  est le signal,  $t$  représente le paramètre de localisation de la fenêtre  $g(\tau)$ .  $G_x(f, t)$  Correspond au spectre du signal  $x(\tau)$  autour de  $t$ . Pour obtenir la représentation spectrale autour de  $t$ , il suffit de déplacer par translation la fenêtre  $g$  et d'effectuer une transformation de Fourier sur le signal ainsi fenêtré. En pratique, on utilise le spectrogramme (Eq.III.9) qui est le module au carré de  $G_x(f, t)$ . 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 :

$$S_x(f, t) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \cdot g(\tau - t) \cdot e^{-j2\pi f\tau} d\tau \right|^2 \quad (\text{III.9})$$



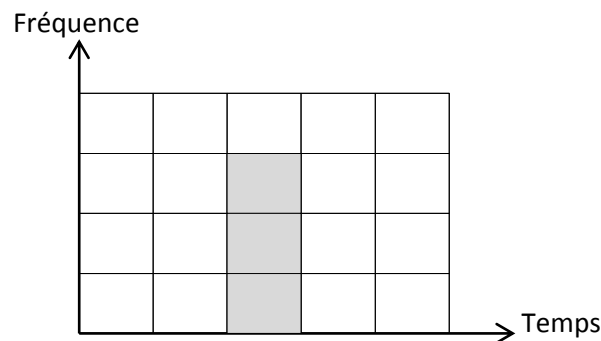
**Figure III-5** : Transformée de Fourier par fenêtre glissante

La discrétisation des expressions de la TFCT et du spectrogramme permet son implémentation sur des processeurs numériques. Ainsi, les expressions de la TFCT et du spectrogramme discrets sont respectivement :

$$G_x(k, f) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot g(n - k) \cdot e^{-i2\pi fn} \quad (\text{III.10})$$

$$S_x(k, f) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot g(n - k) \cdot e^{-i2\pi fn} \right|^2 \quad (\text{III.11})$$

La TFCT ou le spectrogramme considère implicitement un signal non stationnaire comme une succession de situations quasi stationnaires, à l'échelle de la fenêtre à court terme  $g$ . 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'obtenir 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 [7].



**Figure III-6:** Représentation de la résolution de la TFCT

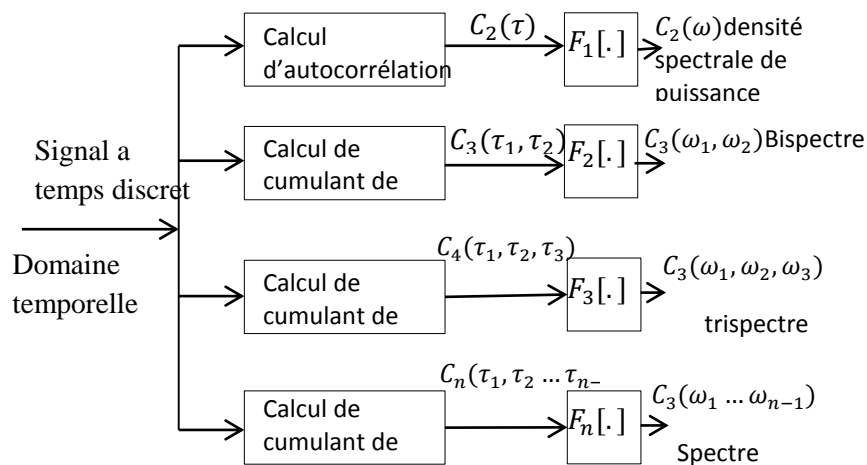
D'après cette figure, on constate que la transformation de Fourier à court terme offre des résolutions temporelles et fréquentielles identiques en tout point du plan temps-fréquence. On note que la TFCT est équivalente à l'utilisation d'un banc de filtres.



### III.4 Estimateurs d'ordre statistique supérieur (HOS) :

#### III.4.1 Introduction :

Récemment, HOS ont commencé à trouver de très larges applications dans différents domaines, tels que le sonar, radar, plasma, physique, biomédecine, et le traitement de données sismique, etc. Ces estimateurs sont bien connus sous le nom cumulant. Leur association avec la transformée de Fourier ou le banc de filtre ne permet pas d'avoir seulement l'information sur l'amplitude, mais également peut préserver l'information de phase dans un processus tout en augmentant dans certain cas le rapport signal à bruit [6].



**Figure III-7 :** Classification d'ordre supérieur d'un signal discret

Dans l'estimation de spectre de puissance, la transformée de Fourier de la corrélation supprime la relation de phase entre les composantes fréquentielles. L'information contenue dans le spectre de puissance est fondamentalement ce qui est présenté dans la séquence d'autocorrélation ; c'est suffisant pour la description statistique complète d'un signal gaussien. Cependant, il y a de vraies situations où nous devons voir au-delà du spectre de puissance d'un signal pour extraire l'information concernant la déviation à partir de la gaussianité et la présence des relations de phase, les signaux radar LPI sont des exemples d'une telle situation.

D'autre part, les cumulants, sont sans visibilité à n'importe quel genre de processus Gaussien. Les méthodes de Cumulant améliorent le SNR quand les signaux sont corrompus par un bruit gaussien.

L'une des plus importantes motivations pour l'utilisation des estimateurs d'ordre statistique supérieur (HOS) est basée sur la propriété que seulement pour les signaux gaussiens tous les cumulants d'ordre supérieur à deux sont nulles, si non dans le cas d'un signal non gaussien reçu avec un bruit gaussien additif, en le transformant aux cumulants d'ordre statistique supérieur élimine le bruit. Généralement le spectre des cumulants accroît le SNR dans lesquels la détection devient meilleure, pour l'estimation des paramètres ou même une reconstruction entière du signal. Or le plus grand inconvénient d'utiliser HOS est qu'il exige l'utilisation de séquences de données longue en comparant avec la corrélation.

L'idée derrière l'utilisation d'estimateurs d'ordre statistique supérieurs dans le traitement du signal radar est précisément proposée afin d'évaluer les avantages de cette méthode pendant la détection des signaux LPI en terme de réduction du bruit additif et d'augmentation du SNR dans le but d'extraire les paramètres requis pour une classification correcte.

#### III.4.2 Implémentation mathématique de HOS :

La sortie de chaque sous-filtre est suivie d'un estimateur de troisième ordre, une bonne approximation de ce dernier est donnée par :

$$\hat{c}_{3,z}(l_1, l_2; k) = \left[ \frac{1}{(s_2 - s_1 + 1)} \sum_{n=s_1}^{s_2} Z_k(n) Z_k(n + l_1) Z_k(n + l_2) \right] \quad (\text{III.12})$$

Où  $l_1$  et  $l_2$  sont les retards et

$$s_1 = \max\{k - K, k - K - l_1, k - K - l_2\}$$

$$s_2 = \min\{k + K, k + K - l_1, k + K - l_2\}$$

$$z_k(n) = \begin{cases} z(n)w(n - k) & k - K \leq n \leq k + K \\ 0 & \text{autre} \end{cases}$$

La largeur de la fenêtre  $w(n)$  dans l'équation ci dessus est  $2K + 1$  dans cette implémentation  $K = 2$ .

Les estimateurs  $\hat{c}_3(l_1, l_2; k)$  sont réduits aux fonctions (1-D) unidimensionnelles. Ces  $\hat{c}_3(l, l; k)$  sont des fonctions très adaptées à la détection, car la diagonale de ces cumulants représente l'information utile, alors que la complexité en calcul est modeste. Cependant, les cumulants diminueront rapidement avec l'augmentation de  $l$ . Ainsi pour chaque bande de fréquence, la fonction non linéaire [14] :

$$\rho_{3,i}(k) = \hat{c}_3(0,0;k) - \hat{c}_3(-1,1;k) \quad (\text{III.13})$$

est utilisée pour la détection des paramètres du signal LPI, elle peut être développée comme suit :

$$\rho_{3,i}(k) = \left(\frac{1}{2K+1}\right) \sum_n (s_{ik}(n) + v_{ik}(n))^3 - \left(\frac{1}{2K+1}\right) \sum_n (s_{ik}(n) + v_{ik}(n)) * s_{ik}((n-1) + v_{ik}(n-1))((v_{ik}(n+1))) \quad (\text{III.14})$$

$$\begin{aligned} \rho_{3,i}(k) &= \left(\frac{1}{2K+1}\right) \left( \sum_n (s_{ik}(n) + v_{ik}(n))^3 \right. \\ &- \sum_n (s_{ik}(n)s_{ik}(n-1)s_{ik}(n+1) + s_{ik}(n)s_{ik}(n-1)v_{ik}(n+1) \\ &+ s_{ik}(n)v_{ik}(n-1)s_{ik}(n+1) + s_{ik}(n)v_{ik}(n-1)v_{ik}(n+1) \\ &+ V_{ik}(n)s_{ik}(n-1)s_{ik}(n+1) + V_{ik}(n)s_{ik}(n-1)v_{ik}(n+1) \\ &\left. + V_{ik}(n)v_{ik}(n-1)s_{ik}(n+1) + V_{ik}(n)v_{ik}(n-1)v_{ik}(n+1)) \right) \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

