



**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**



المدرسة الوطنية للتكنولوجيا  
المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

**THESE**

Présentée pour l'obtention du diplôme de MAGISTER

**SPECIALITE**

Télécommunication et Micro-onde

**OPTION**

Radar et Télédétection

**THEME**

**DETECTION RADAR**

**DANS LE DOMAINE TEMPS-FREQUENCE :  
EXPLOITATION DE LA REPRESENTATION  
REALLOUEE**

Par

**BENCHEIKH Mohamed-Laid**

Ingénieur d'état E.M.P.

Soutenu, le : 29.06.2000 .

Devant le Jury :

Président :	<b>BERKANI</b>	Professeur	ENP
Rapporteur :	<b>BELOUHRANI A.</b>	Docteur d'état	ENP
Examineurs :	<b>AKSAS R.</b>	Maître de Conférence	ENP
	<b>BOUSBIA-SALAH H.</b>	Chargé de Cours	ENP
	<b>BELLONAR M.</b>	Docteur d'état	CFDAT
Invité :	<b>HAMADOUCHE M.</b>	Directeur de Recherche	CFDAT



## Dédicaces

*A mes chers parents,*

*Ahmed et Messaouda*

*A ma grand-mère,*

*Aicha*

# REMERCIEMENTS



Je tiens à remercier vivement :

- Mon directeur de thèse, le Docteur Adel BELOUHRANI pour avoir dirigé ce travail avec compétence, pour tous les conseils précieux et pour l'intérêt qu'il porte au développement de la recherche ;
- Le Lt-Colonel BELLOUNAR M. chef de la Division Recherche-Développement du CFDAT pour ces efforts et l'intérêt qu'il a montré à ce travail, pour toutes les facilités accordées et pour sa participation au jury de thèse ;
- Le professeur BERKANI D. d'avoir accepté de présider le jury de ma thèse ;
- Le Lt-Colonel HAMADOUCHE M. pour tous les conseils et les encouragements qu'il m'a prodigué pendant toute la durée de ce travail et pour sa participation au jury de ce travail ;
- Au docteur AKSAS R. et BOUSBIA-SALAH H. pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de juger mon travail ;
- Tout le personnel de la Division Recherche-Développement du CFDAT ;
- Toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail, en particulier l'ensemble de mes enseignants qui sont à l'origine de tout mon savoir.

# Table des Matières



## INTRODUCTION

2

## CHAPITRE I

### LES REPRESENTATIONS TEMPS-FREQUENCE ET TEMPS-ECHELLE

4

I.1 Les Représentations Temps-Fréquence .....	5
I.1.1 La Transformé de Fourier à Court-Terme .....	6
I.1.2 Le Spectrogramme .....	8
I.1.3 Les Représentations Temps-Fréquence Quadratiques .....	9
I.3 Conclusion .....	13

## CHAPITRE II

### LA METHODE DE REALLOCATION

14

II.1 Réallocation du Spectrogramme .....	16
II.2 Réallocation de la classe de Cohen .....	18
II.4 Conclusion .....	20

## CHAPITRE III

### RADAR ET SYSTEMES DE DETECTION

21

III.1 Généralités sur les radars .....	22
III.1.1 Historique .....	22
III.1.2 Principe de fonctionnement .....	23
III.1.3 Différents types de radar .....	27
III.2 Détection automatique de cibles .....	28
III.2.1 Détection à seuil fixe .....	28
III.2.1 Détection CFAR .....	32

## CHAPITRE IV

### LE CA-CFAR

<b>DANS LE DOMAINE TEMPS-FREQUENCE</b>	38
IV.1 Le détecteur CA-CFAR 2-D .....	39
IV.2 Détection CA-CFAR 2-D dans le domaine Temps-Fréquence	
Linéaire .....	40
IV.2.1 Formulation du problème .....	40
IV.2.2 Algorithme .....	42
IV.2.3 Simulation et résultats .....	43
IV.3 Détection CA-CFAR 2-D dans le domaine Temps-Fréquence	
Quadratique .....	44
IV.3.1 Formulation du problème .....	44
IV.3.2 Algorithme .....	46
IV.3.3 Simulation et résultats .....	48
IV.4 Conclusion .....	48
<b>CONCLUSION</b>	54
<b>ANNEXES</b>	55
<b>BIBLIOGRAPHIE</b>	58



# Introduction

Les informations contenues dans tout signal bruité et non stationnaire sont souvent difficiles à extraire. Retrouver ces informations avec une fiabilité dépend principalement de la représentation du signal et de la méthode de décision (détection).

La **représentation** a pour objectif de permettre une meilleure analyse du signal et de faire ressortir les caractéristiques supposées être pertinentes du signal à analyser. Parfois certaines représentations peuvent modifier localement la statistique (caractère Gaussien) du bruit, ce qui facilite dans l'étape suivante l'élaboration des outils de décision [3].

Dans le choix de la représentation temps-fréquence, en est souvent confronté à un compromis entre la présence d'interférences et la délocalisation des termes de signal. Ce compromis peut être évité par l'utilisation des distributions lissées réallouées.

L'idée de base de la réallocation des représentations temps-fréquence est de déplacer, au moyen d'un champ de vecteurs appropriés, la valeur d'une représentation temps-fréquence du point où elle a été calculée vers un

autre point qui soit davantage représentatif de la distribution énergétique locale du signal [2].

La **décision** (détection) radar consiste à déclarer une cible présente si le signal reçu dépasse un certain seuil dit seuil de décision. L'environnement où le radar fonctionne dépend de plusieurs facteurs tels que les conditions atmosphériques et le lieu physique de l'opération. Ce qui conduit à des signaux non stationnaires.

Nous considérons dans ce mémoire l'étude de la détection radar dans le domaine temps-fréquence en exploitant la méthode de réallocation.

Au chapitre I, nous donnons un aperçu sur les représentations Temps-Fréquence, linéaire et quadratique. La méthode de réallocation est présentée dans le chapitre II.

Au chapitre III, nous présentons un bref historique sur les radars et leurs principes de fonctionnement ainsi que les techniques de détection utilisées.

Au dernier chapitre, nous proposons des techniques nouvelles de détection dans le domaine Temps-Fréquence.

## *Chapitre I*

# Les représentations Temps-Fréquence

Il est aujourd'hui, bien admis, que les représentations d'un signal conjointement en temps et en fréquence présentent un intérêt en soi : elles donnent une description naturelle des signaux non stationnaire où l'information temporelle est difficilement exploitable. L'étude de ces signaux nécessite donc des représentations plus adéquates qui permettraient de faire ressortir les caractéristiques en temps et en fréquence. C'est dans ce but que se sont développées des représentations Temps-Fréquence.



On peut illustrer la nécessité des représentations Temps-Fréquence par l'exemple suivant ; soit un signal à amplitude constante avec une modulation linéaire de la fréquence. Il est impossible de reconnaître le type de modulation aussi bien à partir de la représentation temporelle de ce signal (Fig.I.1), qu'à partir de sa transformé de Fourier, i.e., sa représentation fréquentielle (Fig.I.2).

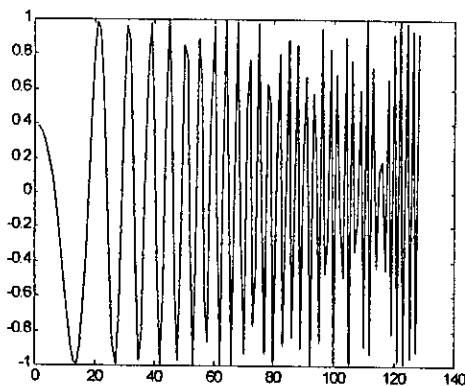


Fig.I.1 Représentation temporelle

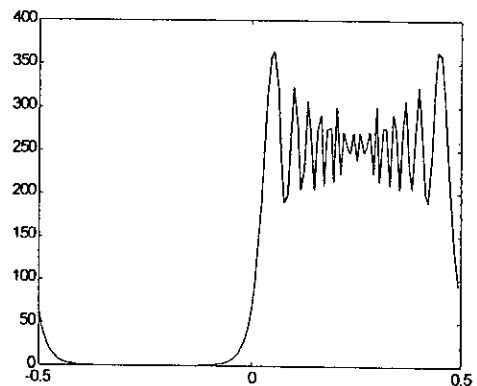


Fig.I.2. Représentation fréquentielle

Dans ce chapitre, on donnera un aperçu sur les représentations temps-fréquence linéaires et quadratiques.

## I.1 Les représentations Temps-Fréquence

Il existe plusieurs représentations temps-fréquence qui peuvent se diviser en deux catégories :

- Les représentations temps-fréquence linéaires ;
- Les représentations temps-fréquence bilinéaires (quadratique).

### 1.1.1 La transformée de Fourier à court-terme (Short-Time Fourier Transform) :

Le but de la Transformée de Fourier à Court Terme (TFCT) est de ne prélever, à chaque instant  $t$ , qu'une partie du signal par l'intermédiaire d'une fenêtre  $h(t)$  et d'en faire la transformée de Fourier. Pour obtenir une représentation bidimensionnelle, il suffit alors de faire glisser temporellement la fenêtre  $h(t)$  [5] [11];

$$F_x^h(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(u)h^*(u-t)e^{-j2\pi fu} du \quad (I.1)$$

Pour que cette représentation ait un sens, il est nécessaire d'avoir une fenêtre d'analyse  $h(t)$  qui soit intégrable. On impose le plus souvent que cette fenêtre soit d'énergie unité.

$$\int |h(t)|^2 dt = 1$$

La TFCT peut être aussi calculée à partir du domaine fréquentiel d'une façon similaire à l'équation (I.1) :

$$F_x^h(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(\xi)H^*(\xi - f)e^{j2\pi\xi t} d\xi \quad (I.2)$$

où  $X(f)$  et  $H(f)$  sont les transformées de Fourier de  $x(t)$  et  $h(t)$ , respectivement.

L'équation (I.3) peut être interprétée comme un passage du signal  $x$  par un banc de filtres de réponse fréquentielle  $H^*(\xi-f)$  et de bande passante  $\Delta f$ .

#### La TFCT discrète

La TFCT discrète décompose le signal à analyser en atomes sur une grille dans le plan Temps-Fréquence :

$$F_x^h[n, m] = F_x^h(nt_0, mf_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(u)h^*(u - nt_0)e^{-j2\pi mf_0 u} du, \quad n, m \in Z \quad (I.3.a)$$

Le problème est de choisir les périodes d'échantillonnage  $t_0$  et  $f_0$  qui minimise les redondances sans perdre aucune information. Pour cette raison, il faut que :

$$t_0 \times f_0 \leq 1$$

Dans le cas discret, la formule de restitution (synthèse) du signal de sa TFCT est donnée par :

$$x(t) = \sum_n \sum_m F_x^h[n, m] g_{n,m}(t) \quad (I.3.b)$$

$$\text{où } g_{n,m}(t) = g(t - nt_0) \exp[j2\pi mf_0 t]$$

Cette relation est valide pourvue que les périodes d'échantillonnage  $t_0$  et  $f_0$ , la fenêtre d'analyse  $h$  et la fenêtre de synthèse  $g$  vérifient la condition :

$$\frac{1}{f_0} \sum_n g\left(t + \frac{k}{f_0} - nt_0\right) h^*(t - nt_0) = \delta_k$$

$$\text{avec } \delta_k = \begin{cases} \delta_0 = 1 \\ \delta_k = 0, \text{ pour } k \neq 0 \end{cases}$$

Pour un signal discret  $x[n]$ , la formules d'analyse et celle de synthèse sont données par :

$$F_x^h[n, m] = \sum_k x[k] h^*[k - n] \exp[-j2\pi mk] \quad \text{pour } -\frac{1}{2} \leq m \leq \frac{1}{2} \quad (I.4.a)$$

$$x[k] = \sum_n \sum_m F_x^h[n, m] g[k - n] \exp[j2\pi mk] \quad (I.4.b)$$

Ces deux relations peuvent être implémentées en utilisant la transformée de Fourier rapide (FFT).

## La Transformée de Gabor

Dans le cas discret, La formule de synthèse de la TFCT donnée par la dernière équation peut être écrite sous la forme :

$$x[k] = \sum_n \sum_m C_{n,m} g_{n,m}[k]$$

Les  $C_{n,m}$  représentent les coefficients de Gabor et  $g_{n,m}[k] = g[k-n]\exp[j2\pi mk]$  est une fenêtre choisi par Gabor gaussienne et d'énergie unité.

Pour obtenir une discrétisation suffisante du signal dans le plan temps-fréquence, il faut que la contrainte d'échantillonnage critique  $t_0 \times f_0 = 1$  soit respectée.

Les coefficients de Gabor  $C_{n,m}$  ne sont pas une projection simple du signal  $x[n]$  sur la base des  $g_{n,m}$  parce que la base des gaussiennes n'est pas orthogonal. Pour remédier à ce problème, il suffit de choisir les fenêtres  $g$  et  $h$  biorthogonale, i.e. vérifier la condition :

$$\sum g_{n,m}[n] h_{n',m'}^*[n] = \delta_{n-n'} \delta_{m-m'}$$

Les coefficients de Gabor sont alors donnés par :

$$C_{n,m} = \sum_k x[k] h^*[k-n] \exp[-j2\pi mk] \quad (1.5)$$

### **1.1.2 Le spectrogramme**

Le spectrogramme est le module au carré de la TFCT. Il fait partie des représentations temps-fréquence bilinéaires :

$$SP_x^h(t, f) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} x(u) h^*(u-t) e^{-j2\pi fu} du \right|^2 \quad (1.6)$$

Cette représentation comporte de nombreux intérêts à savoir :

- C'est une distribution d'énergie (à condition que  $\int |h(t)|^2 dt = 1$ ).
- Elle est invariante par translation en temps et en fréquence.

$$SP_y^h(t, f) = SP_x^h(t - t_0, f - f_0) \text{ si on a } y(t) = x(t - t_0)e^{j2\pi f_0 t}$$

- Ne comporte pas de termes d'interférence ce qui permet une meilleure lisibilité.
- Son implémentation est simple (module au carré de la TFCT discrète).

