

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA  
Faculté des Sciences de l'Ingénieur  
Département D'Aéronautique**



**Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention  
du diplôme d'ingénieur d'état en Aéronautique**

**Option : Installation  
THEME**

**Estimation Paramétrique du Spectre  
Doppler d'un Radar à Compression  
d'Impulsions**

Réalisé par :

M. BENSELAMA

Mohamed

M. BENMESSAOUD

Mohammed

Encadré par:

M<sup>me</sup>: OTMANE.F

M: MEKRAZIM

ANNEE UNIVERSITAIRE 2005 /2006

بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ

الرَّحِیْمِ

## Résumé

L'objet de ce mémoire est d'élaborer une étude de méthodes d'estimation spectrale du spectre doppler, pour un radar à compression d'impulsions.

Une étude des propriétés temporelle et fréquentielle de l'impulsion utilisée dans le radar à compression d'impulsions. Puis le comportement du train d'impulsions.

Après on montre le rôle d'amplification des signaux du filtre adapté.

A la fin nous considérons la méthode de Levinson qui est une méthode moderne d'estimation spectrale, dans ce contexte des simulations sont élaborées en variant plusieurs fois les paramètres.

Lors de l'élaboration de ces simulations les performances radar à compression d'impulsions avec la méthode de Levinson à savoir le temps de calcul, la précision, et l'effet du bruit sur les résultats.

## Abstract

The object of this memory is to prepare a study of methods of spectral estimate of the Doppler spectrum, for a radar with compression of impulses.

A study of the properties temporal and frequential of the impulse used in the radar with compression of impulses. Then the behavior of the train of impulses.

After we shows the role of amplification of the signals of the adapted filter.

With the end, we consider the method of Levinson who is a modern method of spectral estimate, in this context of simulations are elaborate by varying several times the parameters.

During the development of these simulations the performances radar with compression of impulses with the method of Levinson to knowing the computing time, the precision, and the effect of the noise on the résultats.

ان الهدف من هذا العمل هو تمثيل طرق التقدير الطيفي لطيف دوبلر ونطبقه على رادار التكتيف الذ  
دراسة الخصائص الزمنية و الذبذبية للموجة المستعملة في رادار التكتيف النبضي ثم خصائص  
بعد ذلك نبين دور المرشح المدقق في تضخيم الاشارة الداخلة اليه.  
و في النهاية بطريقة لفنسن للتقدير الطيفي التي تعتبر طريقة جديدة حيث قمنا بعدة تقديرات كما غيرنا في عدة

عند القيام بهذه التجارب قدرنا ميزات رادار التكتيف النبضي عن طريق نمط لفنسن بمراقبة ز  
وتأثير الضجيج على النتائج.