Afin de séparer les termes communs, nous pouvons écrire l'équation précédente comme [6] :

$$\begin{aligned} \rho_{3,i}(k) &= \left(\frac{1}{2K+1}\right) \left( \sum_n (s_{ik}^3(n) + v_{ik}^3(n) + 3s_{ik}^2(n)v_{ik}^2(n) + 3s_{ik}(n)v_{ik}^2(n)) \right. \\ &- \sum_n (s_{ik}(n)s_{ik}(n-1)s_{ik}(n+1) + s_{ik}(n)s_{ik}(n-1)v_{ik}(n+1) \\ &+ s_{ik}(n)v_{ik}(n-1)s_{ik}(n+1) + s_{ik}(n)v_{ik}(n-1)v_{ik}(n+1) \\ &+ V_{ik}(n)s_{ik}(n-1)s_{ik}(n+1) + V_{ik}(n)s_{ik}(n-1)v_{ik}(n+1) \\ &\left. + V_{ik}(n)v_{ik}(n-1)s_{ik}(n+1) + V_{ik}(n)v_{ik}(n-1)v_{ik}(1)) \right) \end{aligned} \quad (\text{III.16})$$

$$\begin{aligned} \rho_{3,i}(k) &= \left(\frac{1}{2K+1}\right) \left( \sum_n (s_{ik}^3(n) + v_{ik}^3(n) - s_{ik}(n)s_{ik}(n-1)s_{ik}(n+1) \right. \\ &\left. - V_{ik}(n)v_{ik}(n-1)v_{ik}(n+1)) + \text{termes communs} \right) \end{aligned} \quad (\text{III.17})$$

Maintenant, l'expression pour  $\rho_{3,i}(k)$  peut-être dérivée comme une fonction de troisième ordre sans avoir les harmoniques de troisième ordre, la partie en phase du filtre est :

$$z_k^c(n) = A \cos(\omega_i n + \psi_i) \quad K - k \leq n \leq k + K \quad (\text{III.18})$$

Donc :

$$\widehat{C}_3^c(0,0;k) = \sum_{n=k-K}^{k+K} z_3^{c^3}(n) = \left(\frac{A^3}{4}\right) \sum_{n=k-K}^{k+K} [\cos 3(\omega_i n + \psi_i) + 3 \cos(\omega_i n + \psi_i)] \quad (\text{III.19})$$

Et

$$\begin{aligned} \widehat{C}_3^c(-1,1;k) &= \sum_{n=k-K}^{k+K} z_k^{c^3}(n) z_k^{c^3}(n-1) z_k^{c^3}(n+1) \\ &= \left(\frac{A^3}{4}\right) \sum_{n=k-K}^{k+K} (\cos(\omega_i n + \psi_i) + \cos 3(\omega_i n + \psi_i) + 2 \cos 2\omega_i \cos(\omega_i n + \psi_i)) \end{aligned} \quad (\text{III.20})$$

De même méthode, si la sortie sinus du banc de filtre sera :

$$z_k^s(n) = A \sin(\omega_i n + \psi_i) \quad K - k \leq n \leq k + K \quad (\text{III.21})$$

D'où :

$$\widehat{C}_3^s(0,0;k) = \sum_{n=k-K}^{k+K} z_3^{s^3}(n) = \left(\frac{A^3}{4}\right) \sum_{n=k-K}^{k+K} [3 \sin(\omega_i n + \psi_i) - \sin 3(\omega_i n + \psi_i)] \quad (\text{III.22})$$

$$\begin{aligned} \widehat{C}_3^s(-1,1;k) &= \sum_{n=k-K}^{k+K} z_k^s(n) z_k^s(n-1) z_k^s(n+1) \\ &= \left(\frac{A^3}{4}\right) \sum_{n=k-K}^{k+K} (\sin(\omega_i n + \psi_i) + \sin 3(\omega_i n + \psi_i) + 2 \cos 2\omega_i \sin(\omega_i n + \psi_i)) \end{aligned} \quad (\text{III.23})$$

Utilisant (III, 19), (III, 20), (III, 22) et (III, 23) l'expression complexe de  $\rho_{3,i}(k)$  devient :

$$\begin{aligned}
 \rho_{3,i}(k) &= C_3^c(0,0;k) + jC_3^s(0,0;k) - [C_3^c(-1,1;k) + jC_3^s(-1,1;k)] \\
 &= \frac{A^3}{4} \sum_{n=k-K}^{k+K} [e^{-j3(\omega_i n + \psi_i)} + 3e^{-j3(\omega_i n + \psi_i)}] - \frac{A^3}{4} \sum_{n=k-K}^{k+K} [e^{j(\omega_i n + \psi_i)} + e^{-j3(\omega_i n + \psi_i)}] \\
 &\quad + 2 \cos 2\omega_i e^{j(\omega_i n + \psi_i)} \\
 &= \frac{A^3}{4} \sum_{n=k-K}^{k+K} 2(1 - \cos 2\omega_i) e^{j(\omega_i n + \psi_i)} \\
 &= \frac{A^3}{4} \sum_{n=k-K}^{k+K} \sin^2 \omega_i e^{j(\omega_i n + \psi_i)}
 \end{aligned} \tag{III.24}$$

### III.4.3 Distribution d'énergie :

Différemment aux 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. [15]

$$E_x = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |X(f)|^2 df \tag{III.25}$$

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

Soit  $\rho_x t$ , une distribution d'énergie dans le plan temps-fréquence telle que :

$$\begin{aligned}
 E_x &= \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |X(f)|^2 df \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \rho_x(t, f) dt df
 \end{aligned} \tag{III.26}$$

Cette distribution d'énergie dans le plan temps-fréquence est telle que :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \rho_x(t, f) dt = |X(f)|^2 \quad (\text{III.27})$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \rho_x(t, f) df = |x(t)|^2 \quad (\text{III.28})$$

Avec ces équations (III.27) et (III.28), 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.

### III.5 La distribution de Wigner-ville (DWV) :

Une distribution d'énergie temps-fréquence, particulièrement intéressante, est la transformée de Wigner-Ville qui fournit une décomposition temps fréquence sans aucune restriction sur les résolutions temporelles et fréquentielles. Elle est tout à fait adaptée à l'analyse des signaux non stationnaires puisqu'elle ne nécessite pas d'hypothèses sur le signal lui-même.

La distribution de Wigner a été notée en tant qu'une des techniques plus utiles d'analyse de temps-fréquence pour le traitement des signaux [7].

#### III.5.1 Formulation :

La distribution de Wigner d'un signal d'entrée continu  $X(t)$  est défini par :

$$W(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (\text{III.29})$$

Où  $t$  est la variable de temps et le  $\omega$  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 [8].

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

$$W(l, \omega) = 2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(l+n)x^*(l-n) e^{-j2\omega n} \quad (\text{III.30})$$

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

$$W(l, \omega) = 2 \sum_{n=-N}^{N-1} x(l+n)x^*(l-n) w(n)w(-n)e^{-j2\omega n} \quad (\text{III.31})$$

Où  $x(l)$  est un signal d'entrée discret avec  $l$  de  $-\infty$  a  $+\infty$ ,  $w(n)$  une fonction de fenêtre de longueur  $2N$  avec  $w(0) = 1$ . Ici  $N$  doit être aussi grande 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 un le WD devient :

$$W(l, \omega) = 2 \sum_{n=-N}^{N-1} x(l+n)x^*(l-n) w e^{-j2\omega n} \quad (\text{III.32})$$

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

$$f_i(n) = x(l+n)x^*(l-n) \quad (\text{III.33})$$

La formule devient :

$$W(l, \omega) = 2 \sum_{n=-N}^{N-1} f_i(n) e^{-j2\omega n} \quad (\text{III.34})$$

Où la variable de fréquence continue  $\omega$  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 :

$$f_l(n) = f_l^*(-n) \quad (\text{III.35})$$

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

L'équation (III.34) de la distribution Wigner ville devient :

$$W\left(l, \frac{\pi k}{2N}\right) = 2 \sum_{n=-N}^{N-1} f_l(n) e^{-j2\frac{\pi k}{2N}n} \quad (\text{III.36})$$

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

$$W\left(l, \frac{\pi k}{2N}\right) = 2 \sum_{n=0}^{2N-1} f'_l(n) e^{-j2\frac{\pi k}{2N}n} \quad (\text{III.37})$$

Noter que dans l'eq (III.37) la fonction de kernel a été changée en  $f'_l(n)$  où :

$$f'_l(n) = \begin{cases} f_l(n) , & 0 \leq n \leq N - 1 \\ 0 , & n = N \\ f_l(n - 2N), & N + 1 \leq n \leq 2N - 1 \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

Le résultat du DWV est :

$$W(l, \omega) = 2 \sum_{n=0}^{2N-1} f'_l(n) e^{-j2\omega n} \quad (\text{III.39})$$

$$W(l, k) = 2 \sum_{n=0}^{2N-1} f'_l(n) e^{-j\frac{\pi k}{N}n} \quad (\text{III.40})$$

L'équation (III.40) est le résultat final du DWV.



### III.5.2 Pseudo transformée de Wigner-Ville (TPWV) :

La transformation de Wigner-Ville peut être améliorée par filtrage, l'idée consiste à N'effectuer l'étude que sur un seul paramètre du signal à travers une fenêtre de durée fixe et finie, dans ce cas, on définit la pseudo-distribution de Wigner-Ville donnée par :

$$PW_x(t, w) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \cdot x\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-jw\tau} dt d\tau \quad (\text{III.41})$$

$h(\tau)$ : 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.