### 1.1.3 Les représentations temps-fréquence quadratique : Classe de Cohen

Les représentations temps-fréquence de la classe de Cohen sont des distributions d'énergie en temps et en fréquence qui satisfont la coinvariance aux translations en temps et en fréquence. Cette propriété permet de garantir que si le signal est décalé en temps et modulé (décalé en fréquence), sa distribution temps-fréquence subit la même translation dans le plan temps-fréquence [10].

#### Distribution de Wigner-Ville (DWV)

Cette distribution est définie par :

$$W_x(t, f) = \int x(t + s/2)x^*(t - s/2)e^{-j2\pi fs} ds \quad (1.7)$$

elle satisfait un grand nombre de propriétés désirables, en particulier, elle est toujours à valeurs réelles, elle préserve le décalage en temps et en fréquence et satisfait les propriétés marginales [2], i.e. ;

$$\int_{-\infty}^{+\infty} W_x(t, f) dt = |X(f)|^2$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} W_x(t, f) df = |x(t)|^2$$

#### Cas discret

La définition de la distribution de Wigner-Ville pour un signal discret est :

$$W(n, m) = 2 \sum_k x(n+k)x^*(n-k)e^{-j4\pi mk} \quad (I.8)$$

### Problème d'interférence

La transformée de Wigner-Ville présente l'inconvénient de créer des termes d'interférence qui perturbent la lisibilité de la représentation. Ces interférences peuvent être facilement expliquées par le troisième terme de l'équation (I.9) qui présente le calcul de la distribution de Wigner-Ville d'une somme de deux signaux :

$$W_{x+y}(t, f) = W_x(t, f) + W_y(t, f) + 2\Re \left\{ \int x(t + \tau/2)y^*(t - \tau/2)e^{-j2\pi f\tau} d\tau \right\} \quad (I.9)$$

Pour remédier à ce problème, on a deux possibilités : la première est de mieux comprendre ces interférences et les faire participer au processus de détection [1], la deuxième est essayer de les réduire (Wigner-Ville lissé).

### La distribution Pseudo-Wigner-Ville (DPWV)

La définition (I.7) requiert la connaissance de la quantité :

$$q_x(t, s) = x(t + s/2)x^*(t - s/2), \text{ de } s = -\infty \text{ à } s = +\infty$$

qui peut présenter un problème pratique. Pour cette raison, il est proposé de remplacer  $q_x(t, s)$  de la relation (I.7) par une version fenêtrée donnant ainsi naissance à une nouvelle distribution [2].

$$PW_x^h(t, f) = \int h(s)x(t + s/2)x^*(t - s/2)e^{-j2\pi fs} ds \quad (I.10)$$

où  $h(t)$  est une fenêtre d'analyse.

Cette distribution est dite Distribution Pseudo-Wigner-Ville. L'opération de fenêtrage dans (I.10) est équivalente à un lissage fréquentiel de la DWV :

$$PW_x^h(t, f) = \int H(f - \xi) W_x(t, \xi) d\xi \quad (I.11)$$

avec  $H(f)$  la transformée de fourrier de  $h(t)$ .

En raison de la nature oscillante des interférences, celles-ci seront atténuées dans le PDWV. Cependant, plusieurs propriétés de la DWV sont perdues, telles que les propriétés marginales, et la conservation du support fréquentiel.

### Expression générale

Le spectrogramme est un élément de la classe de Cohen, puisqu'il est une distribution d'énergie, coinvariance aux translations en temps et en fréquence. Cette distribution peut être vue comme une version lissée de la DWV avec un noyau bidimensionnel égale à la DWV de la fenêtre d'analyse du spectrogramme :

$$SP_x^h(t, f) = \iint W_x(t, f) W_h(s - t, \xi - f) ds d\xi \quad (I.12)$$

D'une manière générale, les distributions de la classe de Cohen s'écrivent comme la convolution 2-D du noyau de lissage bidimensionnel  $\Pi(t, f)$  avec la distribution de Wigner-Ville du signal [1] [10] :

$$C_x(t, f) = \iint W_x(t, f) \Pi(s - t, \xi - f) ds d\xi \quad (I.13)$$

Cette classe est d'une importance capitale puisqu'elle inclut un grand nombre de distributions temps-fréquence existantes. La DWV est un élément de la classe Cohen pour laquelle le noyau  $\Pi$  est un double Dirac.

$$\Pi(t, f) = \delta(t) \delta(f)$$

L'expression (I.13) permet d'interpréter  $C_x(t,f)$  comme une version lissée de la DWV. Par conséquent, de telle distribution aura l'effet d'atténuer les interférences de la DWV.

D'une façon générale la classe de Cohen peut s'écrire de la manière suivante :

$$C_x(t, f; \rho) = \iint \rho(\xi, \tau) A_x(\xi, \tau) e^{-j2\pi(f t - \xi t)} d\xi d\tau \quad (I.14)$$

avec  $\rho(\xi, \tau)$  est une fonction de paramétrisation donnée par :

$$\rho(\xi, \tau) = \iint \Pi(t, f) e^{-j2\pi(f t + \xi t)} dt df \quad (I.15)$$

et  $A_x(\xi, \tau)$  est la fonction d'ambiguïté symétrique à bande étroite défini par :

$$A_x(\xi, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(s + \tau/2) x(s - \tau/2) e^{-j2\pi \xi s} ds \quad (I.16)$$

Le tableau Tab.I.1 donne quelques exemples de définitions de distributions temps-fréquence qui sont considérées comme cas particulier de la classe de Cohen [1].

Nom de la distribution	Fonction de Paramétrisation $\rho(\xi, \tau)$
Wigner-Ville	1
Rihaczek	$e^{j\pi \xi \tau}$
Page-Levin	$e^{\pm j\pi \xi \tau}$
Born-Jordan	$\frac{\sin \pi \xi \tau}{\pi \xi \tau}$
Choi-Williams	$e^{-(\pi \xi \tau / \sigma)^2 / 2}$
Spectrogramme	$A_h(\xi, \tau) = \int h(t) h^*(t - \tau) e^{-j2\pi \xi t} dt$

**Tab.I.1.** Classe de Cohen : quelques représentations temps-fréquence et les fonctions de paramétrisations associées



### **I.3 Conclusion**

L'intérêt des représentations Temps-Fréquence se trouve, bien entendu, dans la lisibilité des informations utiles portées par le signal mais, de plus, dans la plupart des cas on peut considérer que le bruit accompagnant le signal n'a ni cohérence temporelle ni cohérence fréquentielle ce qui entraîne une diffusion du bruit sur tout l'espace bidimensionnel, ce qui peut entraîner une amélioration locale du rapport signal à bruit.

## *Chapitre II*

# La méthode de Réallocation

Les distributions temps-fréquence quadratiques présentées dans le chapitre précédant, offrent un outil efficace pour l'analyse des signaux non stationnaires. Néanmoins, ces méthodes présentent un compromis entre la bonne concentration des composants du signal et la présence des termes d'interférence.

Les premiers travaux relatifs à la réallocation ont été introduits en 1976 par Kodera, Gendrin et Villedary [13], et récemment par Auger et Flandrin [3].

L'idée de base de la réallocation des représentations temps-fréquence est de déplacer, au moyen d'un champ de vecteurs appropriés, la valeur d'une représentation temps-fréquence (ou temps-échelle) du point où elle a été calculée vers un autre point qui sera plus représentatif de la distribution énergétique locale du signal.

Dans l'exemple de la figure Fig.II.1, le signal est formé de deux modulations linéaires de fréquence d'amplitudes gaussiennes. Dans le choix de la représentation temps-fréquence, on est souvent confronté à un compromis entre la présence d'interférences si on choisit la distribution de Wigner-Ville (a) et la délocalisation des termes signal, si on choisit le spectrogramme (b). Ce compromis peut être évité par l'utilisation du spectrogramme réalloué (d) qui présente des résultats satisfaisants en termes de lisibilité et de fiabilité d'interprétation comparée avec la représentation idéale (c).

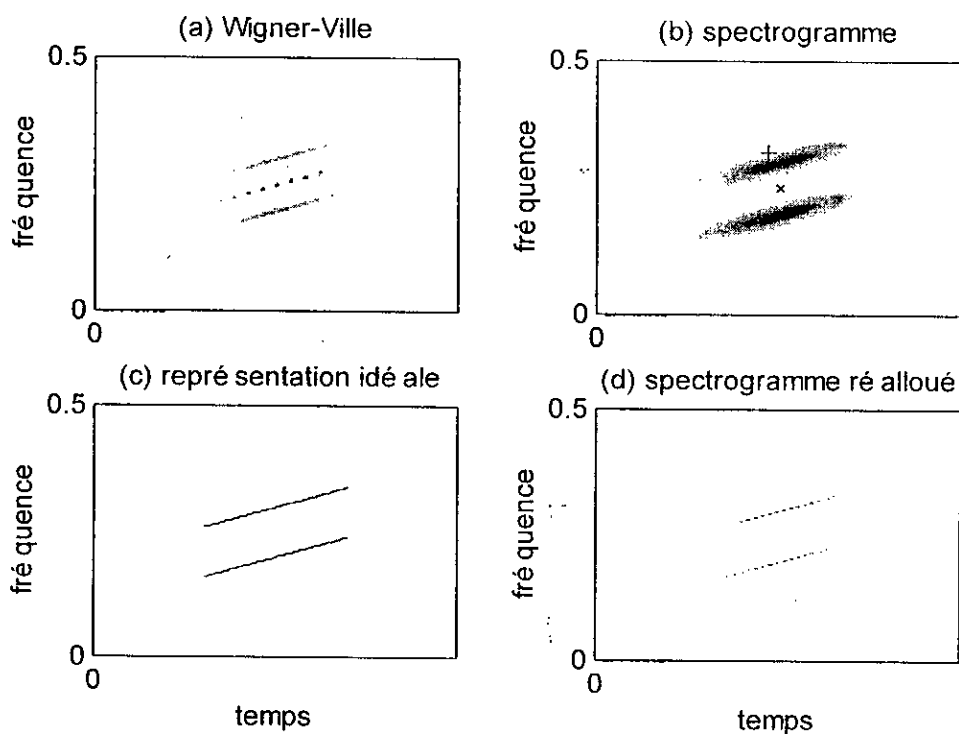


Fig.II.1 Principe de la réallocation

## II.1 Réallocation du spectrogramme

Pour éclaircir le principe de la réallocation, on prend le cas particulier du spectrogramme qui peut être vu comme une distribution de Wigner-Ville lissée par un noyau égale à la distribution de Wigner-Ville de la fenêtre  $h(t)$  (§ chapitre I) :

$$SP_x^h(t, f) = \iint W_x(s, \xi) W_h(s-t, \xi-f) ds d\xi \quad (\text{II.1})$$

Ce lissage provoque l'étalement de la distribution de l'énergie dans les régions associées au signal, ce qui conduit à une perte de résolution et de contraste pour le spectrogramme.

La réallocation consiste à déplacer les valeurs du spectrogramme de leur point de calcul vers une nouvelle position  $(\hat{t}(t, f), \hat{f}(t, f))$  donnée par un barycentre évalué sur la distribution de Wigner-Ville du signal dans un voisinage du plan temps-fréquence défini par le noyau de lissage  $W_h(t, f)$  de la manière suivante [14] :

$$\begin{aligned} \hat{t}_x^h(t, f) &= \frac{1}{SP_x^h(t, f)} \iint s W_x(s, \xi) W_h(s-t, \xi-f) ds d\xi \\ \hat{f}_x^h(t, f) &= \frac{1}{SP_x^h(t, f)} \iint \xi W_x(s, \xi) W_h(s-t, \xi-f) ds d\xi \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

Et conduit à un spectrogramme réalloué donné par :

$$\hat{SP}_x^h(t, f) = \iint S_x^h(s, \xi) \delta(t - \hat{t}(s, \xi), f - \hat{f}(s, \xi)) ds d\xi \quad (\text{II.3})$$

Une des propriétés intéressantes de cette nouvelle distribution est qu'elle utilise l'information de phase de la TFCT, et non seulement son module au carré comme le spectrogramme. Dans un premier temps, il est possible de reformuler les définitions (II.2) à l'aide de la TFCT. Ceci est

développé en annexe A et conduit à l'équation (A.9) pour l'opérateur en temps, que nous rappelons ici :

$$\iint s W_x(s, \xi) W_h(s-t, \xi-f) ds d\xi = \operatorname{Re} \left\{ F_x^{hx}(t, f) \int s x(s) h^*(s-t) e^{-if s} ds e^{if t/2} \right\}$$

et pour l'opérateur en fréquence (A.15) :

$$\iint \xi W_x(s, \xi) W_h(s-t, \xi-f) ds d\xi = f S_x^h(t, f) - \operatorname{Im} \left\{ F_x^{hx}(t, f) \int s(s) h^*(s-t) e^{-if s} ds e^{if t/2} \right\}$$

A partir de ces formulations, il est possible d'établir le lien des opérateurs de réallocation aux dérivées partielles de la phase de la TFCT :

$$\begin{aligned} \hat{t}_x^h(t, f) &= -\frac{d\Phi_x^h(t, f)}{df} \\ \hat{f}_x^h(t, f) &= f + \frac{d\Phi_x^h(t, f)}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

où  $\Phi_x^h(t, f) = \arg(F_x^h(t, f)) = \operatorname{Im}\{\log F(t, f)\}$  est la phase de la TFCT du signal  $x$ .