## REMERCIEMENTS

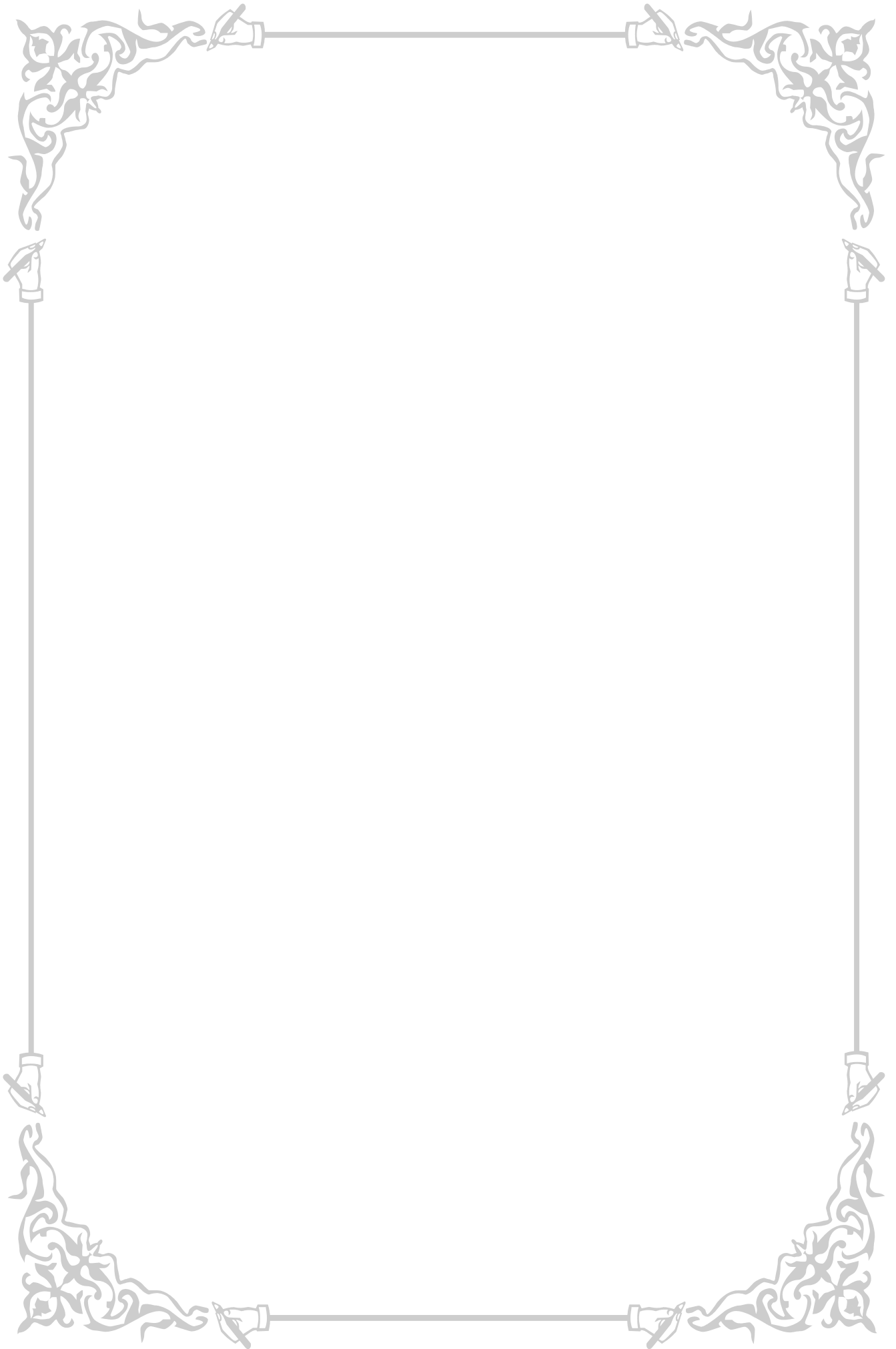
*Nous remercions tout d'abord dieu tout puissant tout clément qui nous a aidé à élaborer ce modeste travail et d'aboutir à ce niveau d'études.*

*Nous exprimons notre profonde et respectueuse gratitude et reconnaissance :*

*A notre promotrice M<sup>elle</sup> OTHMANE FADHELA.*

*A Monsieur DJALLEL.*

*Nous exprimons nos remerciements les plus sincères à l'ensemble des enseignants du département d'Aéronautique.*









## *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail, synonyme de  
concrétisation de tous mes efforts fournis pendant ces  
cinq dernières années :*

*A ma très chère Mère.*

*A mon chère Père*

*A ma grand-mère.*

*A mes frères Youcef et Djamel.*

*A ma sœur.*

*A mon binôme **BENSELAMA** Mohamed.*

*A tout mes Amis :*

*Amine, Brahim, Djeloul, Farid, Filalli, Habib, Kadandou, Khaled,  
Lebbad, Messaoud, Mourad, Mouf, Nabil, Ramzi, Salim.C, Seddik,  
Tounsi, Zaki, Zahir.*

***BENMESSAOU.D.M***





*Dédicace*

*Après aimer et aider, remercier est assurément le troisième plus beau verbe dans toutes les langues.*

*A mes très chers parents ma raison de vivre, symboles de courage et de sacrifices, Que dieu les gardes.  
A mes frères et Sœurs.*

*A toute les familles **BENSELAMA, KEDEDIR**  
A mon binôme **BENMESSAOUD.M.***

*A tout mes Amis :*

*Abid.M, Chaib.M, Amine, Brahim, Farid, Kadandou, Khaled, Lebbad, Messaoud, Mourad, Mouf, Nabil, Ramzi, Salim.C, Seddik, Tounsi, Zaki, Zahir.*