### III.6 Simulations et résultats :

Nos simulations sont divisées en deux parties, la première concerne l'identification des signaux LPI en utilisant un banc de filtre parallèle suivi d'évaluation de cumulant d'ordre trois ; la simulation de Wigner-Ville est réalisée en deuxième étape. Dans les deux cas, on s'intéresse aux signaux suivant : BPSK codé en Barker, FMCW, Frank et finalement Costas. Ces signaux sont évalués selon les paramètres suivants :

<b>Caractéristiques</b>	
<b>Paramètres</b>	<b>Valeurs</b>
Fréquence porteuse	1 kHz
Fréquence d'échantillonnage	7 kHz
SNR	-5 dB
<b>Barker</b>	
Nombre de bit	7 bits
Nombre de cycle par bits	05
Période de modulation	35 ms
Bande de modulation	200 Hz
<b>FMCW</b>	
Bande de modulation	500 Hz
Période de modulation	010 ms
<b>Frank</b>	
Nombre de phases	16
Nombre de cycles par phase	05
Période de modulation	80 ms
Bande de modulation	200 Hz
<b>Costas</b>	
Séquence	4-7-1-6-5-2-3
Fréquence d'échantillonnage	1.5 kHz
Cycle par fréquence	10
Période de modulation	70 ms
Bande de modulation	6000 Hz

**Tableau III-1** : Paramètres de simulations

A ces paramètres s'ajoute la bande élémentaire d'un filtre 'i' donnée par :

$$B = \frac{f_s}{2L} \quad (III.42)$$

Où L le nombre de filtres utilisés qui est dans notre cas 32, donc :

$$B = \frac{f_s}{2L} = \frac{7000}{2.32} = 109.375 \text{ Hz}$$

$$t_c = \frac{(\text{cycles/bites})(\text{nombre de bites Barker})}{f_c} = \frac{5 * 7}{1000} = 35 \text{ ms}$$

$$B = \frac{f_c}{\text{cycles/bits}} = \frac{1000}{5} = 200 \text{ Hz}$$

- **Cas I : BPSK codé en Barker 7 bits ,5 cycles par bit :**

La figure (III.8.a) présente la réponse du banc des filtres parallèles, où le signal d'entrée est divisé en plusieurs fréquences pour construire une représentation temps-fréquence complète. Tandis que la figure (III.8.b) montre le résultat après traitement des cumulants d'ordre trois, ces deux figures sont obtenues en absence du bruit, par conséquent l'utilisation du banc de filtres a permis d'obtenir les paramètres du signal principalement la fréquence porteuse  $f_c=1000$  Hz et la période du code Barker utilisée, en ajoutant le traitement HOS en amont on observe une légère dégradation du signal, car dans ce cas le bruit gaussien est absent, contrairement aux figures (III.9.a et b) où on présente les deux simulations en présence d'un bruit gaussien correspondant à un SNR de -5 dB.

Dans cette situation, le résultat d'utilisation du banc de filtres est donné par la figure (III.9.a), où une bonne description du comportement temps-fréquence est obtenue, mais perturbée par l'apparition d'une quantité de bruit importante ce qui rend difficile l'obtention des paramètres du signal. En figure (III.9.b), la méthode HOS est appliquée on observe bien l'amélioration apportée, les paramètres du signal sont encore plus discernables ce qui confirme l'efficacité du cumulants du troisième ordre dans la suppression du bruit.

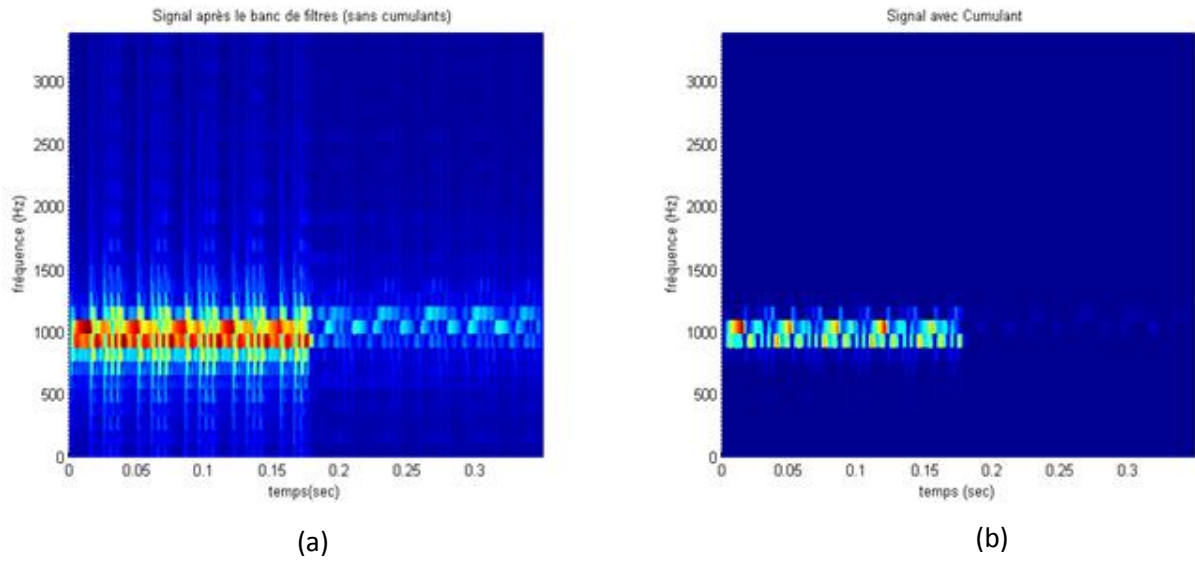


Figure III-8: BPSK après banc de filtres sans et avec HOS

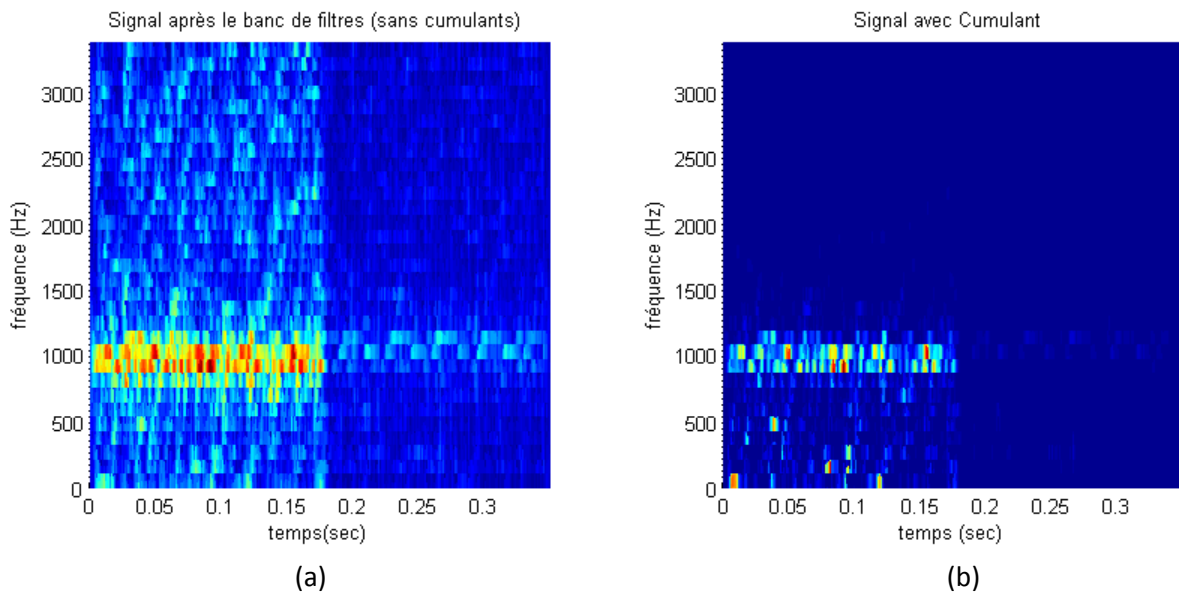


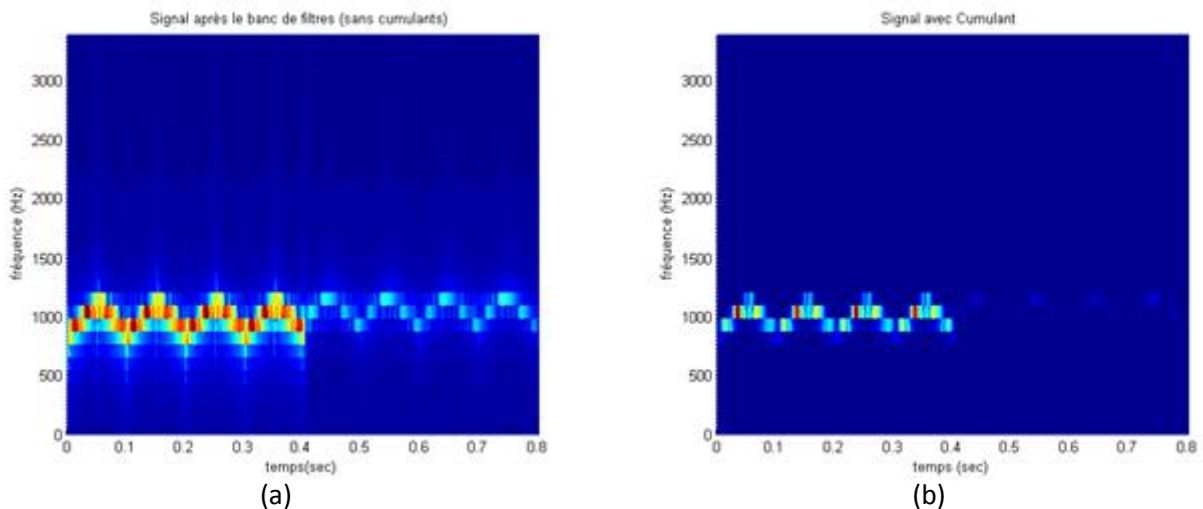
Figure III-9: BPSK SNR= -5dB après banc de filtres sans et avec HOS