Il est également possible de relier les opérateurs de réallocation directement à des TFCT (sans prendre la phase) [14]. Il suffit de reconnaître dans l'intégrale du membre de droite de l'équation (A.9) la TFCT associée à une fenêtre égale à  $T_h = t \times h(t)$  et dans (A.15) la TFCT associée à une fenêtre égale à la dérivée de  $h(t)$  :

$$\iint s W_x(s, \xi) W_h(s-t, \xi-f) ds d\xi = t S P_x^h(t, f) + \operatorname{Re} \left\{ F_x^{*h}(t, f) F_x^{Th}(t, f) \right\} \quad (\text{II.5})$$

$$\iint \xi W_x(s, \xi) W_h(s-t, \xi-f) ds d\xi = f S_x^h(t, f) - \operatorname{Im} \left\{ F_x^{*h}(t, f) F_x^{Dh}(t, f) \right\} \quad (\text{II.6})$$

Les opérateurs de réallocation s'expriment alors par :

$$\begin{aligned}\hat{t}_x^h(t, f) &= t + \operatorname{Re} \left\{ \frac{F_x^{T_h(t)}}{F_x^h} \right\} (t, f) \\ \hat{f}_x^h(t, f) &= f - \operatorname{Im} \left\{ \frac{F_x^{D_h(t)}}{F_x^h} \right\} (t, f)\end{aligned}\tag{II.7}$$

où  $T_h(t) = t \times h(t)$  et  $D_h(t) = \frac{dh}{dt}(t)$

Ces expressions sont très importantes pour la mise en œuvre du spectrogramme réalloué. Elles permettent de réduire la complexité de calcul du centre de gravité et résoudre le problème de l'instabilité due à la dérivation de la phase de la TFCT.

L'algorithme du calcul du spectrogramme réalloué est donné par les étapes suivantes :

- L'évaluation des trois TFCT du signal basées sur les trois fenêtres  $h(t)$ ,  $T_h(t)$  et  $D_h(t)$ .
- Leur combinaison selon les équations (II.5).
- Le calcul du spectrogramme en prenant le module carré de la TFCT du signal basé sur la première fenêtre ;
- La réallocation des valeurs du spectrogramme, proprement dite, selon l'équation (II.3).

On définit le spectrogramme réalloué discret en utilisant la TFCT discrète dans l'algorithme cité précédemment.

## II.2 Réallocation de la classe de Cohen

Nous avons défini les opérateurs de la réallocation comme coordonnées du centre de masse calculé sur la distribution de Wigner-Ville

du signal prise dans un voisinage du plan temps-fréquence. Ce voisinage est déterminé pour le spectrogramme par la distribution de Wigner-Ville de la fenêtre d'analyse. Une distribution de la classe de Cohen peut être considérée comme une convolution deux dimension de la distribution Wigner-Ville.

$$C_x(t, f) = \iint W_x(s, \xi) \Pi(t-s, f-\xi) ds d\xi \quad (\text{II.8})$$

En remplaçant le noyau de lissage  $W_h(t, f)$  dans l'expression (II.2) et (II.3) par un noyau arbitraire  $\Pi(s, \xi)$ , on obtient les opérateurs de la réallocation de la classe de Cohen :

$$\begin{aligned} \hat{i}_x^h(t, f) &= \frac{1}{C_x(t, f)} \iint s W_x(s, \xi) \Pi(s-t, \xi-f) ds d\xi \\ \hat{f}_x^h(t, f) &= \frac{1}{C_x(t, f)} \iint \xi W_x(s, \xi) \Pi(s-t, \xi-f) ds d\xi \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

De manière identique au spectrogramme réalloué, la distribution de la classe de Cohen réallouée  $\hat{C}_x(t, \omega)$  est donnée par :

$$\hat{C}_x(t, f) = \iint C_x(s, \xi) \delta(t-\hat{i}(s, \xi), f-\hat{f}(s, \xi)) ds d\xi \quad (\text{II.10})$$

La distribution réallouée résultante combine de façon efficace la réduction des termes d'interférences et l'augmentation de la concentration d'énergie des composantes du signal. De plus, si la distribution à réallouer est une distribution d'énergie, la distribution réallouée l'est aussi. Ceci s'explique par le fait que la réallocation ne fait que déplacer des valeurs. Par ailleurs, la coinvariance aux translations en temps et en fréquence des distributions de la classe de Cohen réallouées est satisfaite [14].

### **II.3 Conclusion**

Dans ce chapitre, le principe de réallocation est introduit dans le contexte des distributions quadratiques d'énergie temps-fréquence (la classe de Cohen). Les distributions réallouées ne font pas partie de la classe des distributions quadratiques.

Ces distributions donnent de bons résultats en terme de lisibilité de la représentation temps-fréquence lorsque le rapport signal à bruit est relativement fort. L'interprétation n'est pas gênée par les termes d'interférence qui apparaissent classiquement dans les représentations temps-fréquence de la classe de Cohen.



## *Chapitre III*

# Radar et systèmes de détection

Dans ce chapitre, nous présentons le concept de base de fonctionnement d'un radar à impulsion qui est le plus employé pour la surveillance et/ou la poursuite de cibles. Nous traitons le problème de la détection classique avec une présentation de plusieurs critères de détection. Nous présentons aussi le principe de la détection CFAR en insistant sur la détection CA-CFAR.

## III.1 Généralités sur les radars

### III.1.1 Historique

Les premières applications de la radio-électricité furent les télécommunications puis la radio-navigation, mais dès le début du siècle des précurseurs envisagèrent la possibilité de détecter la présence d'un objet par l'utilisation d'ondes électromagnétiques. Cette nécessité de détecter la présence d'objets sans la participation de l'objet lui-même s'est fait sentir pour les besoins de la navigation et de l'anticollision, notamment dans le domaine des transports maritimes, mais c'est le besoin militaire de la défense aérienne et maritime qui fut le principal moteur de cette technique nouvelle à partir des années trente. Le mot **RADAR**, abréviation de l'expression anglo-saxonne « **RA**dio **D**etection **A**nd **R**anging », qui est aujourd'hui universellement adopté pour désigner un matériel répondant à ces exigences, est un nom de code officiellement adopté par la marine nationale des Etats-Unis en novembre 1940, mais les origines du radar lui sont bien antérieures. Lorsque les avions atteignent des vitesses comprises entre 500 et 600 km/h et volèrent entre 8000 et 10000 m d'altitude, les moyens de détection tels que le repérage par le son et les projecteurs de grande puissance (la nuit) devinrent peu efficaces. Il a donc fallu trouver le moyen de déceler les avions bien avant le survol du territoire national, afin de pouvoir donner l'alerte et de prendre les mesures appropriées. C'est alors que la première expérimentation concrète fut reprise par Christian Hülsmeier qui breveta, en 1904, son télémobiliscope, émetteur-récepteur radiofréquence utilisé pour la détection à distance d'objets métalliques, qui aurait été testé avec succès à Cologne en Allemagne, avec des portées de l'ordre de 3 km sur des bateaux. Ce même type d'expérience fut repris en 1916 par Hans Dominik et Richard Scherl.

Les expériences faites par la marine américaine en 1920 (interception d'un faisceau d'ondes courtes par le passage d'un navire) et celles réalisées en 1925, en Grande-Bretagne par Appleton sur la réflexion des ondes

courtes par un avion passant à proximité d'un émetteur, encouragèrent les spécialistes à orienter leurs recherches dans ce sens. Cependant, pour recueillir une quantité d'énergie suffisante, il fallait remplir simultanément plusieurs conditions, à savoir

- Utiliser des ondes électromagnétiques de longueurs d'ondes assez faibles par rapport aux dimensions de l'objet ;
- Rayonner une énergie très importante dans la direction de l'obstacle (ou de l'objet) ;
- Utiliser un récepteur suffisamment sensible pour recueillir et amplifier le très faible signal reçu.

Entre 1930 et 1940, des recherches et développements ont été menés simultanément dans de nombreux pays, notamment les États-Unis, la Grande-Bretagne, l'Allemagne et la France, mais aussi la Russie, l'Italie, la Hollande et le Japon. Par la suite, le rôle du radar ne fut pas limité au domaine de l'alerte préventive, il permit la détection plus précise des navires par la mise en oeuvre d'une télémétrie plus élaborée. De même les avions furent repérés avec plus d'exactitude en distance, en azimuth et en site.

Depuis, le radar n'a cessé de se perfectionner et il est devenu indispensable, aussi bien dans les domaines terrestre, maritime, aérien, que dans celui de la conquête de l'espace [28] [15].

### **III.1.2 Principe de fonctionnement**

Le fonctionnement du radar à impulsions est basé sur l'émission d'un train d'impulsions de durée faible et de très grande puissance. Ces impulsions sont produites par un émetteur et ensuite rayonnées dans l'espace sous forme d'ondes électromagnétiques grâce à une antenne dans une direction bien déterminée. Chaque fois que ces ondes rencontrent un obstacle, une partie de l'énergie électromagnétique est réfléchi.

L'onde reçue est transformée en un signal électrique grâce à l'antenne. Un récepteur sensible est ensuite employé pour amplifier ce signal et obtenir une image sur un écran.

Donc, le radar est un instrument capable de fournir à l'utilisateur des informations sur :

- La position de la cible par rapport au radar ;
- La vitesse radiale de la cible ;
- La signature de la cible.

Le retard entre l'impulsion transmise et l'écho de retour détermine la portée de la cible et la direction du lobe de l'antenne donne son azimut.

L'écho provenant d'une cible en mouvement produit un décalage en fréquence proportionnel à la vitesse de la cible (effet Doppler).

La cible peut être classifiée par la moyenne de sa taille, par sa forme et par autres caractéristiques électromagnétiques.

### Constitution d'un radar

D'une façon générale le schéma synoptique d'un radar comporte les éléments indiqués sur la Fig.III.1. Il se compose de quatre parties essentielles qui sont ; l'émetteur, le récepteur, l'antenne et le duplexeur.

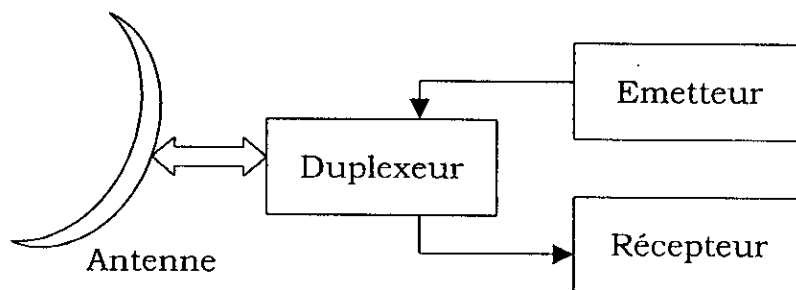


Fig.III.1 Structure générale d'un radar

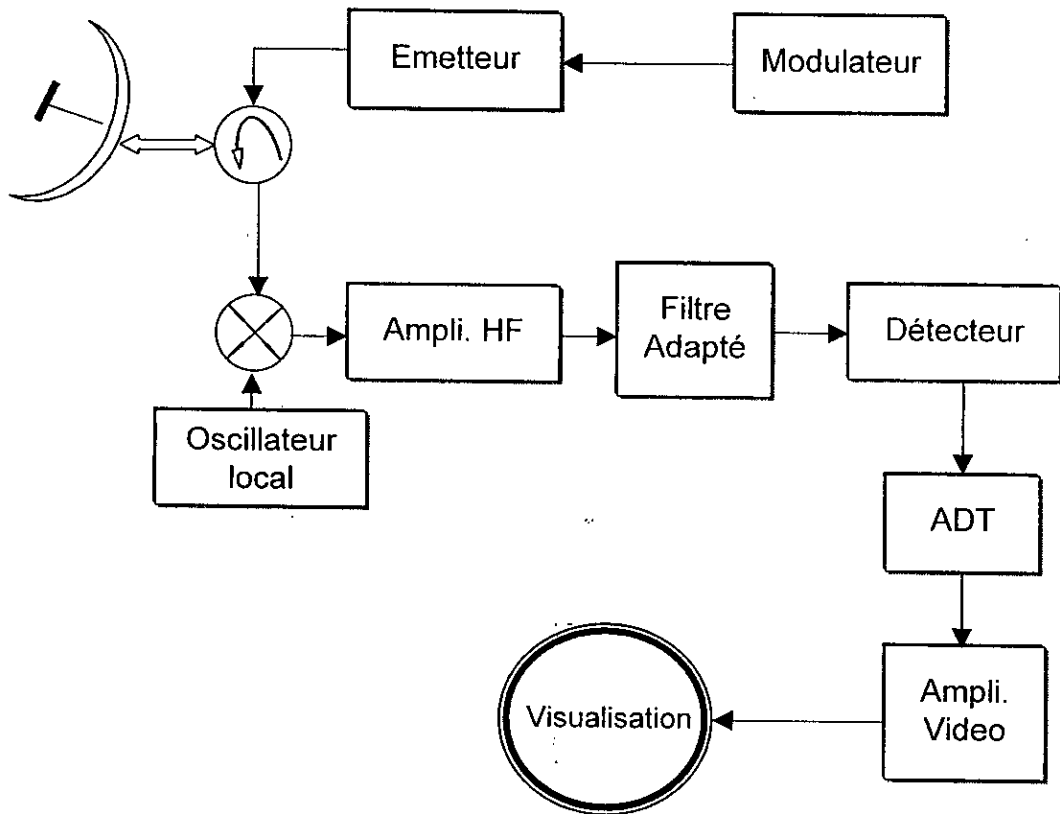
Le schéma fonctionnel dans la Fig.III.2 montre le principe d'un radar à impulsion.