***BENSELAMA.M***



## Sommaire

	page
<b>Introduction générale</b> .....	<b>01</b>
<b>Chapitre I : Radar à compression d'impulsions</b> .....	<b>02</b>
I. Fonction radar.....	02
II. Composition du radar à compression d'impulsions .....	03
II.1. Principe de la compression d'impulsions .....	04
II.2. Chaîne d'émission du radar à compression d'impulsions .....	05
II.2.1. Amplificateur de puissance .....	05
II.2.2. Filtre $(f)$ .....	06
II.3. Chaîne de réception du radar à compression d'impulsions .....	06
II.3.1. Antenne .....	07
II.3.2. Duplexeur .....	07
II.3.3. Mélangeur .....	07
II.3.4. Filtre $^*(f)$ .....	07
II.3.5. Filtre adapté .....	09
III. Modulation linéaire de fréquence .....	09
IV. Mesures élaborées par le radar à compression d'impulsions .....	10
IV.1. Mesure de la distance .....	10
IV.2. Mesure de la vitesse .....	11
IV.3. Mesure des angles .....	12
V. Performances radar .....	12
V.1. fréquence de répétition d'impulsions (PRF) .....	12
V.2. Ambiguïté .....	12
V.2.1. Ambiguïté en distance .....	13
V.2.2. Ambiguïté de vitesse .....	13
V.2.3. Ambiguïté d'angle .....	14
VI. Contribution du radar à compression d'impulsions en approche .....	14
VI.1. Définition et caractéristique de l'approche .....	14
VI.1.1. Altitudes minimales de sécurité radar .....	14
VI.1.2. Approche initiale .....	14
VI.1.3. Approche intermédiaire .....	15
VI.1.4. Approche finale .....	15
VI.2. Pourquoi le radar à compression d'impulsions .....	16
<b>Chapitre II : Filtre adapté</b> .....	<b>17</b>
I. Définition d'un filtre .....	17
II. Propriétés des filtres .....	18
III. Types de filtres .....	20
III.1. Filtre FIR .....	20
III.1.1. Filtre FIR à phase linéaire .....	20
III.1.2. Méthodes de conception de filtre FIR .....	23
III.2. Filtre IIR .....	24
IV. Description d'un filtre linéaire .....	24

V. Filtre adapté .....	25
V.1. Définition .....	25
V.2. concept de filtre adapté .....	25
V.3. Représentation complexe du signal radar .....	28
<b>Chapitre III : Estimation paramétrique du spectre .....</b>	<b>31</b>
I. Représentation du signal .....	31
II. Densité spectrale de puissance DSP .....	32
II.1. Fonction d'auto corrélation .....	32
II.2. Méthodes d'estimation spectrale .....	33
II.3. Performances spectrales .....	34
III. Estimation paramétrique de la DSP .....	34
III.1. Processus du bruit blanc .....	37
III.2. Stationnarité .....	38
III.3. Stabilité .....	38
IV. Model "tout pôles" de la DSP .....	39
V. Algorithme de Levinson-Durbin .....	42
<b>Chapitre IV: Simulations et résultats .....</b>	<b>47</b>
I. Caractéristiques du signal LFM .....	47
II. Caractéristiques d'un train d'impulsions LFM .....	51
III. Filtre adapté .....	54
IV. Estimation du spectre doppler .....	56
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>62</b>
<b>Annexe A .....</b>	<b>63</b>
<b>Annexe B .....</b>	<b>65</b>
<b>Annexe C .....</b>	<b>66</b>