- **Cas II : FMCW :  $\Delta F=500$  Hz,  $t_m=20$  ms :**

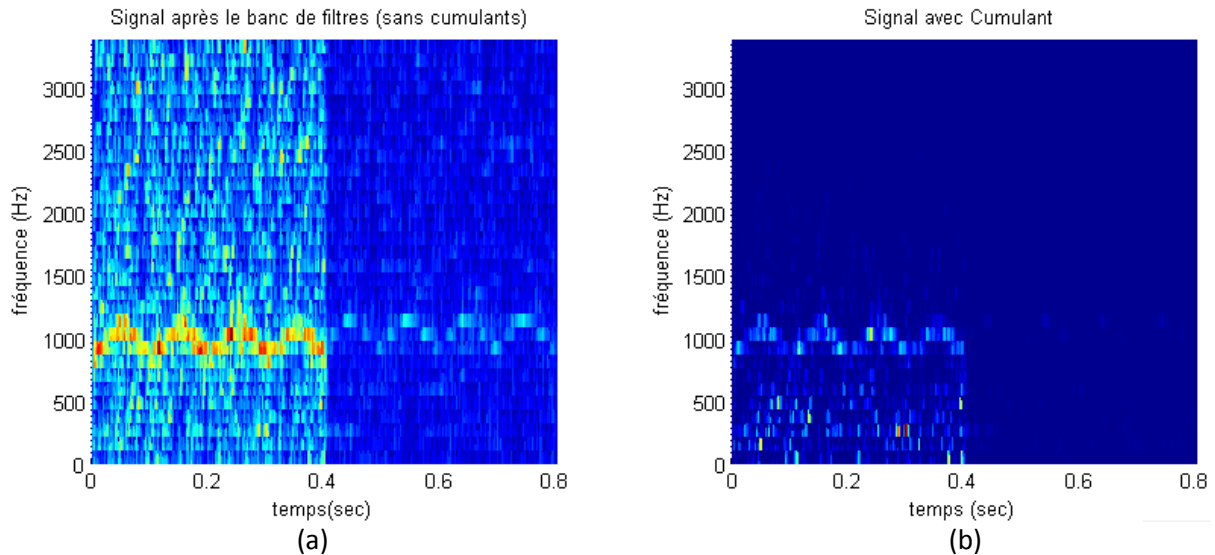
Nous avons simulé le cas du signal FMCW de modulation triangulaire de fréquence porteuse 1000 Hz et sous une bande de 500 Hz, le but dans ce cas est d'analyser le changement de la bande du signal en comparant avec le cas précédent.

En absence du bruit, les deux figures (III.10.a et b) sont obtenues, la première correspond à la réponse du banc de filtres où on observe une parfaite représentation temps-fréquence, on peut facilement identifier la fréquence porteuse de 1KHz, la période T de 20 ms ainsi que la bande de modulation de 500 Hz. En utilisant le cumulants après filtrage une nette amélioration est obtenue.

Mais le vrai avantage de HOS est obtenu en présence du bruit, par conséquent les deux figures (III.11.a et b) sont obtenues pour SNR=-5dB. Par comparaison, on observe qu'une partie importante du bruit est éliminée et les paramètres du signal sont identifiables, à ce niveau de SNR, on constate l'apparition de fréquences supplémentaires basses.



**Figure III-10:** FMCW après banc de filtres sans et avec HOS



**Figure III-11:** FMCW SNR= -5dB après banc de filtres sans et avec HOS

- **Cas III : Frank avec nombre de phases =16, cycles par phase =5**

Un autre signal est examiné, c'est celui codé par code de Frank. Dans ce cas le signal possède une amplitude constante, sa fréquence est modulée en phase par code de Frank de 16 valeurs et de 5 cycles par phase ce qui donne, une période du code :

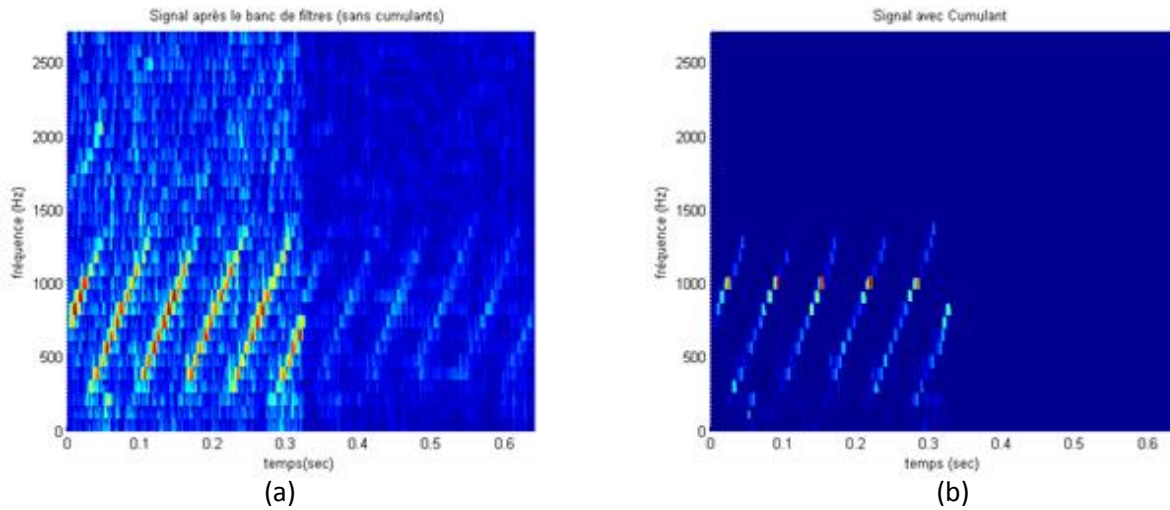
$$t_c = \frac{(\text{cycles/phases})(N^2)}{f_c} = \frac{5 * 16}{1000} = 80 \text{ ms}$$

Et une bande du signal qui dépend du nombre de cycles par phase :

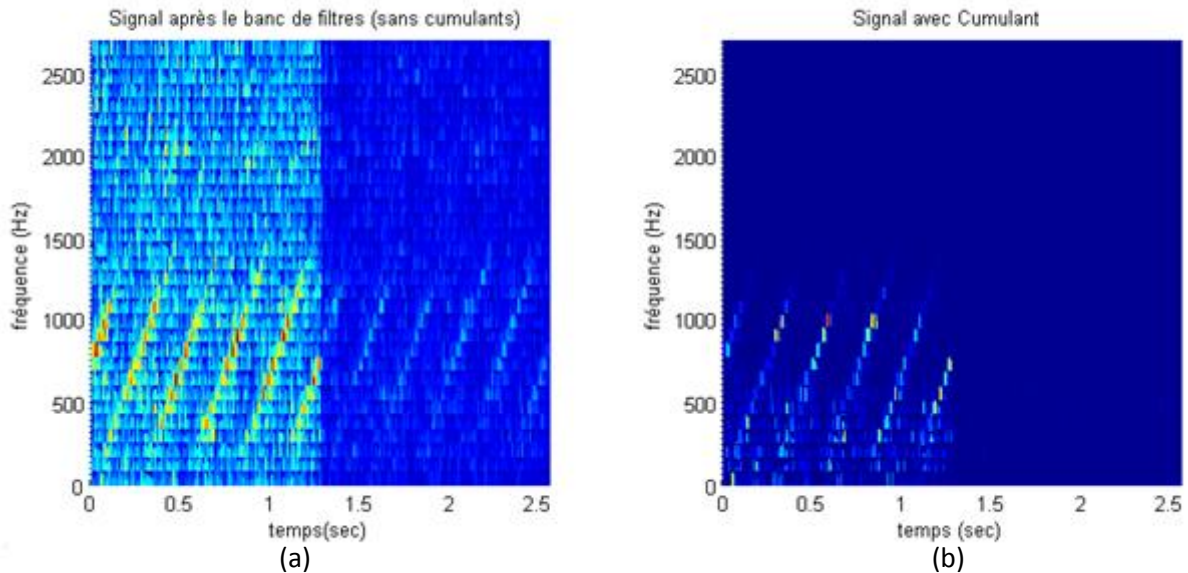
$$B = \frac{f_c}{\text{cycles par phase}} = \frac{1000}{5} = 200 \text{ Hz}$$

Les simulations réalisées sans bruit ont permis d'avoir les deux figures (III.12.a et b), la première correspond au banc de filtres, ce dernier permet encore une fois d'avoir une bonne présentation temps-fréquence, résultat nettement amélioré par l'utilisation de cumulant telles que représentées par la figure (III.12. b), on constate que la fréquence porteuse, la période du code, sa bande et le nombre de cycles par phase sont discernables.

En présence du bruit avec  $SNR = -5$  dB, la figure (III.13.a et b) présente les résultats obtenus sans et avec l'utilisation de cumulants respectivement. La quantité de bruit observée après banc de filtres est énormément réduite après l'utilisation du traitement HOS. A ce niveau de  $SNR$  on constate que les paramètres du signal sont récupérables, tels que la fréquence porteuse de 1KHz, la période du code de 80ms ainsi que la bande qui est approximativement 200 Hz.