L'émetteur est un oscillateur sinusoïdal suivi d'un modulateur d'amplitude pour générer un train d'impulsions. Un radar typique utilise à l'émission une puissance crête de l'ordre du Mégawatt et une puissance moyenne de quelques Kilowatts. Il émet des impulsions de durée  $\tau$  de quelques micro secondes ( $\mu\text{s}$ ) avec une période de répétition qui peut aller d'une milliseconde (ms) à plusieurs ms [15].

Généralement, les radars à impulsions utilisent un duplexeur qui permet d'utiliser la même antenne pour l'émission et la réception et protège le récepteur des fuites de l'émetteur grâce au duplexeur.

Le récepteur est généralement du type superhétérodyne. Le mélangeur et l'oscillateur local (LO- Local Oscillateur) ramènent le signal reçu à une fréquence plus basse FI (Fréquence Intermédiaire). Le filtre FI a une largeur de bande de fréquences de l'ordre de 1 mégahertz (MHz) autour d'une fréquence de 10MHz à 600MHz. Ce filtre est un filtre adapté à la forme de l'impulsion reçue. Pour un radar dont le signal reçu est approximé par une impulsion rectangulaire, la transmittance du filtre passe bande est souvent tel que le produit  $B.\tau \approx 1$  avec B la largeur de bande du filtre et  $\tau$  la durée de l'impulsion [15]. Après avoir maximisé le rapport signal sur bruit à la sortie du filtre adapté, la porteuse est éliminée par un détecteur puis le signal résultant est amplifié à un niveau où il est transmis vers un écran de visualisation.

Dans les radars modernes, au lieu de transmettre directement le signal à l'indicateur, il peut être traité avant par un système de détection automatique et de poursuite ADT (Automatic Detection and Tracking).



**Fig.III.2** Schéma fonctionnel d'un radar à impulsion.

### **III.1.3 Différents types de radar**

Il existe plusieurs types de radar, mais nous allons citer que quelques uns pour montrer le spectre très large de l'utilisation des radars [28].

#### **Radars de navigation pour navire**

Ces radars émettent sur des longueurs d'onde de 3 cm ou 10 cm; leurs portée est comprise entre 36 km à 72 km. Ce sont en général des radars à impulsions. Tous les navires de guerre ou de commerce possèdent une telle installation, ce qui leur permet, non seulement de détecter les obstacles, mais aussi de connaître leur position par rapport à la côte et de détecter la présence de précipitations.

#### **Radars de veille aérienne**

Ces radars se caractérisent par leur très grande puissance d'émission (plusieurs mégawatts en puissance de crête). De ce fait, leur portée est très grande (300 km à 500 km). Comme il s'agit de radars à grande portée, les impulsions émises sont de durée relativement longue (quelques microsecondes). Les longueurs d'onde utilisées sont 25 cm ou 10 cm, et le faisceau rayonné est assez étroit en azimut (2 à 3 degrés) mais plus large en site (10 à 15 degrés). Les informations sont fournies sur des écrans qui ne permettent de représenter qu'un secteur de l'horizon.

#### **Radars anticollision et météorologique**

Ces radars très légers sont disposés sur les avions de transport pour éviter certaines collisions ainsi que les perturbations orageuses. Ils fonctionnent sur une longueur d'onde de 3 cm. Une antenne parabolique permet le balayage dans un large secteur à l'avant de l'appareil. La présentation des informations se fait sur un écran qui donne l'azimut et la distance. Les météorologistes utilisent également ces radars pour détecter et étudier les masses nuageuses.

#### **Radars de bombardement et radars anti-sous-marins**

Ces radars possèdent des antennes qui permettent d'obtenir un faisceau étroit en azimut et assez large en site pour «balayer» la surface du

sol ou de la mer. La longueur d'onde utilisée est de 3 cm, et la présentation des résultats se fait sur des écrans, de grandes dimensions, sur lesquels se dessinent pratiquement les cartes des terrains survolés.

### **Radars Doppler**

Le radar Doppler est en fait un équipement de navigation qui permet de connaître à tout instant la position de la vitesse au-dessus du sol ; Cet appareil est basé sur l'effet Doppler ; lorsqu'un observateur se déplace par rapport à une source de rayonnement de fréquence déterminée (ou inversement), la fréquence mesurée par l'observateur varie d'une quantité qui dépend de la vitesse relative de l'observateur par rapport à la source.

Les applications de ces radars sont fort nombreuses; contrôle de trafic routier, contrôle d'approche de zones dangereuses telles que passages à niveau ou pont-levis, surveillance des zones situées à l'avant ou à l'arrière de gros véhicules en mouvement.

## **III.2 Détection automatique de cibles**

Le signal radar est composé de la superposition de signaux de cibles, de bruit thermique et du clutter qui représente les réflexions du sol, la mer, les nuages et les arbres.

La détection consiste à déclarer la présence d'une cible si le signal reçu dépasse un certain seuil dit seuil de décision. L'environnement où le radar fonctionne dépend de plusieurs facteurs tels que les conditions atmosphériques et le lieu physique de l'opération. Ce qui conduit à des signaux non stationnaires avec une variance inconnue.

### **III.2.1 Détection à seuil fixe**

La décision, qui consiste à déclarer la présence ou l'absence d'une cible en comparant le signal reçu à un certain seuil, peut se formuler en termes de la théorie des tests des hypothèses statistiques. Deux hypothèses sont considérées  $H_0$  (cible absente) et  $H_1$  (cible présente). Chaque hypothèse



correspond à une ou plusieurs observations représentées par des variables aléatoires. Pour décider quelle hypothèse est vraie, le récepteur se base sur des critères de décision.

Deux types d'erreurs sont possibles, la fausse alarme et la non détection.

- L'erreur de fausse alarme apparaît lorsqu'une cible est déclarée présente alors qu'elle est réellement absente.
- L'erreur de non détection apparaît lorsqu'une cible est déclarée absente alors qu'elle est effectivement présente.

La probabilité de détection,  $P_d$ , la probabilité de non détection,  $P_m$  (probability of miss), et la probabilité de fausse alarme,  $P_{fa}$ , sont définies par les expressions suivantes [16][17] :

$$P_d = P(D_1 / H_1) = \int_{\gamma}^{\infty} P_{Q/H_1}(q) dq \quad (\text{III.1})$$

$$P_m = 1 - P_d \quad (\text{III.2})$$

et

$$P_{fa} = P(D_1 / H_0) = \int_{\gamma}^{\infty} P_{Q/H_0}(q) dq \quad (\text{III.3})$$

où  $\gamma$  est le seuil de décision.

### Critère de Neyman-Pearson

En absence d'information sur les probabilités a priori,  $P(H_i)$ ,  $i=0,1$ , le critère le plus employé est celui de Neyman-Pearson. Il consiste à rendre minimale la probabilité de non détection,  $P_m$ , sachant que la probabilité de fausse alarme,  $P_{fa}$ , est fixée à une valeur  $\alpha$ . Pour parvenir aux résultats escomptés, nous construisons la fonction objective :

$$J(\lambda) = P_m + \lambda(P_{fa} - \alpha) \quad (\text{III.4})$$

où  $\lambda$  est un multiplicateur de Lagrange.

D'après les équations (III.2), (III.3) et (III.4) nous pouvons écrire :

$$J(\lambda) = \lambda(1-\alpha) + \int_{-\infty}^{\gamma} [P_{Q|H_1}(q) - \lambda P_{Q|H_0}(q)] dq \quad (\text{III.5})$$

La minimisation de  $J(\lambda)$  conduit à la règle de décision suivante [16] :

$$\Lambda(q) = \frac{P_{q|H_1}(q)}{P_{q|H_0}(q)} \begin{matrix} > \lambda \\ < \lambda \end{matrix} \begin{matrix} D_1 \\ D_0 \end{matrix} \quad (\text{III.6})$$

Le seuil  $\lambda$  étant choisi à partir de la condition

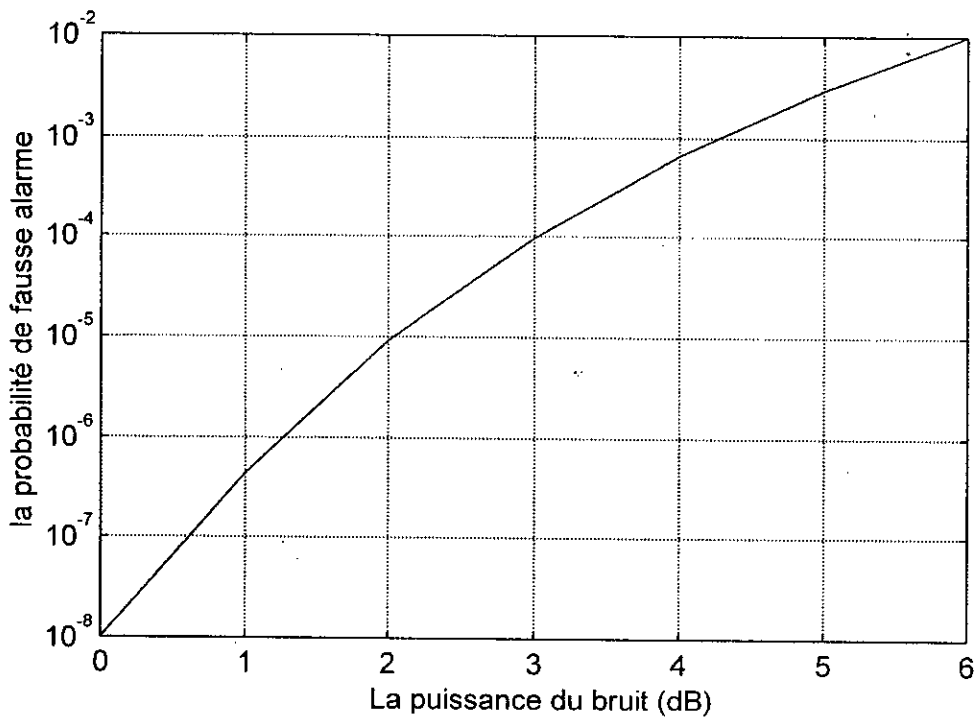
$$P_{Fa} = \int_{\lambda}^{\infty} P_{\Lambda|H_0}(q) dq = \alpha \quad (\text{III.7})$$

où  $P_{\Lambda|H_0}(\cdot)$  est la densité de probabilité conditionnelle du rapport de vraisemblance. Pour une probabilité de fausse alarme donnée, le seuil  $\lambda$  est équivalent à celui calculé à partir de la règle de Bayes [23].

Les critères de détection qui ont été rappelés dans le présent chapitre se ramènent à la comparaison du signal de réception à un seuil fixe calculé a priori. Il est constaté que la détection à seuil fixe produit un nombre élevé de fausses alarmes lorsque le niveau du clutter augmente.

La Fig.III.3 montre qu'une augmentation de 3dB dans la puissance du bruit peut causer une augmentation dans la probabilité de fausse alarme de 10 000 fois. A cause de cette grande sensibilité de la Pfa aux

changements de la puissance du clutter, nous sommes conduits à adopter un seuil adaptatif pour maintenir un taux de Fausse Alarmé Constant TFAC, (CFAR, Constant False Alarm Rate) [27].



**Fig.III.3.** Effet de l'augmentation de la puissance du bruit sur la probabilité de fausse alarme pour un détecteur à seuil fixe ;  $P_{fa}$  de consigne est de  $10^{-8}$

### III.2.2 Détection CFAR :

En général, le détecteur CFAR est constitué d'un détecteur quadratique, suivi d'une ligne à retard formée par des cellules de références, chaque cellule est retardée par rapport à la suivante d'une durée égale à la durée de l'impulsion émise. Cette ligne à retard est centrée sur une cellule de test entourée d'une ou deux cellules de gardes qui ne sont pas utilisées dans l'estimation de la puissance du bruit, les deux fenêtres de référence U et V comprenant  $N/2$  cellules, sont situées en amont et en aval de la cellule de test Fig.III.4. Ces deux fenêtres sont utilisées pour estimer la puissance du bruit. Cette estimation  $q$  est multipliée par un facteur d'échelle  $T$  dépend de la probabilité de fausse alarme désirée.

Les processeurs CFAR diffèrent entre eux par la méthode avec laquelle la puissance du bruit est estimée. Dans [18], Hansen et Sawyers ont proposé GO-CFAR (Greastest Of CFAR) qui est une version modifiée du CA-CFAR la puissance du bruit est estimée par le Maximum de deux quantités suivantes :

$$U = \sum_{i=1}^{N/2-1} q_i \quad V = \sum_{i=2+N/2}^N q_i$$

Dans [19], Weiss a suggéré l'utilisation du détecteur SO-CFAR (Smallest Of CFAR) dans lequel l'estimation de la puissance du bruit est prise comme étant le minimum des quantités U et V. Dans [21], Barkat et VarsHney ont proposé le détecteur WCA-CFAR (Weighted CA-CFAR) où chaque fenêtre de référence est pondérée par un coefficient dans le but d'optimiser la probabilité de détection. Puis d'autres techniques basées sur les statistiques d'ordres, telles que l'OS-CFAR (Order Statistic CFAR, CMLD-CFAR (Censored Mean Level Detector ), ont été proposées.

#### Détecteur CA-CFAR

Une approche pour réaliser un seuil adaptatif (CFAR) consiste à comparer le contenu de la cellule sous test à un seuil calculé à partir de la

moyenne arithmétique des cellules de référence. Ce détecteur proposé par Finn et Johnson est appelé Cell-Averaging CFAR (CA-CFAR) [20].

La constante de seuillage  $T_{CA}$  (threshold multiplier) est calculée de manière à assurer une probabilité de fausse alarme,  $P_{fa}$ , désirée. Par la suite, la décision finale est effectuée par la comparaison de l'échantillon  $q_0$  de la cellule sous test au seuil adaptatif  $T_{CA} \times q$  pour donner une décision binaire correspondant soit à l'hypothèse  $H_1$  (présence de la cible) soit à l'hypothèse  $H_0$  (absence de la cible) [20].