**Figure III-12:** Frank après banc de filtres sans et avec HOS



**Figure III-13:** Frank  $SNR = -5$ dB après banc de filtres sans et avec HOS

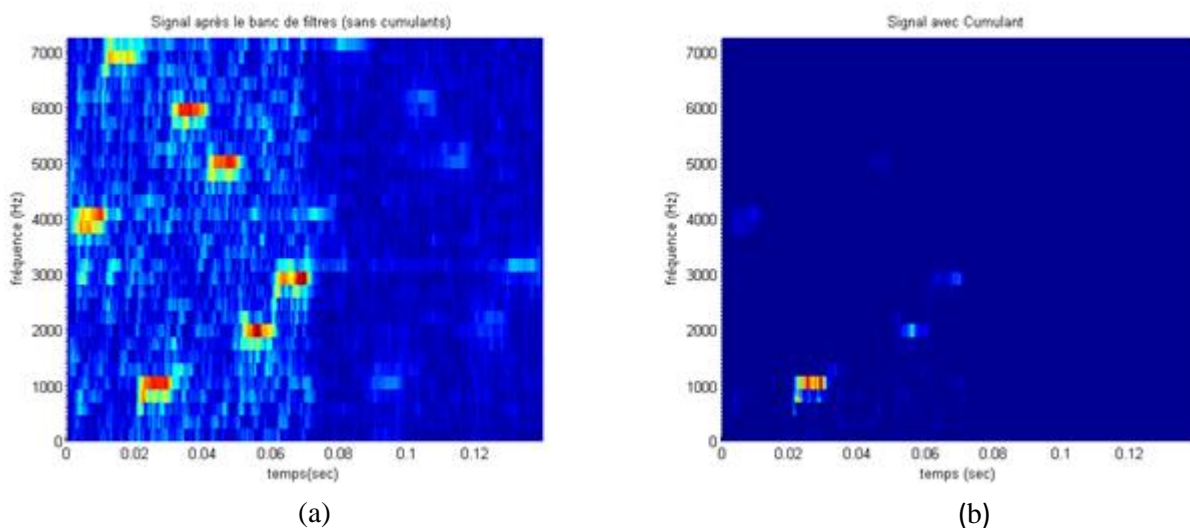
- **Cas IV : Séquence de Costas (4 7 1 6 5 2 3), cycles par fréquence =10, la bande = 6000 Hz, période de modulation = 70 ms.**

Le dernier signal étudié est celui de Costas, il s'agit d'un signal modulé par saut de fréquence choisie d'un ensemble de 'm' composantes chacune pendant un segment temporel attribué de durée 'T' pendant 'n' intervalles. Dans notre cas la séquence sélectionnée est de (4 7 1 6 5 2 3) sous une fréquence d'échantillonnage de 1.5 kHz pendant un temps de 10ms, la période du code est 70ms et finalement une bande de 5 kHz. Suite à ces paramètres la bande de fréquence de chaque filtre en utilisant 64 filtres est de :

$$B = \frac{f_s}{2L} = \frac{15000}{2.64} = 117.6 \text{ Hz}$$

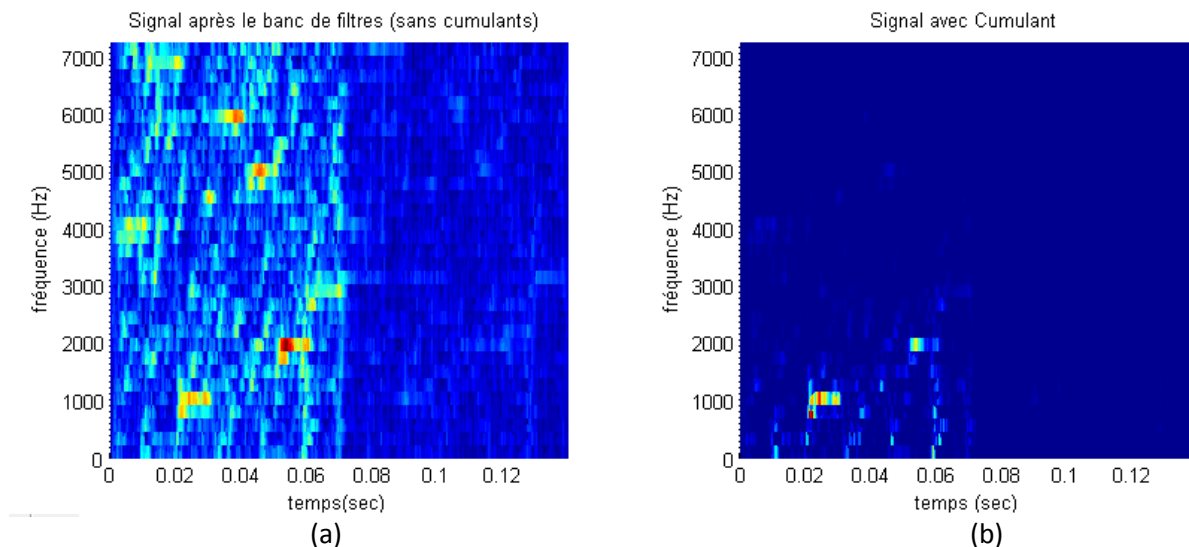
Les résultats obtenus sans bruit sont illustrés par les deux figures (III.14.a et b), où on remarque que les séquences de Costas sont observables dans le cas du banc de filtre sans cumulant, une fois ce dernier est utilisé, on observe une légère dégradation de la représentation, mais en effectuant un zoom sur la figure, on peut confirmer l'obtention des paramètres exactement, on relève les fréquences de Costas (4 7 1 6 5 2 3) kHz, la période du code de 70ms, le temps de transmission de chaque fréquence de 10ms et finalement une bande de 6kHz.

En présence de bruit avec SNR=-5 dB, La figure (III.15.a et b) montre les résultats obtenus, de même, l'effet de cumulant réduit le bruit d'une façon importante et les paramètres du signal sont clairement distinguables.



**Figure III-14:** Costas après banc de filtres sans et avec HOS





**Figure III-15:** Costas SNR= -5dB après banc de filtres sans et avec HOS

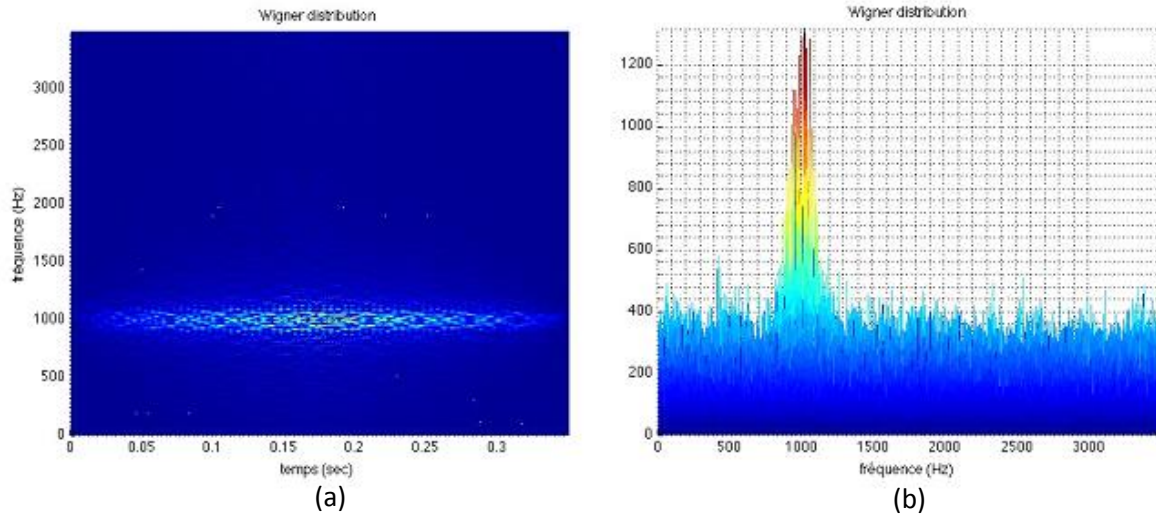
### III.7 Simulations et résultats pour Wigner-Ville :

Dans ce qui suit, nous allons simuler la transformée temps-fréquence de Wigner-ville pour l'ensemble des signaux déjà présentés. De même, le premier signal traité est le signal BPSK codé par un code Barker de 7 bits selon les mêmes paramètres exposés au tableau (III-1) puis le signal FMCW, Frank et en dernier Costas.

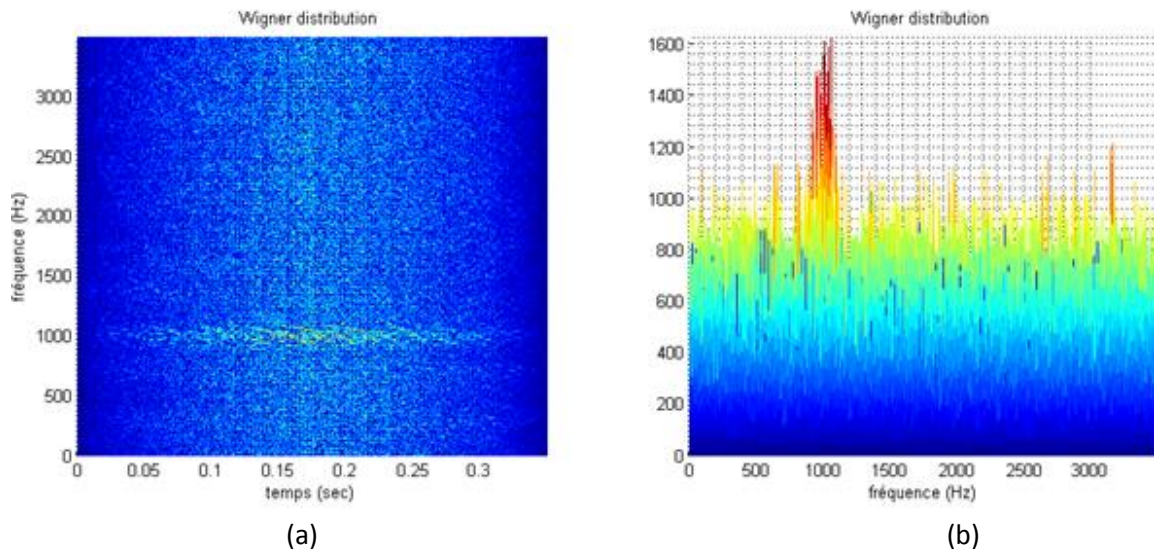
- **Cas I : BPSK codé en Barker 7 bits ,5 cycles par bit :**

La simulation réalisée pour un signal BPSK codé en Barker sans bruit a permis l'obtention de la figure (III.16.a et b) représentant le signal en temps et fréquence pour (a) et en fréquence pour (b). On observe clairement la valeur de la fréquence porteuse utilisée qui est de 1KHz. La distribution de Wigner-Ville permet aussi d'identifier la bande du signal ; sur la figure (b) on observe l'apparition de 14 pics ce qui correspond  $2 \times 7$  la longueur du code de Barker utilisé.

En introduisant un bruit de rapport SNR=-5dB, on obtient les résultats illustrés par la figure (III.17.a et b) une dégradation importante de la distribution se manifeste, est les paramètres sont difficilement recouvrables. Par conséquent, à SNR faible la récupération du signal codé en Barker devient difficile.



**Figure III-16: DWV pour un signal BPSK**



**Figure III-17: DWV pour un signal BPSK avec SNR -5dB**

- **Cas II : FMCW :  $\Delta F=250$  Hz,  $t_m=20$  ms :**

Pour le signal FMCW simulé avec les paramètres précédents, on a obtenu les résultats illustrés par les figures (III.18.a et b) et (III.19.a et b), où la première est sans bruit tandis que la deuxième pour un bruit avec SNR=-5dB. On observe pour le premier cas une identification facile des différents paramètres, on note la fréquence porteuse de 1KHz, une bande de 250Hz et une période de modulation de 20ms.

Dans le deuxième cas, SNR=-5dB, une dégradation importante est observée, ce qui confirme que la distribution de Wigner-Ville est plus efficace pour des SNR faibles.

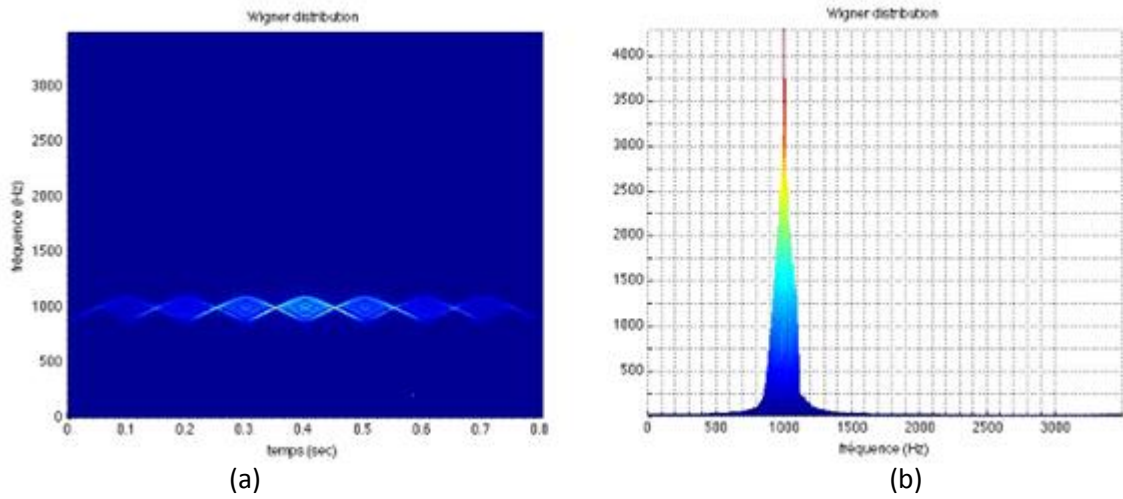


Figure III-18: DWV pour un signal FMCW

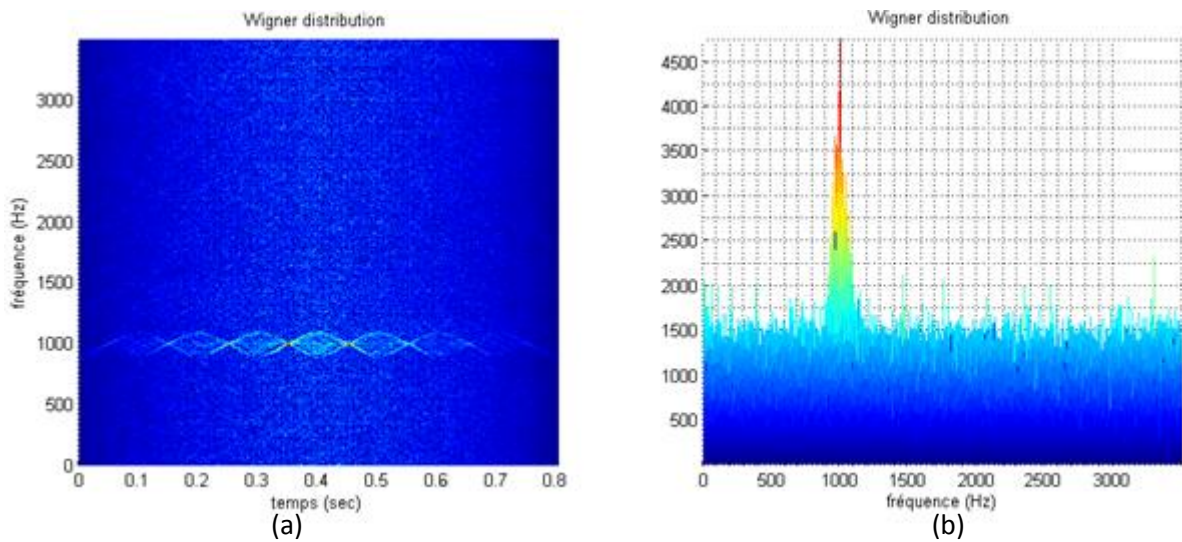
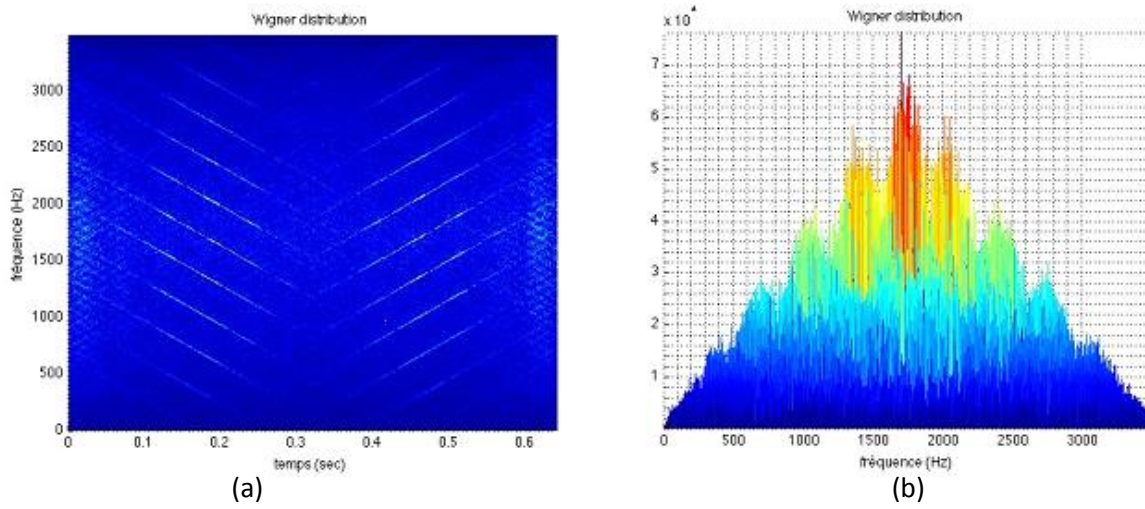


Figure III-19: DWV pour un signal FMCW avec SNR -5dB

- **Cas III : Frank avec nombre de phases =16, cycles par phase =5**

En ce qui concerne le signal codé en fréquence par un code de Frank, l'utilisation de Wigner-ville permet d'obtenir les résultats montrés par les figures (III.20.a et b) et (III.21.a et b), de même pour le cas sans bruit et celui avec un bruit de SNR=-5dB. Les paramètres suivants sont identifiables : une fréquence porteuse de 1KHz, une bande mesurée de 200 Hz.