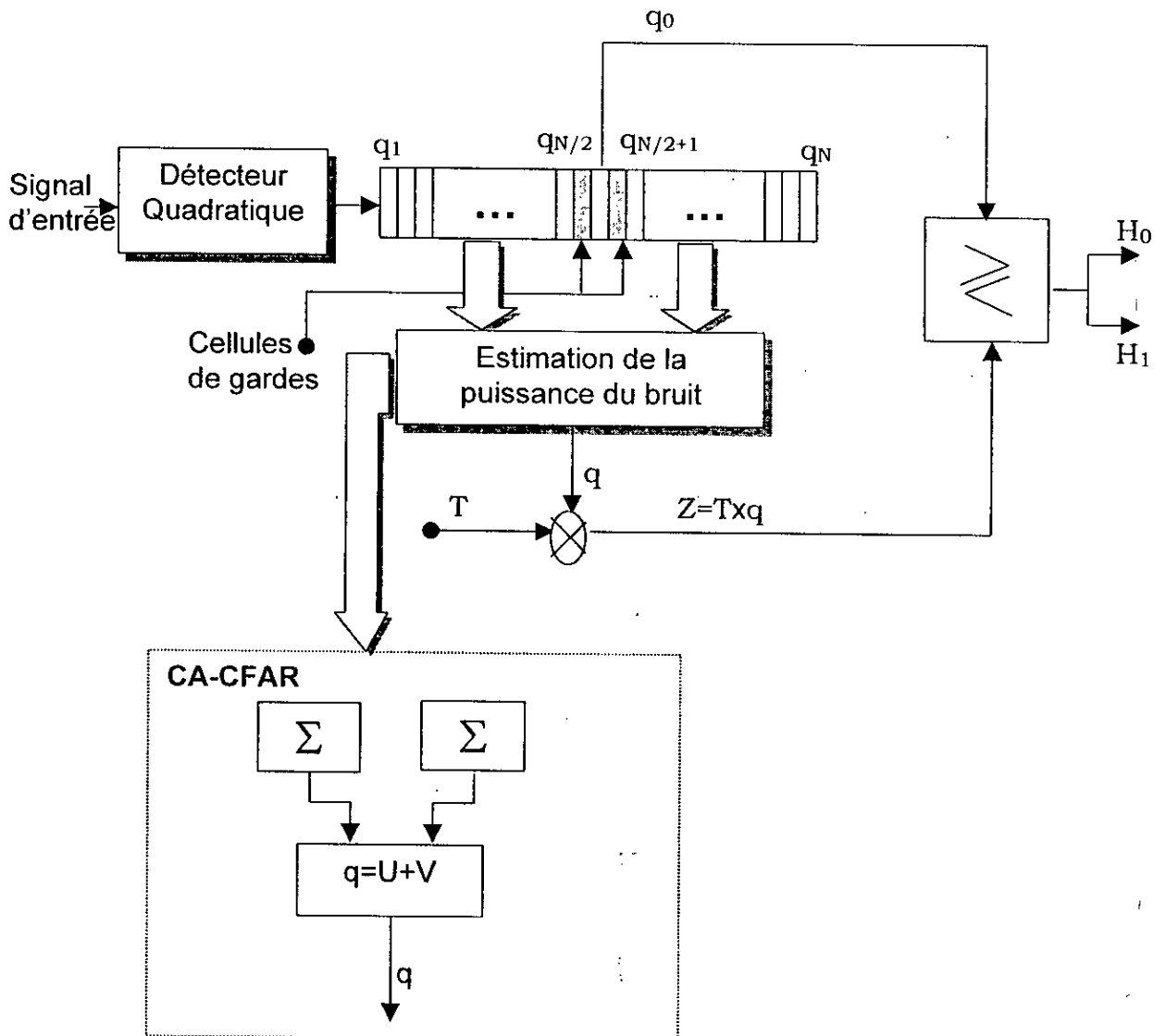


Fig.III.4. Schéma synoptique du détecteur CFAR (détecteur CA-CFAR).

Dans le détecteur CA-CFAR, le seuil est une variable aléatoire se caractérisant par sa fonction de densité de probabilité qu'on va essayer d'évaluer.

Dans le cas où le bruit accompagnant le signal est Gaussien, on peut montrer qu'à la sortie du filtre passe bande l'enveloppe  $r$  du signal composite a une fonction de densité de probabilité (PDF) dite de **Rayleigh** donnée par :

$$P(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{III.8})$$

Après passage dans le détecteur quadratique, la fonction densité de probabilité de  $q=r^2$  est donnée par :

$$P(q)dq = P(r)dr$$

$$q = r^2 \Rightarrow dq = 2rdr$$

donc

$$P(q) = \frac{1}{2r} P(r) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(\frac{-r^2}{2\sigma^2}\right)$$

remplaçant  $r^2$  par  $q$  :

$$P(q) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(\frac{-q}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{III.9})$$

On normalise en posant  $2\sigma^2 = 1$ , on obtient la forme normalisée suivante :

$$P(q) = \exp(-q) \quad (\text{III.10})$$

Le seuil adaptatif est donné par :

$$Z = T_{CA} \times q \quad (\text{III.11})$$

$T_{CA}$  : facteur d'échelle du détecteur CA-CFAR dépend de la  $P_{FA}$  désiré.  
 $q$  : étant la somme de  $N$  échantillons de la fenêtre.

$$q = \sum_{i=1}^N q_i \quad (\text{III.12})$$

la fonction de densité de probabilité PDF sera :

$$P_Q(q) = P_{Q_i}(q) * P_{Q_j}(q) \quad (\text{III.13})$$

\* : étant le produit de convolution

$$P(q) = \frac{q^{N-1}}{(N-1)!} \exp(-q) \quad (\text{III.14})$$

### La probabilité de détection

Notre traitement se fait pour une seule impulsion et pour une cible de modèle SWERLING II (les amplitudes sont indépendantes d'une impulsion émise à une autre).

$$P(A) = \frac{A}{A_0^2} \exp\left(\frac{-A^2}{2A_0^2}\right) \quad (\text{III.15})$$

avec  $A_0$  : l'amplitude la plus probable

D'après les équations (III.9) et (III.10), nous pouvons écrire :

$$P(q) = \frac{1}{1+S} \exp\left(\frac{-q}{1+S}\right) \quad (\text{III.16})$$

avec  $S$  le rapport signal à bruit

Pour un seuil donné par  $Z = T_{CA} \times q$  la probabilité de détection est :

$$P(q_0 \geq T_{CA} q / H_1) = \exp\left(\frac{-T_{CA} q}{1+S}\right) \quad (\text{III.17})$$

Mais, dans un système CA-CFAR le seuil est fonction de la variable aléatoire  $q$ , ce qui fait que (III.17) est une probabilité conditionnelle de détection.

Alors, la probabilité de détection peut être obtenue par :

$$P_D = \int_0^{\infty} P(q_0 \geq T_{CA} q / H_1) P(q) dq \quad (\text{III.18})$$

$$P_D = \left(1 + \frac{T_{CA}}{1+S}\right)^{-N} \quad (\text{III.19})$$

### La probabilité de fausse alarme

Si on remplace  $S=0$  dans (III.19), on aura la probabilité de fausse alarme

$$P_{FA} = [1 + T_{CA}]^{-N} \quad (\text{III.20})$$

Dans un détecteur CA-CFAR, la probabilité de détection est fonction du rapport signal à bruit  $S$ , le nombre de cellules de référence  $N$  et du facteur d'échelle  $T_{CA}$ .

Ce facteur d'échelle  $T_{CA}$  est déterminé à partir de la probabilité de fausse alarme désirée.



Finn a montré que lorsque le nombre des cellules de références est très grand, les performances du détecteur CA-CFAR approchent celles de Neyman-pearson (détecteur idéal) où la puissance moyenne du clutter est connue a priori. Ceci résulte de la consistance de l'estimateur de la puissance du clutter. Cependant, ces performances se dégagent en absence de l'hypothèse de l'homogénéité du clutter. Dans un environnement réel où opère le radar, il existe des situations où cette hypothèse n'est plus vérifiée.

Au chapitre suivant, nous traitons le problème de détection CA-CFAR dans le domaine temps-fréquence. Deux cas seront considérés à savoir le domaine temps-fréquence linéaire et le domaine temps-fréquence quadratique réalloué.

## *Chapitre IV*

# Le CA-CFAR dans le domaine Temps-Fréquence

La détection, la localisation et la visualisation sont les tâches principales des radars de surveillance. En pratique le problème est de détecter automatiquement une cible dans un bruit non stationnaire tout en gardant la probabilité de fausse alarme constante.

Le signal radar est toujours transitoire dans le domaine temporel et à large bande dans le domaine fréquentiel. Les méthodes classiques, basées sur la transformée de Fourier, ont des difficultés à analyser le signal radar transitoire [16].

## IV.1 Le détecteur CA-CFAR 2-D

Les représentations temps-fréquence ont pour objectifs d'obtenir une meilleure lisibilité du signal et de faire ressortir les caractéristiques pertinentes du signal à analyser.

Dans [25], nous avons proposé une nouvelle architecture du détecteur CFAR mieux adapté à la forme bidimensionnelle des représentations temps-fréquence qu'on a appelé le détecteur CFAR 2-D.

Le détecteur CFAR 2-D est constitué d'une fenêtre de référence 2-D centré sur une cellule de test entourée des cellules de gardes dans chaque coté qui ne sont pas utilisés dans l'estimation de la puissance du bruit.

Les  $N$  échantillons de la fenêtre de la référence sont utilisés pour estimer la puissance du bruit. Dans le cas du CA-CFAR 2-D Fig.IV.1 l'estimation  $q$  de la puissance du bruit est obtenue par la moyenne arithmétique des  $N$  échantillons. La cellule de test est comparée au seuil adaptatif  $T_{CA} \times q$  pour donner une décision sur la présence ou l'absence de la cible dans cette cellule.

Nous montrons que pour une probabilité de fausse alarme fixe et pour un rapport signal à bruit donné, si  $N > N'$  la probabilité de détection  $P_D > P_D'$ .

Dans le cas cité au chapitre précédant, les probabilités de détection et de fausse alarme sont données par :

$$P_D = \left( 1 + \frac{T_{CA}}{1 + S} \right)^{-N} \quad (IV.1)$$

$$P_{FA} = [1 + T_{CA}]^{-N} \Rightarrow T_{CA} = \left[ \frac{1}{P_{FA}} \right]^{\frac{1}{N}} - 1 \quad (IV.2)$$

Remplaçant  $T_{CA}$  dans l'équation (IV.1) :

$$P_D = \left( \frac{\left[ \frac{1}{P_{FA}} \right]^{1/N} + S}{1 + S} \right)^{-N} = \frac{[1 + S]^N}{\left[ S + \left[ \frac{1}{P_{FA}} \right]^{1/N} \right]^N} \quad (IV.3)$$

$$\text{Alors } P_D > P'_D \Leftrightarrow \frac{[1 + S]^N}{\left[ S + \left[ \frac{1}{P_{FA}} \right]^{1/N} \right]^N} > \frac{[1 + S]^{N'}}{\left[ S + \left[ \frac{1}{P_{FA}} \right]^{1/N'} \right]^{N'}} \Rightarrow N > N'$$

Cette structure bidimensionnelle nous permet d'augmenter considérablement le nombre de cellules de références  $N$  avec moins de risque d'apparition de bruit non homogène ce qui entraîne une augmentation de la probabilité de détection.

## IV.2 Détection CA-CFAR dans le domaine Temps-Fréquence Linéaire

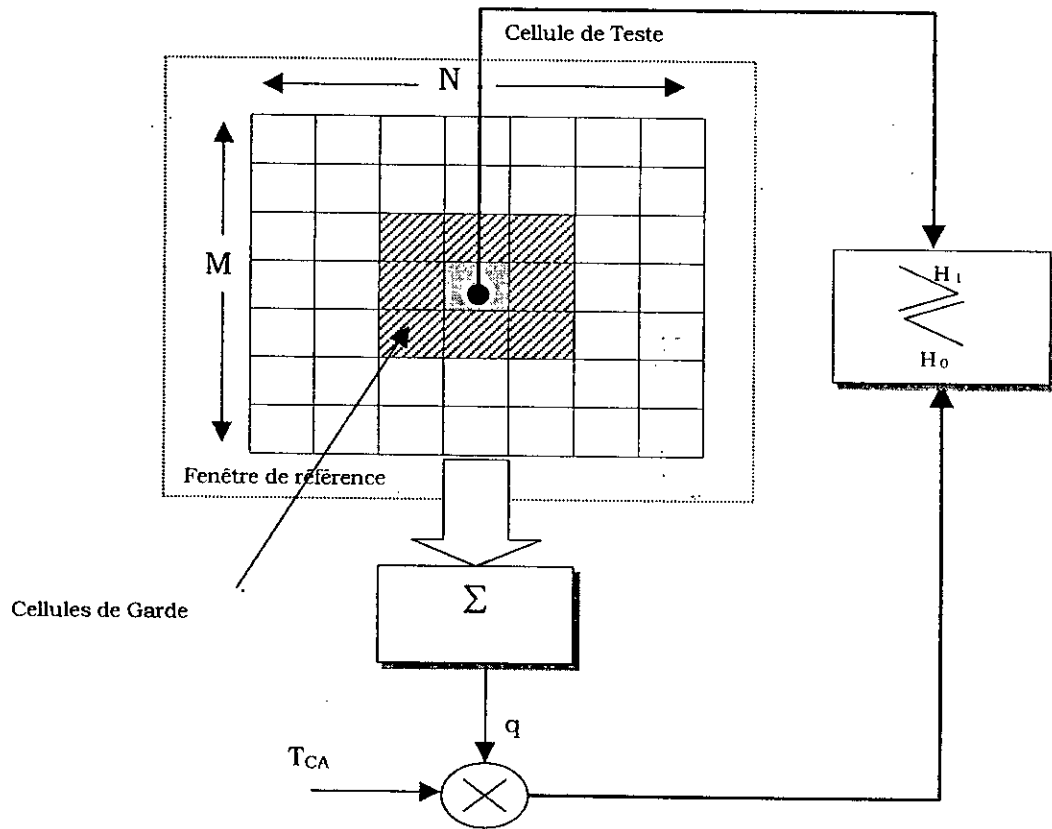
La transformé de Gabor a l'avantage sur d'autres représentations TF Linéaire de bien localiser et concentrer le signal analysé, sans introduire de termes d'interférence. De plus si on choisit une fonction gaussienne comme fenêtre d'analyse, celle-ci est alors tout à fait adaptée à l'analyse du signal radar.