**Figure III-20:** DWV pour un signal codé en Frank.

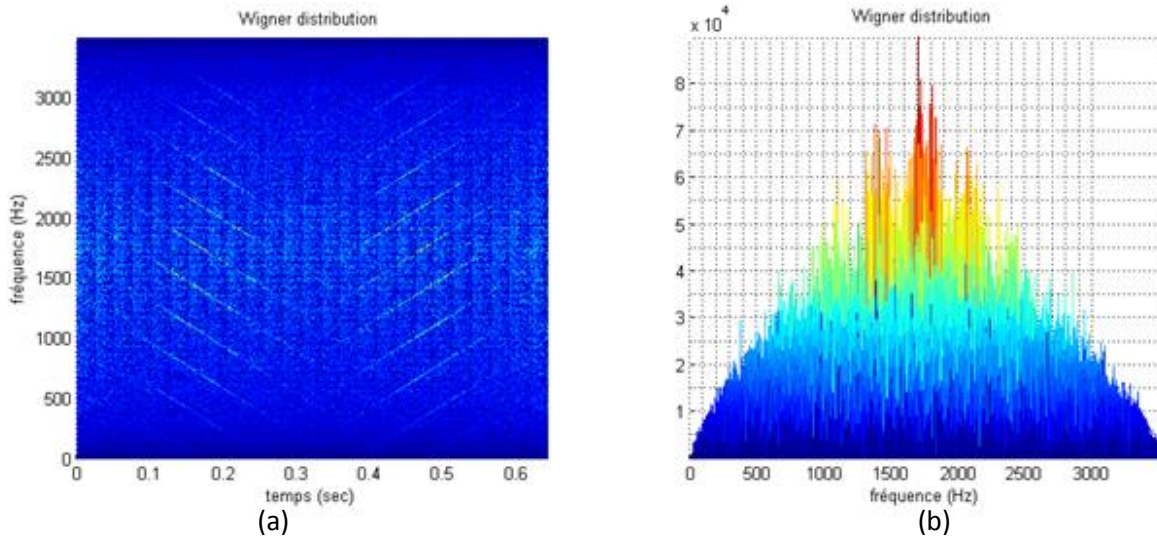


Figure III-21: DWV pour un signal codé en Frank avec SNR=-5dB.

- **Cas IV : Séquence de Costas (4 7 1 6 5 2 3), cycles par fréquence =10, la bande = 6000 Hz, période de modulation = 70 ms.**

Finalement un signal codé en Costas est traité avec les paramètres précédants, les résultats obtenus sont illustrés par les figures (III.23.a et b) et (III.23.a et b), on observe bien que les différentes fréquences se manifestent dans l'ordre de leur apparition temporelle de plus, sur la première figure (b) on remarque que les fréquences sont clairement représentées par des pics correspondant à la séquence (4 7 1 6 5 2 3). Une dégradation importante est soulevée en cas ou SNR=-5dB.

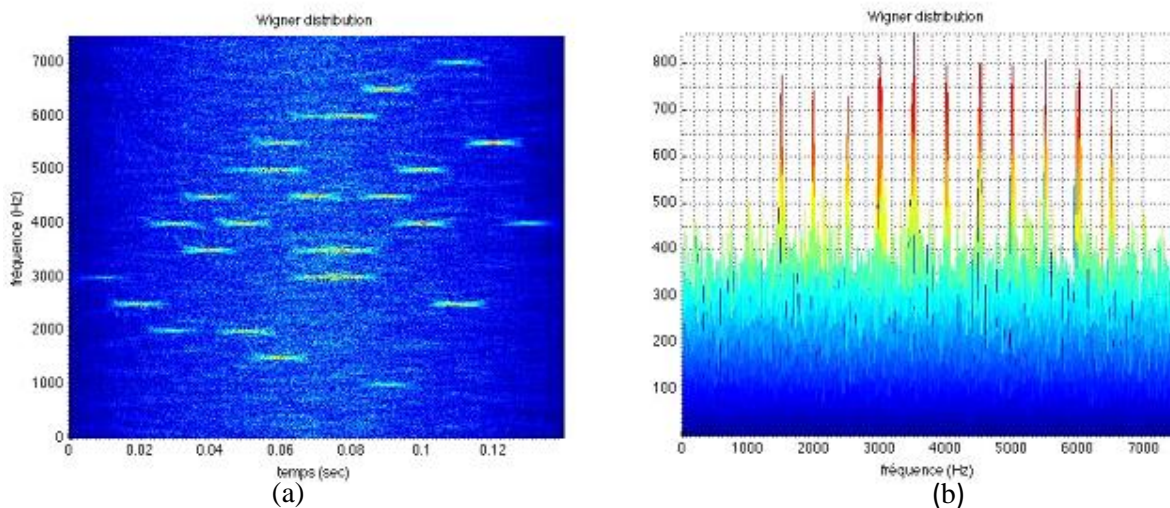
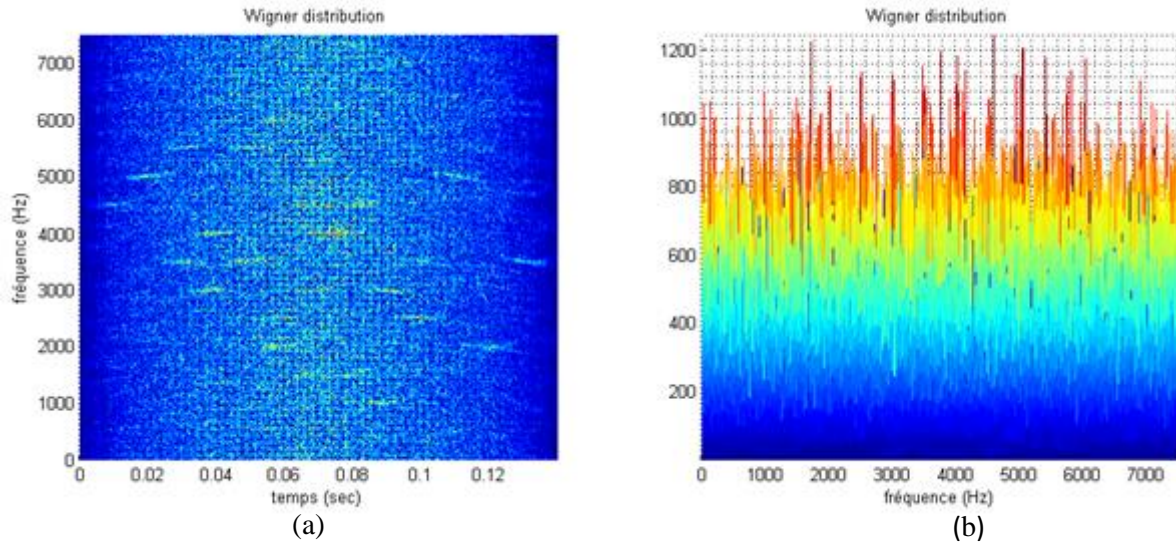


Figure III-22: DWV pour un signal codé en Costas.



**Figure III-23:** DWV pour un signal codé en Costas avec SNR=-5dB

### III.8 Conclusion :

Dans ce chapitre on a réalisé l'identification des paramètres des signaux LPI reçus par le biais de deux méthodes, la première correspond à l'utilisation d'un banc de filtres amélioré par l'utilisation des statistiques d'ordre supérieure ; cette dernière améliore le rapport signal à bruit en réduisant le bruit gaussien. Les résultats obtenus montrent bien l'efficacité de cette méthode.

En deuxième étape, c'est la simulation de la distribution de Wigner ville où à montrer aussi l'efficacité de cette méthode en cas des signaux LPI traités ; les paramètres sont identifiés correctement.

# CONCLUSION GENERALE

## Conclusion générale :

Dans le passé, beaucoup de types de radar ont été conçus pour transmettre l'impulsion de courte durée relativement à la puissance crête élevée, de réduire toutes les pertes de propagation des ondes électromagnétiques et, en même temps, de garantir la réflexion d'onde de la cible. Plus tard, pour des applications militaires, il est devenu important de traiter des problèmes comme des chaffs et les brouillages. Cela a diminué la capacité de ces radars, limitant leur utilisation sur les champs de bataille.

Aujourd'hui, les concepteurs de radar considèrent des nouvelles formes d'onde qui peuvent fournir les mêmes capacités de la détection des cibles ; mais qui devraient être en même temps plus difficile à être détecté ou intercepté ; en d'autres termes, les radars à faible probabilité d'interception (LPI) essaient de fournir la détection des cibles avant que les récepteurs d'interception puissent accomplir la détection du radar.

Du point de vue de l'intercepteur, l'utilisation actuelle et future de la technologie LPI encouragera de nouvelles approches pour la détection et l'interception de ce type de signal radar. Ce projet de fin d'études consiste à exhiber la définition d'un radar LPI en présentant ses différents types et applications dans les différents domaines aériens, maritimes et terrestres, ainsi que son avantage contre les récepteurs d'interceptions. On a aussi introduit les différents signaux LPI incluant la modulation de fréquence FMCW, et le code de Costas puis la modulation de phase telle que code de Frank et Barker. La densité spectrale puissance et la fonction périodique d'ambiguïté sont simulées sous MATLAB pour chaque forme d'onde. En outre, ce projet documente deux approches ; la première est basée sur l'utilisation d'un banc de filtres parallèles amélioré par les statistiques d'ordre supérieur (HOS) pour l'identification des différents paramètres des signaux LPI. Cette dernière améliore le rapport signal à bruit en réduisant le bruit gaussien, les résultats obtenus par simulations MATLAB montrent bien l'efficacité de cette méthode tout en signalant les charges de calcul importante.

La deuxième approche, consiste à utiliser la distribution de Wigner ville dans le même but que la première ; les simulations MATLAB montrent l'efficacité de cette technique en cas des signaux LPI traités pour SNR faible où les paramètres des signaux simulés sont identifiés correctement.

On note l'existence d'autres signaux LPI plus complexes aussi bien que les situations où les interférences se manifestent, on propose comme perspective d'un travail future leurs



traitements par les méthodes déjà présentées ou en réalisant une combinaison de Wigner-Ville avec la statistique d'ordre supérieure.

# ANNEXE

✓ Code matlab pour tracer la fonction d'ambiguïté pour signal codé en Barker :

```

close all
clear all
uinput=[1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1];
N =size(uinput,2);
tau = N;
Barker_code = uinput;
samp_num = size(Barker_code,2) *10;
n = ceil(log(samp_num) / log(2));
nfft = 2^n;
u(1:nfft) = 0;
j = 0;
for index = 1:10:samp_num
    j = j+1;
    u(index:index+10-1) = Barker_code(j);
end
v = u;
delay = linspace(-tau, tau, nfft);
freq_del = 12 / tau /100;
j = 0;
vfft = fft(v,nfft);
for freq = -6/tau:freq_del:6/tau;
    j = j+1;
    exf = exp(sqrt(-1) * 2. * pi * freq .* delay);
    u_times_exf = u .* exf;
    ufft = fft(u_times_exf,nfft);
    prod = ufft .* conj(vfft);
    ambig(:,j) = fftshift(abs(ifft(prod)));
end
freq = -6/tau:freq_del:6/tau;
delay = linspace(-N,N,nfft);

figure(1)
mesh(freq,delay,ambig ./ max(max(ambig)))
axis tight
xlabel('frequence')
ylabel('TEMPS')
zlabel('la fonction d ambiguïté')
title('la fonction d ambiguïté B13 code Barker.')

figure(2)
value = 10 * N ;
plot(delay,ambig(:,51)/value,'k')
xlabel('temps')
ylabel('coupe normalisé de la fonction d ambiguïté pour f=0')
title('code Barker 13,et la fonction d autocorrelation correspond .')
grid on
axis tight

figure(3)
contour(freq,delay,ambig ./ max(max(ambig)))
xlabel('frequence')
ylabel('temps')
title('Contour plot correspond a la fonction d ambiguïté ')
grid on

```

✓ Code matlab pour tracer la fonction d'ambiguïté pour signal codé en Frank :

```

close all
clear all
uinput= [1 1 1 1 1 1i -1 -1i 1 -1 1 -1 1 -1i -1 1i];
N =size(uinput,2);
tau = N;
Frank_code = uinput;
samp_num = size(Frank_code,2) *10;
n = ceil(log(samp_num) / log(2));
nfft = 2^n;
u(1:nfft) = 0;
j = 0;
for index = 1:10:samp_num
    j = j+1;
    u(index:index+10-1) = Frank_code(j);
end
v = u;
delay = linspace(-tau, tau, nfft);
freq_del = 12 / tau /100;
j = 0;
vfft = fft(v,nfft);
for freq = -6/tau:freq_del:6/tau;
    j = j+1;
    exf = exp(sqrt(-1) * 2. * pi * freq .* delay);
    u_times_exf = u .* exf;
    ufft = fft(u_times_exf,nfft);
    prod = ufft .* conj(vfft);
    ambig(:,j) = fftshift(abs(iffprod));
end
freq = -6/tau:freq_del:6/tau;
delay = linspace(-N,N,nfft);

figure(1)
mesh(freq,delay,ambig ./ max(max(ambig)))
axis tight
xlabel('frequence')
ylabel('temps')
zlabel('la fonction d ambiguïté')
title('la fonction d ambiguïté pour code Frank.')

figure(2)
value = 10 * N ;
plot(delay,ambig(:,51)/value,'k')
xlabel('temps')
ylabel('coupe normalisé de la fonction d ambiguïté pour f=0')
title('code de Frank,et la fonction d autocorrelation correspond .')
grid on
axis tight

figure(3)
contour(freq,delay,ambig ./ max(max(ambig)))
xlabel('frequence')
ylabel('temps')
title('Contour plot correspond à la fonction d ambiguïté ')
grid on

```

✓ Code matlab pour tracer la fonction d'ambiguïté pour un signal LFM :

```
close all
clear all
eps = 0.000001;
i = 0;
b=10;
taup=1;
up_down=1;
mu = up_down * b / 2. / taup;
delt = 2.2*taup/250;
delf = 2*b /250;
for tau = -1.1*taup:.05:1.1*taup
    i = i + 1;
    j = 0;
    for fd = -b:.05:b
        j = j + 1;
        val1 = 1. - abs(tau) / taup;
        val2 = pi * taup * (1.0 - abs(tau) / taup);
        val3 = (fd + mu * tau);
        val = val2 * val3;
        x(j,i) = abs( val1 * (sin(val+eps)/(val+eps))).^2;
    end
end

figure(1)
mesh(x);
title(' dessin 3D de la fonction d ambiguïté du LFM up chirp.')
xlabel ('retard - seconds')
ylabel ('Doppler - Hz')
zlabel ('Ambiguity function')
axis tight

figure(2)
contour(x);
title('Contour correspond')
grid on
xlabel ('retard - seconds')
ylabel ('Doppler - Hz')

figure(3)
mesh(x);
view(0,90)
title(' dessin 3D de la fonction d ambiguïté du LFM up chirp.')
xlabel ('retard - seconds')
ylabel ('Doppler - Hz')
zlabel ('Ambiguity function')
axis tight
```

# BIBLIOGRAPHIE

## **BIBLIOGRAPHIE:**

- [1] C.Fougias and C.Menychtas,"Netted LPI radars", thesis naval postgraduate school, Montrey California, September 2011.
- [2] A.Denk,"Detection and jamming low probability of intercept (LPI) radars", thesis naval postgraduate school, September 2006.
- [3] R.Kassab,"optimisation et conception de formes d'onde LPI pour radar monostatique", thèse de doctorat de l'université Pierre et Marie Curie paris VI.
- [4] E.Çankaya," use of the ambiguity function technique for target detection in phase coded continuous wave radars", a thesis submitted to the graduate school of natural and applied sciences of middle east technical university,decembre 2005.
- [5] M.Akangol ,"target detection by the ambiguity function technique and the conventional fourier transform technique in frequency coded continous wave radars", a thesis submitted to the graduate school of natural and applied scienses of middle east technical university, decembre 2005.
- [6] Fernando L.Taboada,"detection and classification of low probability of intercept radar signal using parallel filter arrays and higher order statistics", thesis naval postgraduate school, Montrey California, septembre 2002.
- [7] N.Hamdad,"Transformée de Huang-Hilbert : Application a la détection des défauts "mémoire de magister,université Mouloud Mammeri Tiziouzou,mars 2013.
- [8] Jen-Yu Gau,"analysis of low probability of intercept (LPI) radar signals using the Wigner distribution, thesis naval postgraduate school, September 2002.
- [9] Philip E. Pace "detection and classifying of low probability of intercept radar",Artech House (deuxième édition),2009.
- [10] Ong Peng Ghee and Teng Haw Kiad,"digital LPI radar detector", thesis naval postgraduate school, Montrey California,mars 2001.
- [11] Jim P.Y Lee,"interception of LPI radar signals",thesis defence research establishment ,Ottawa.

- [12] R.Vellanki and K.Satish Babu, "modeling and analysis of LPI radar signal", Journal of electronics and communication engineering ,volume 8,novembre –decembre 2013,pp 19-26.
- [13] Bassem R. Mahafza, "radar systems analysis and desing using MATLAB", Chapman&Hall/Crc,2004.
- [14] M.Sanaullah, "A review of higher order statistics and spectra in communication sytems", Global journal of science frontier research physics and space science,volume 13,2013 pp 31-49.
- [15] F.Auger and Patrick Flandrin, Paulo Gonçalvès,Olivier Lemoine, "time fréquence Toolbox", CNRS (France)&Rice University(USA) ,1996.
- [16] Y .Boufrioua, "les statistiques d'ordre supérieure théorie et application", mémoire de magistère,constantine,mars 2013.
- [17] B. Christopher, "A system level FMCW radar optimization for automotive powertrain control application requirement", a thesis master,waterloo,Canada,2013.
- [18] A.jalil, H.Youssaf, F.Fahim, Z. Rasool, "FMCW radar signal processing scheme", proceedings of international conference on applied sciences & technologie, Islamabad, Pakistan, 10-13 january 2011.



**ملخص:** ان العمل المنجز بوابة نحو الرادارات ذات احتمالات ضعيفة الكشف LPI ، حيث يمس بالخصوص جانب معالجة اشارة مختلف الاشارات LPI ، اين قمنا بدراسة حول مختلف اشكال الموجات المستعملة، وطرق معالجتها، باستعمال توزيعه فيقنر فييل(DWV) و مجموعة مرشحات متبوعة بالإحصاءات ذات الترتيب العالي(HOS)، هذا من اجل استخراج مختلف خصائص الاشارات ذات الاحتمالات ضعيفة الكشف, لاستعمالها في الاجراءات الالكترونية المضادة.

**كلمات مفتاحية:** الرادارات ذات احتمالات ضعيفة الكشف، اشكال الموجات، مجموعة مرشحات، الاحصاءات ذات الترتيب العالي، توزيعه فيقنر فييل.

**Résumé :** le travail réalisé est une porte sur les radars à faible probabilité d'interception LPI, il touche essentiellement l'aspect traitement de signal des différents signaux LPI ,où on a fait une étude sur les différentes formes d'onde utilisées, ainsi que les méthodes du traitements de ces dernières , en utilisant la distribution de Wigner Ville (DWV) et un banc de filtre amélioré par les statistique d'ordre supérieur (HOS), pour extraire les caractéristiques de ces signaux LPI dans le but d'employer les contres mesures électronique.

**Mots clés :** radars à faible probabilité d'interception, formes d'onde, DWV, banc de filtre, HOS.

**Abstract:** work carried out is a gate on the low probability of intercept radars LPI, it touches primarily the aspect signal processing of various LPI signals, where we made a study on the various waveforms used, as well as the methods of the treatments of these last, by using the distribution of Wigner Ville (DWV) and filter bank improved by high order statistics (HOS), to extract the characteristics from these signals LPI with an aim of employing them for electronic counter measure.

**Keys words:** low probability of intercept radars, waveforms, filter bank, HOS, DWV.