### IV.2.1 Formulation du problème

La Transformée de Gabor Discrète décompose le signal reçu dans le plan temps fréquence sur une grille de pas d'échantillonnage constant [7]. D'après l'équation (I.5), les coefficients de Gabor  $C_{nm}$  sont donnés par :

$$C_{nm} = \sum_k x[k] h^*[k-n] \exp(j2\pi nk) \quad (IV.4)$$

$h[k]$  est une fenêtre d'analyse.



**Fig.IV.1.** Détecteur CA-CFAR 2-D, avec un nombre de cellules  $N=N \times M - 9$

En prenant le module au carré des coefficients  $C_{mn}$  qui sont supposés suivre la loi de Rayleigh, nous n'avons pas besoin d'un détecteur quadratique d'enveloppe en amont et le calcul probabiliste est similaire au calcul cité dans le chapitre précédant, i.e., nous pouvons écrire :

$$P_D = \left( \frac{1 + S + T_{CA}}{1 + S} \right)^{-N'} \quad (IV.5)$$

$$P_{FA} = (1 + T_{CA})^{-N'} \quad (IV.6)$$

où

$T_{CA}$  : facteur d'échelle du détecteur CA-CFAR dépend de la  $P_{FA}$  désiré.

$S$  : rapport signal à bruit local.

$N'$  : nombre de cellules de référence.

#### IV.2.2 Algorithme :

Dans [8], O. Lemoine et S. Icart ont développé une technique de détection utilisant conjointement une méthode CFAR et la Transformée de Gabor Discrète. Cette technique consiste à décomposer le signal radar dans le plan TF sur une grille (matrice) que l'on ramène, par projection sur l'axe des temps, à un vecteur en conservant pour chaque instant  $n$ , le  $|C_{nm}|^2$  le plus grand afin d'appliquer un détecteur CFAR classique [8].

Au lieu de prendre le plus grand coefficient  $|C_{nm}|^2$ , nous proposons d'appliquer un détecteur CA-CFAR 2-D directement à la matrice  $|C_{nm}|^2$ .

Nous considérons le problème d'un détecteur CA-CFAR 2-D dans le domaine temps-fréquence linéaire (TFL). Tout d'abord, on calcul la transformé de Gabor du signal radar. On obtient donc une matrice de coefficients qu'on élève au carré. Cette matrice passe par un détecteur CA-CFAR 2-D.



**Fig.IV.2.** Détection radar dans le domaine TFL

### **IV.2.3 Simulation et Résultat :**

On considère un signal radar présentant une cible d'amplitude  $A=1$ . On y ajoute un bruit blanc centré dont on fait évaluer la probabilité de détection pour chaque valeur du rapport signal à bruit, la courbe ainsi obtenue est appelée la Caractéristique Opérationnel du Récepteur (COR). La probabilité de fausse alarme est fixée à  $P_{fa} = 10^{-6}$ .

La Fig.IV.5 montre que pour un nombre de cellules de références proche ( $N=29$  et  $N'=26$ ) le détecteur CA-CFAR 2-D appliqué à la Transformée de Gabor Discrète (TGD) est plus performant que le détecteur CA-CFRA classique appliqué directement au signal parce que les représentations temps-fréquence améliorent localement le rapport signal à bruit.

La Fig.IV.6 montre les performances du détecteur CA-CFAR 2-D par rapport au détecteur CA-CFAR appliqué à l'algorithme de O. Lemoine et S. Icart. Ces performances peuvent être expliquées par l'effet du nombre de cellules de références qui est mieux illustré par la Fig.IV.7.

### IV.3 Détection dans le plan Temps-Fréquence Quadratique (TFQ)

Comparée au traitement par transformée de Fourier, la transformée Temps-Fréquence (TF) d'un signal transitoire peut détecter et localiser des changements rapides du signal. Une des importantes applications de la transformation TF est la détection et l'extraction d'un signal radar bruité.

La méthode de la réallocation a été introduite en 1967 par Koder, Gendrin et de Villemary [3]. Cette année a marqué également la première utilisation du formalisme de la classe de Cohen pour le traitement des signaux non stationnaire. Pourtant, les idées apportées par la méthode de la réallocation n'ont pas profité immédiatement de ce résultat fort, qui rassemble dans un même cadre théorique toutes les distributions d'énergie temps-fréquence bilinéaires (coinvariantes par translation en temps et en fréquence).

Ce n'est que récemment, que Auger et Flandrin ont reformulé les idées de la réallocation dans le cadre de cette théorie et ont montré la pertinence de la méthode de réallocation en tant qu'outil complémentaire pour l'analyse temps-fréquence [3].

Dans cette section, nous proposons d'appliquer un détecteur CFAR 2-D au spectrogramme réalloué.

#### IV.3.1 Formulation du problème

Le problème de détection que l'on considérera toujours est celui du test d'hypothèses :

$$\begin{cases} H_0 : x(t) = b(t) \\ H_1 : x(t) = s(t) + b(t) \end{cases}$$

Le signal étudié est supposé être la sortie d'un démodulateur amplitude-phase d'un radar Doppler cohérent à impulsions.



Dans le but d'obtenir la position et la vitesse de la cible. Le récepteur doit estimer le décalage temps – fréquence  $(\tau_0, f_0)$  à partir du signal  $x(t)$ .

Dans ce qui suit, on considère l'estimateur maximum de vraisemblance (MV) des paramètres  $\tau_0$  et  $f_0$ ; dans le problème radar le récepteur optimal au sens du Maximum Vraisemblance s'écrit :

$$\Gamma(\tau, f; x) \hat{=} K |A'_{x,s}(\tau, f)|^2 \quad (\text{IV.7})$$

avec :

$$A'_{x,s}(\tau, f) = \int x(t') s^*(t' - \tau) e^{-j2\pi f t'} dt' \quad (\text{IV.8})$$

où  $K$  est un facteur positif qui dépend de l'énergie transmise, de la variance et de la densité spectrale du bruit  $b(t)$ .

Le test de maximum de vraisemblance revient à estimer  $(\hat{\tau}, \hat{f}_0)$  qui maximise (IV.7), i.e., maximise  $|A'_{x,s}(\tau, f)|^2$ .

$A'_{x,s}(\tau, f)$  peut être vu comme une version asymétrique de la fonction d'ambiguïté croisée qui ne diffère de la fonction d'ambiguïté symétrique croisée que par un facteur de phase

$$A'_{x,s}(\tau, f) = A_{x,s}(\tau, f) e^{-j2\pi \frac{\tau f}{2}} \quad (\text{IV.9})$$

Donc les modules au carré de  $A'$  et  $A$  sont identiques, ce qui implique que l'estimé de maximum de vraisemblance est le point  $(\hat{\tau}, \hat{f}_0)$  dans le plan temps-fréquence  $(\tau, f)$  qui maximise la fonction d'ambiguïté symétrique croisée du signal reçu et du signal transmis.

Par ailleurs,  $|A_{x,s}(\tau, f)|^2$  n'est autre que le spectrogramme de  $x(t)$ , où le signal transmis  $s(t)$  joue le rôle d'une fenêtre d'analyse [10].

De ce qui précède, on peut conclure que «le spectrogramme du signal reçu, avec une fenêtre d'analyse égale au signal transmis, constitue un récepteur optimal»

Généralement en pratique, l'écho provenant de la cible est modulé en amplitude par une gaussienne dû au lobe de l'antenne. Cette remarque nous suggère une fonction gaussienne, de largeur égale à la largeur de l'impulsion émise, comme fenêtre d'analyse du spectrogramme du signal reçu afin de constituer un récepteur optimal.

Le spectrogramme peut être vu aussi comme une corrélation à deux dimensions entre la distribution de Wigner-Ville du signal reçu et celle du signal émis ce qui constitue le récepteur optimal [1]. Mais cette corrélation (lissage) entraîne une délocalisation des paramètres du signal (§ chapitre II) qu'on propose de corriger par la méthode de réallocation.

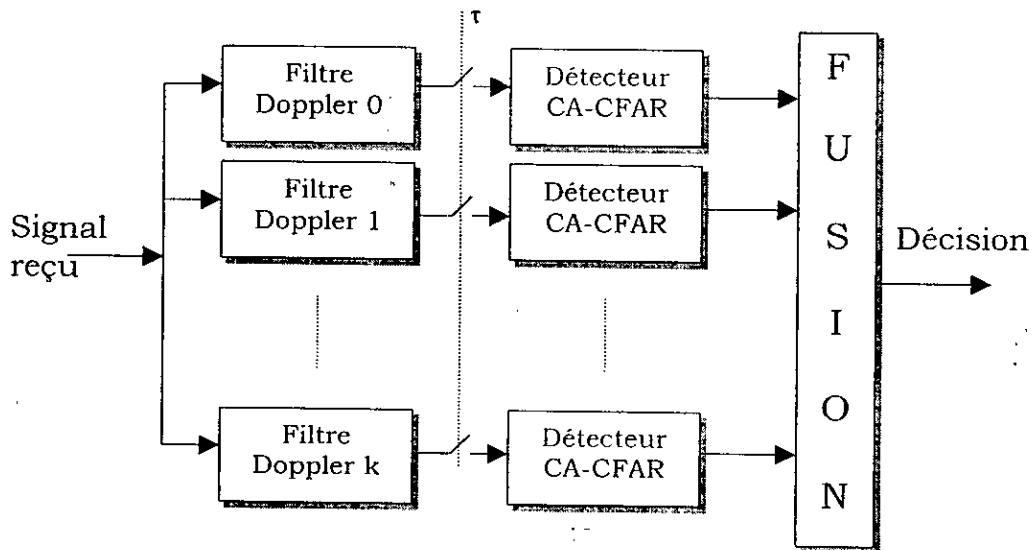
### **IV.3.2 Algorithme**

Dans les récepteurs radar à filtre Doppler, Le signal reçu est échantillonné en portée et en fréquence Doppler comme indiqué dans la figure Fig.IV.5, par conséquent, chaque échantillon peut être considéré comme la sortie d'une cellule de résolution Distance-Doppler (Rang-Doppler Resolution Cell), de cela nous obtenons une matrice de cellules de résolution (Distance-Doppler) et sur chacune des sorties des filtres Doppler est appliqué le détecteur CFAR. La décision finale est prise après la fusion des décisions des différents CFAR. Dans cette approche, les filtres se recouvrent ce qui influe sur l'estimation du bruit dans les CFAR.

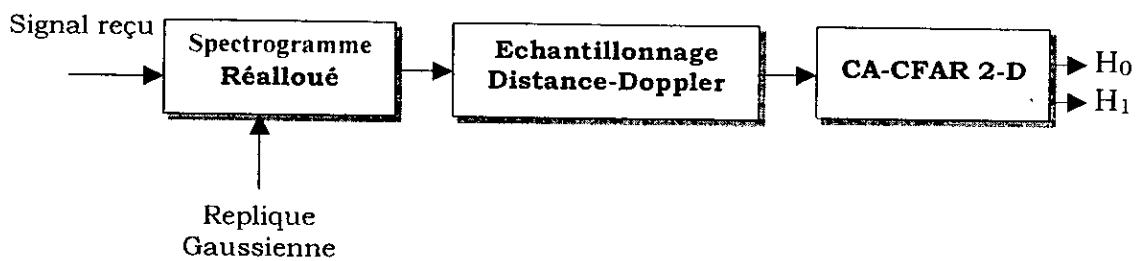
Dans ce qui suit nous proposons une technique où ce type de problème n'apparaît pas. Notre approche consiste à :

- Calculer le spectrogramme réalloué du signal reçu, en utilisant une fenêtre d'analyse d'une forme gaussienne et d'une largeur égale à celle de l'impulsion émise ;

- Echantillonner en fréquence Doppler et en cellule distance pour obtenir une matrice (Distance-Doppler)
- Appliquer le détecteur CA-CFAR 2-D.



**Fig.IV.3.** Détecteur CA-CFAR pour un radar à filtres Doppler



**Fig.IV.4.** Détection CA-CFAR dans le domaine TFQ

### IV.3.3 Simulation et Résultat

Nous considérons le même scénario que celui de la simulation précédente. La Fig.IV.8 montre que le détecteur CA-CFAR 2-D dans le plan temps-fréquence quadratique (spectrogramme réalloué) est plus performant que le détecteur CA-CFAR 2-D dans le plan temps-fréquence Linéaire (TGD) dans le cas des rapports signal à bruit fort et moins performant dans le cas des rapports signal à bruit faible. Cette dégradation des performance est due à la réallocation qui est moins robuste au bruit.

La Fig.IV.9 montre l'effet de l'augmentation de nombre de cellules de références sur les performances du détecteur CA-CFAR 2-D dans le plan temps-fréquence quadratique (spectrogramme réalloué).

## IV.4 Conclusion

Les résultats obtenus nous permettent d'affirmer que la détection CA-CFAR 2-D dans le plan temps-fréquence présente trois avantages :

- Amélioration du rapport signal à bruit local.
- Augmentation du nombre de cellules de références (améliorer la détection) sans risque de changement de l'homogénéité du bruit.
- Informe sur la localisation fréquentielle de la cible.

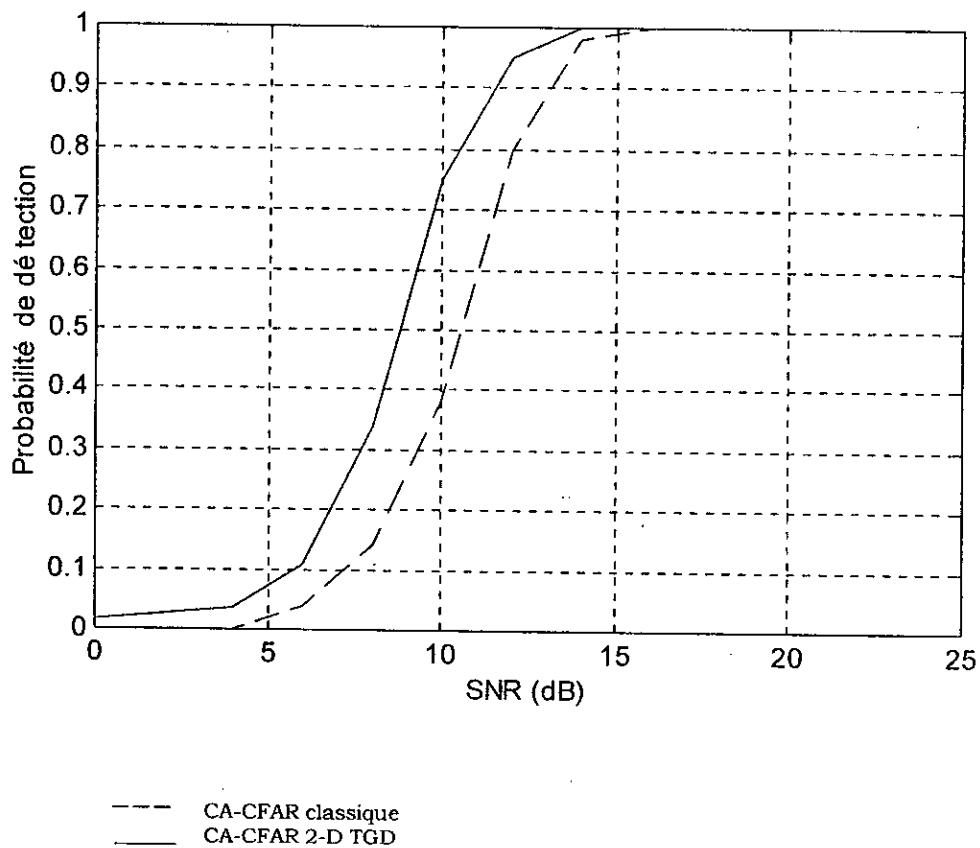


Fig.IV.5. La probabilité de détection en fonction du SNR d'un détecteur CA-CFAR classique et d'un détecteur CA-CFAR 2-D dans le domaine TFL (TGD) avec  $P_{fa}=10^{-6}$ ,  $N=29$  et  $N'=26$

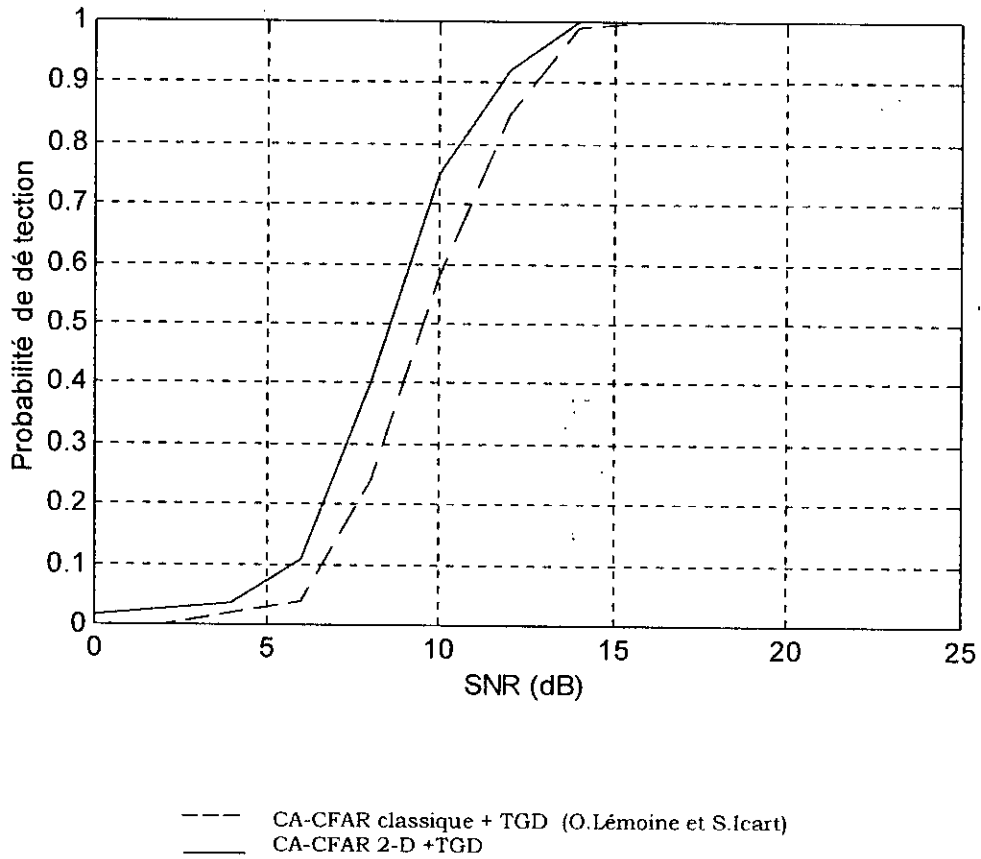
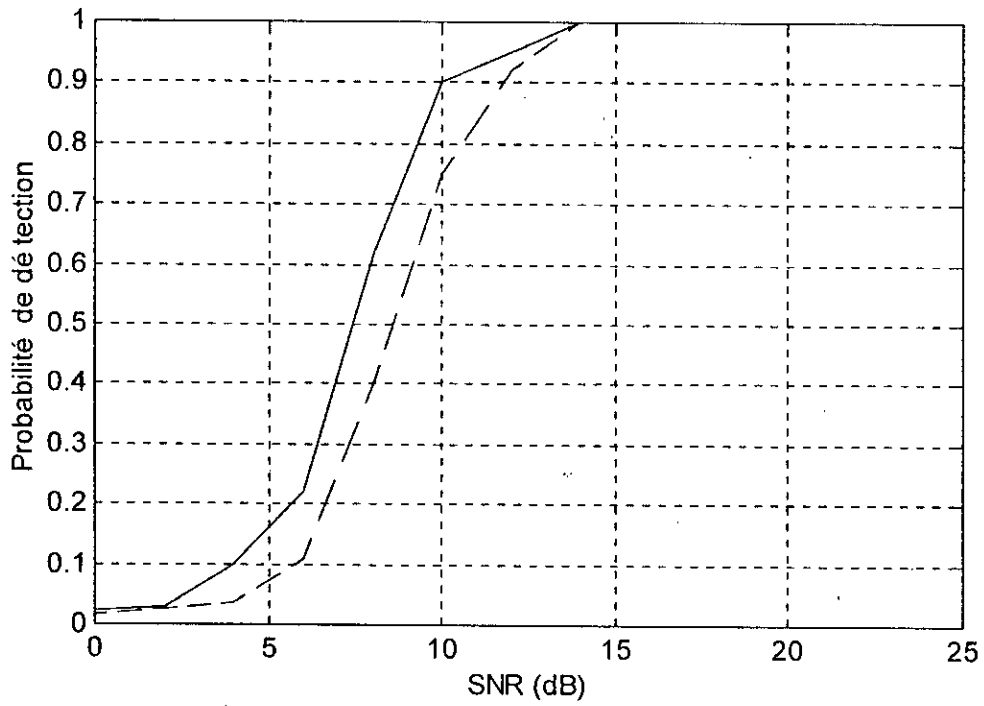
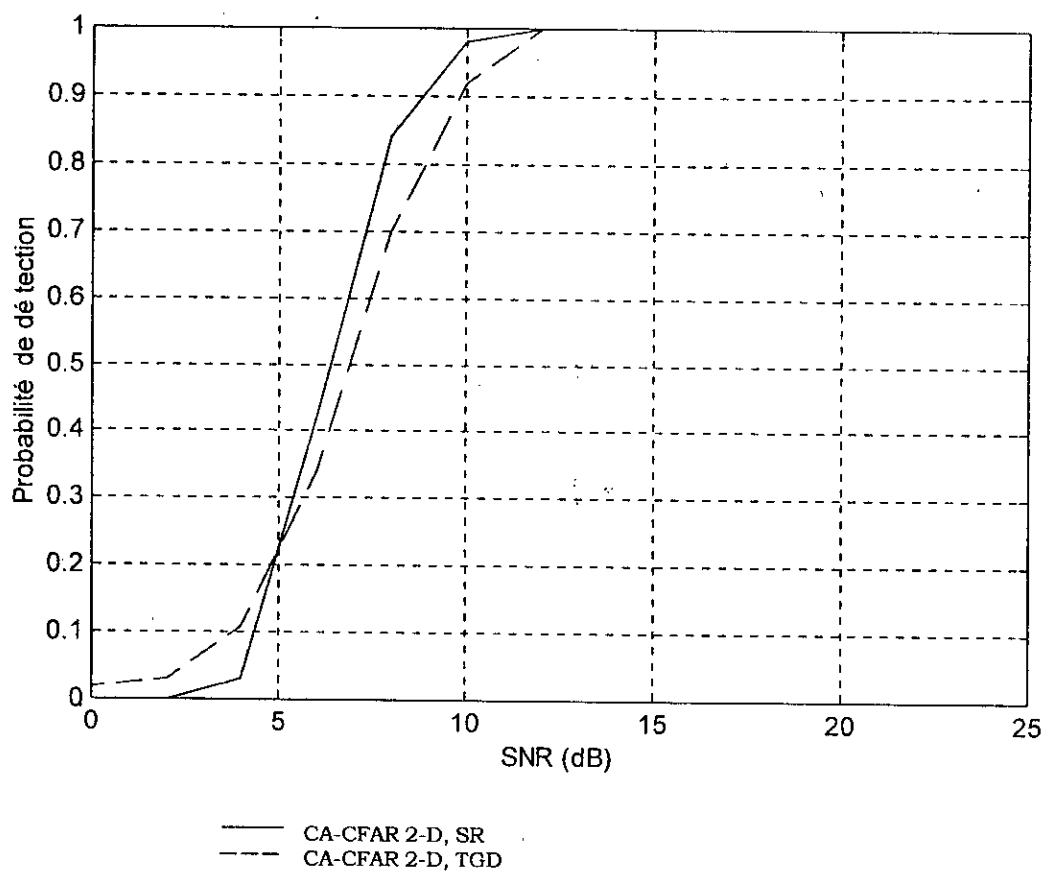


Fig.IV.6. La probabilité de détection en fonction du SNR d'un détecteur CA-CFAR classique avec TGD et d'un détecteur CA-CFAR 2-D avec TGD avec  $P_{fa}=10^{-6}$ ,  $N=16$  et  $N=26$



--- CA-CFAR 2-D, TGD, N=26  
— CA-CFAR 2-D, TGD, N=36

Fig.IV.7. L'effet de l'augmentation du nombre de cellules de références d'un détecteur CA-CFAR 2-D dans le plan de la TGD avec  $P_{FA}=10^{-6}$



**Fig.IV.8.** La probabilité de détection en fonction du SNR d'un détecteur CA-CFAR 2-D dans le plan de la TGD et d'un détecteur CA-CFAR 2-D dans le plan du spectrogramme réalloué avec  $P_{fa}=10^{-6}$  et  $N=36$



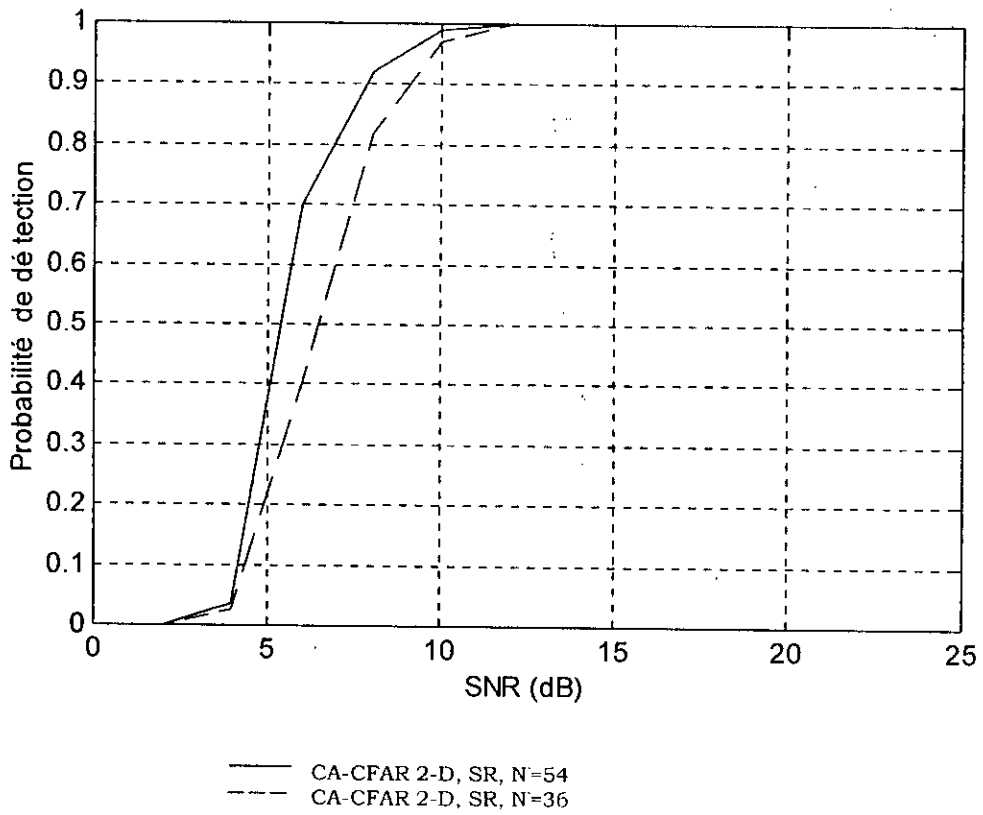


Fig.IV.9. l'effet de l'augmentation de nombre de cellules de références du détecteur CA-CFAR 2-D dans le plan du spectrogramme réalloué,  $P_{fa}=10^{-6}$

# Conclusion

Les résultats obtenus dans ce travail, nous permettent d'affirmer que le traitement du signal radar par l'utilisation des représentations temps-fréquence donne des résultats meilleurs comparés au traitement dans le domaine temporel ou fréquentiel. Ceci est dû par le fait que la représentation temps-fréquence exploite la non stationnarité du signal radar, augmente localement le rapport signal à bruit et renseigne sur la localisation fréquentielle de la cible. Pour mieux exploiter la structure du domaine temps-fréquence, nous avons proposé une nouvelle architecture de détecteur CFAR qui consiste à développer un détecteur à deux dimensions. Cette nouvelle architecture permet d'augmenter le nombre de cellules de référence sans risque de changement de l'homogénéité du bruit et par suite, elle permet d'améliorer les performances de notre détecteur.

Le problème de la délocalisation, dans le domaine temps-fréquence bilinéaire, des termes des signaux perturbe la détection. Nous avons remédié à ce problème en exploitant la représentation temps-fréquence réallouée.

Enfin, une étude analogue avec les différents détecteurs CFAR, pourrait être envisagée.

# Annexes

## Simplifications des opérateurs de réallocation du spectrogramme

Cette annexe réunit tous les calculs nécessaires pour la simplification des définitions (II.2) des opérateurs de réallocation du spectrogramme en temps et en fréquence respectivement :

$$\tilde{I}_x^h(t, f) = \frac{1}{S_x^h(t, f)} \iint s W_x(s, \xi) W_h(s-t, \xi-f) ds d\xi \quad (\text{A.1})$$

$$\hat{f}_x^h(t, f) = \frac{1}{S_x^h(t, f)} \iint \xi W_x(s, \xi) W_h(s-t, \xi-f) ds d\xi \quad (\text{A.2})$$

## Opérateur de réallocation en temps

Il s'agit de remplacer dans le numérateur de l'équation (A.1)

$$I_x^h = \iint s W_x(s, \xi) W_h(s-t, \xi-f) ds d\xi \quad (\text{A.3})$$

La distribution de Wigner-Ville du signal et de la fenêtre par sa définition

$$W_x(t, f) = \int x(t+s/2) x^*(t-s/2) e^{-j2\pi fs} ds. \quad (\text{A.4})$$

On obtient alors une intégrale quadruple

$$I_x^h = \iiint \int sx(s+u/2)x^*(s-u/2)e^{-j2\pi u\xi} h^*(s-t-v/2)h(s-t+v/2)e^{-j2\pi v(\xi-f)} dudv ds d\xi \quad (\text{A.5})$$

Que l'on va simplifier en intégrant selon chacune des variables dans un ordre déterminé. On effectue d'abord la somme selon  $\xi$

$$\int e^{-j(u+v)\xi} d\xi = \delta(u+v) \quad (\text{A.6})$$

De laquelle résulte une distribution de Dirac que l'on fait agir sur le reste de la fonction par une intégration en  $v$  qui donne :

$$\int h(s-t+v/2)h^*(s-t-v/2)e^{j2\pi v f} \delta(u+v) dv = h(s-t-u/2)h^*(s-t+u/2)e^{-j2\pi u f} \quad (\text{A.7})$$

Après un changement de variables ( $s_1 = s + u/2$ ,  $s_2 = s - u/2$ ) de jacobien égal à 1

$$I_x^h = \iint \frac{s_1 + s_2}{2} x(s_1)x^*(s_2)h(s_1-t)h^*(s_2-t)e^{-j(s_1-s_2)2\pi f} ds_1 ds_2 \quad (\text{A.8})$$

On reconnaît la FCT du signal que l'on isole, ce qui mène au résultat final

$$\iint s W_x(s, \xi) W_h(s-t, \xi-f) ds d\xi = \text{Re} \left\{ F_x^{h*}(t, f) \int sx(s)h^*(s-t)e^{-j2\pi fs} ds e^{j\pi t f} \right\} \quad (\text{A.9})$$

### **Opérateur de réallocation en fréquence**

On procède de la même manière pour l'opérateur de réallocation en fréquence, éq. (A.2), dont on met à part le numérateur

$$J_x^h = \iint \xi W_x(s, \xi) W_h(s-t, \xi-f) ds d\xi \quad (\text{A.10})$$

Dans lequel on insère les expressions des distributions de Wigner-Ville du signal et de la fenêtre

$$J_x^h = \iiint \xi x(s+u/2)x^*(s-u/2)e^{-j2\pi v\xi} h(s-t+v/2)h^*(s-t-v/2)e^{-j2\pi v(\xi-f)} du dv ds d\xi \quad (\text{A.11})$$

On intègre d'abord en fréquence

$$\int \xi e^{-j(u+v)\xi} d\xi = j\delta'(u+v) \quad (\text{A.12})$$

Ce qui nous donne cette fois-ci la dérivée de la distribution de Dirac dont l'action sur le reste de la fonction à intégrer conduit à

$$\begin{aligned} \int h(s-t+v/2)h^*(s-t-v/2)e^{-j2\pi v f} j\delta'(u+v)dv = \\ (-j)[h'(s-t-u/2)h^*(s-t+u/2)e^{-j2\pi u f} + h(s-t-u/2)h^*(s-t+u/2)e^{-j2\pi u f} + \\ jf.h(s-t-u/2)h^*(s-t+u/2)e^{-j2\pi u f}]. \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

On effectue le même changement de variable qu'en section précédente ( $s_1 = s + u/2$ ,  $s_2 = s - u/2$ )

$$J_x^h = \int S_x^h(t, f) - j \iint x(s_1)x^*(s_2)[h'(s_2-t)h^*(s_1-t) - h(s_2-t)h^*(s_1-t)]e^{-j2\pi(s_1-s_2)f} ds_1 ds_2 \quad (\text{A.14})$$

D'où après réarrangement des termes, le résultat.

$$\iint \xi W_x(s, \xi) W_h(s-t, \xi-f) ds d\xi = \int S_x^h(t, f) - \text{Im} \left\{ F_x^{h*}(t, f) \int s(s)h^*(s-t)e^{-j2\pi f s} ds e^{j\pi t f} \right\} \quad (\text{A.15})$$

## Bibliographie

- [1] P. Flandrin, "Analyse temps-fréquence", Hermes, 1993.
- [2] F. Auger, P. Flandrin, P. Gonçalves and O. Lemoine, "Time-Frequency Toolbox For Use with MATLAB", Tutorial, CNRS (France) and Rice University (USA), 1995-1996.
- [3] F. Auger and P. Flandrin, "Improving the readability of the time-frequency and time-scale representations by reassignment method", IEEE, Trans. Signal Proc., Vol. SP-43, n°5, pp. 1068-1089, 1995.
- [4] H. Rouseau, "Détection-estimation conjointes à partir des plans temps-fréquence et temps-échelle", thèse doctorat, 10 juillet 1997
- [5] F. Hlawatsch and F. Boudreaux-Bartels, "Linear and Quadratic Time-Frequency Signal Representations", IEEE SP Magazine, pp.21-67, 1992.
- [6] F. Auger, "Représentations temps-fréquence des signaux non stationnaires: synthèse et contributions", thèse PhD, Ecole Centrale de Nantes, France, 1991.
- [7] F. Auger and P. Flandrin, " The why and how of Time-Frequency Reassignment", IEEE International Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis, Philadelphia, pp. 197-200, 1994.
- [8] O. Lemoine and S. Icart, " Détection de cibles par méthodes à Taux de Fausse Alarme constant et Transformée de Gabor Discrète", 14ème colloque GRETSI - Juan - LES - PINS, du 13-16 septembre 1993.
- [9] J. Wexler and S. Raz, "Discrete Gabor Expansions.", Signal Processing, 21(3):207-220, Nov. 1990.
- [10] F. Hlawatsch, "Time-Frequency methods for signal processing", Les HOUCHES, Ecole pré-doctorale de physique, 1993.

- [11] Y. Meyer, "Méthodes Temps-Fréquence et méthodes temps-Echelle en traitement du signal et de l'image", Les HOUCHES, Ecole pré-doctorale de physique, 1993.
- [12] P. Flandrin, "A time-Frequency Formulation of optimum Detection", IEEE Trans. ASSP, Vol. 36, N°. 9, pp.1377-1384, Sep.1988.
- [13] K. Kodéra, C. de Villedary, and R. Gendrin, "A New Method for the Numerical Analysis of Time-Varying Signals with Small BT Values", Phys. Earth Planet. Interiors, pp. 142-150, 1976.
- [14] E. Chassande-Mottin, "Méthodes de réallocation dans le plan temps-fréquence pour l'analyse et le traitement de signaux non stationnaires", Thèse de doctorat, Université de Cergy-Pontoise, Sep. 1998.
- [15] J. Daricau, "Radars, Paramètres de détection", Techniques de l'Ingénieur, Traité électronique, E6655, pp.1-13, 1996.
- [16] G. Galati (éditeur), "Advanced radar techniques and systems", IEE Radar, Sonar, Navigation and Avionics series 4, Peter Peregrinus Ltd and Institution of Electrical Engineers UK, 1993.
- [17] M. Barkat, "Signal Detection and Estimation", Artech House, Boston, MA, USA, 1991.
- [18] V. G. Hansen and J. H. Sawyers, "Detectability Loss due to Greatest-Of-Selection in a Cell-Averaging CFAR", IEEE Trans. AES, Vol. 16, pp. 115-118, 1980.
- [19] M. Weiss, "Analysis of Some Modified Cell-Averaging CFAR processors in Multiple Target Situation", IEEE Trans. AES, Vol. 18, pp. 102-114, 1982.
- [20] H.M. Finn and R.S. Johnson, "Adaptive Detection Mode with threshold control as a Function of Spatially Sampled Clutter-Level Estimates", RCA Review, Vol.29, N°3, September 1968, pp. 414-464.
- [21] M. Barkat and P.K. Varshney, "On Adaptive Cell-Averaging CFAR Radar Signal Detection.", Technical report, RADC-TR-87-160, Rome Air Development Center, Air Force Systems Command, Griffis Air Force Base, Syracuse. N.Y. 13441 (May 1987).
- [22] S. Dib and M. Barkat, "A Censored Mean Level Detector for two Correlated Targets ", Proceedings of the Second Annual International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Amman, Jordan, December 1995.
- [23] J. Echard, " Estimation of Radar Detection and False Alarm Probabilities", IEEE Tans. AES, Vol. 27, pp. 255-260, March 1991.

- [24] M. Bellounar, "Détection distribuée optimale avec corrélation Pulse-to-Pulse et senseurs indépendants/dépendants", Thèse d'Etat, Université de Constantine, Dec.1998.
- [25] M.L. Bencheikh, M. Hamadouche and A. Belouchrani, "Détection à Taux de Fausse Alarme Constant dans le domaine Temps-Fréquence", Procceeding du Deuxième Séminaire en Génie Electrique SNGE'99 à Biskra, pp. 130-132, novembre 1999.
- [26] M.L. Bencheikh, and A. Belouchrani, "Analyse d'un signal radar dans le domaine Temps-Fréquence : la classe de Cohen", Procceeding du Séminaire sur l'Imagerie et la Transmission, SIT'99 à Alger, pp. 79-82, novembre 1999.
- [27] K. Barbra, "Analyse du CMLD-CFAR dans un clutter de mer K-distribué avec une texture indépendante et complètement corrélée", Mémoire de Magister, EMP, 1999.
- [28] M. Hamadouche, " Systèmes radar et éléments de la détection ", Rapport de recherche, CFDAT, 1997.



**ملخص**  
كاشف CFAR ( احتمال التنبيه الخاطى ثابت ) كثيرا ما يستعمل في كشف أهداف الرادار الغارقة في الضوضاء، و هذا إما في المجال الزمني أو المجال الذبذبي. في هذا العمل، نعالج الكشف بـ CFAR ذا بعدين في المجال زمن - ذبذبة.  
**كلمات مفتاحية:** رادار ، الكشف ، CFAR ، زمن ذبذبة.

Résumé :

Le détecteur CFAR (Constant False Alarm Rate) est généralement utilisé dans la détection des cibles radar noyée dans du bruit et du clutter, soit dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel. Dans ce travail, nous considérons le problème de détection CA-CFAR 2-D dans le domaine Temps-Fréquence Linéaire et Quadratique.

**Mots Clés :** *Radar, Détection, CFAR, Temps-Fréquence.*

Abstract:

Radar detection of target embedded in noise and clutter is usually performed by CFAR detector in time domain or in frequency domain. In this work, we consider the problem of 2-Dimension CFAR detector in Linear Time-Frequency domain and in Quadratic Time-Frequency domain.

**Key Words :** *Radar, Detection, CFAR, Time-Frequency*