## Listes des figures

<b>Figure I.1:</b> Synoptique de base d'un radar .....	<b>02</b>
<b>Figure I.2:</b> principe du radar à compression d'impulsions .....	<b>04</b>
<b>Figure I.3:</b> Caractéristiques du filtre de compression (f) .....	<b>06</b>
<b>Figure I.4:</b> principe de la compression d'impulsion .....	<b>08</b>
<b>Figure I.5:</b> lignes de compression d'impulsions .....	<b>08</b>
<b>Figure I.6:</b> forme d'onde du signal émis .....	<b>09</b>
<b>Figure I.7:</b> principe de mesure de la distance .....	<b>11</b>
<b>Figure II.1:</b> Types de filtres de traitement .....	<b>18</b>
<b>Figure II.2:</b> Filtre a entrée sortie .....	<b>18</b>
<b>Figure II.3 :</b> réponses de filtre FIR type I .....	<b>21</b>
<b>Figure II.4 :</b> réponses de filtre FIR type II .....	<b>22</b>
<b>Figure II.5:</b> réponses de filtre FIR type III .....	<b>22</b>
<b>Figure II.6:</b> réponses de filtre FIR type IV .....	<b>23</b>
<b>Figure III. 1:</b> Séparation en fréquence .....	<b>34</b>
<b>Figure III.2 :</b> Identification paramétrique par l'erreur de prédiction .....	<b>36</b>
<b>Figure IV.1 :</b> Partie réelle et imaginaire du signal LFM .....	<b>48</b>
<b>Figure IV.2:</b> Spectre du signal LFM .....	<b>48</b>
<b>Figure IV.3 :</b> Effet du paramètre $\dagger .bf$ sur le spectre LFM $\dagger .bf =10$ à $100$ .....	<b>49</b>
<b>Figure IV.4 :</b> Effet de la fréquence d'échantillonnage sur le spectre LFM .....	<b>50</b>
$f_c = 1.2 \text{ bf}$ à $40 \text{ bf}$	
<b>Figure IV.5 :</b> Train d'impulsions LFM (sans bruit) .....	<b>51</b>
<b>Figure IV.6 :</b> Train d'impulsions LFM noyées dans un bruit SNR=1et10 dB .....	<b>52</b>
<b>Figure IV.7 :</b> Spectre d'un train d'impulsions LFM .....	<b>53</b>
<b>Figure IV.8 :</b> Spectre d'un train d'impulsions LFM noyées dans un bruit .....	<b>54</b>
SNR=10 et 1dB	
<b>Figure IV.9 :</b> Réponse impulsionnelle du filtre adapté .....	<b>55</b>
<b>Figure IV.10 :</b> Signal à la sortie du filtre adapté pour SNR=1dB .....	<b>55</b>
<b>Figure IV.11 :</b> Spectre doppler par fft directe de l'écho LFM $f_d=200\text{Hz}$ .....	<b>57</b>
<b>Figure IV.12 :</b> spectre de Levinson pour : ordre=3, $N_{imp}=20$ , $f_d=200\text{Hz}$ .....	<b>58</b>
SNR=1à 10 dB	
<b>Figure IV.13 :</b> Spectre de Levinson pour $N_{imp}=20$ , $f_d=200\text{Hz}$ SNR=10 dB .....	<b>59</b>
Ordre=3 à 10	
<b>Figure IV.14 :</b> Spectre de Levinson pour $f_d=200\text{Hz}$ , SNR=10 dB, ordre=3 à 10 .....	<b>60</b>
$N_{imp}=10$ à $100$	
<b>Figure IV.15 :</b> Interface pour la simulation .....	<b>61</b>
<b>Figure A.1:</b> chaîne radar classique .....	<b>63</b>

## Listes des tableaux

<b>Table.I.1</b> vitesses en approche de toutes les catégories d'aéronefs en (KT) .....	<b>15</b>
<b>Tableau IV.1:</b> Caractéristiques d'une impulsion LFM .....	<b>47</b>
<b>Tableau IV.2 :</b> Caractéristiques du train d'impulsions LFM .....	<b>51</b>
<b>Tableau B.1 :</b> Bande de fréquence radar .....	<b>65</b>

### **Introduction générale**

Les radars ont été développés pour répondre à des besoins non seulement de détection et localisation sans aucune aide extérieure des obstacles ou des mobiles, mais encore les dépasse à des applications nombreuses et variées, qui sont soit civile ou militaire. Dans ce dernier cas, les appareils sont généralement plus perfectionnés pour tenir compte d'un certain nombre de contraintes (brouillage, coup de canon, souffle nucléaire...). Le radar a aussi des utilisations plus pacifiques : lancement des satellites, contrôle de la navigation et la circulation aériennes en route, facilite le travail des météorologistes et aider les manœuvres des aéronefs en atterrissage et décollage en les communiquant des informations concernant distances, vitesse et angle en azimut et en site et d'autres.

Pour avoir de bonnes performances de sécurité dans la circulation des aéronefs, leurs navigations, et contrôle dans les phases initiale ou finale de vol, qui sont connus par leurs trafic dense, et visibilité limitée, plusieurs instruments de radio navigation et radars sont utilisés pour garantir une meilleure maîtrise de ces performances.

Dans tout ce qui est utilisé en approche, on s'intéresse au radar à compression d'impulsions, qui est plus performant que le radar classique à impulsions et spécialement à son processeur du signal qui effectue plusieurs traitements et peut faire les estimations des résultats par différentes méthodes.

Le filtre adapté et l'estimation spectrale constituent une partie fondamentale du processeur du signal.

Le filtre adapté sert à amplifier le signal reçu par rapport au bruit, en augmentant le SNR, ce qui devrait élever la précision des traitements effectués par le processeur du signal.

L'estimation spectrale paramétrique en radar est une procédure moderne qui est utilisée pour estimer certains paramètres concernant les aéronefs à savoir la vitesse et les angles.

Le but de ce travail, est de maîtriser le principe du radar à compression d'impulsions, la théorie du filtre adapté, et de l'estimation spectrale paramétrique, et d'effectuer quelques simulations pour concrétiser le fonctionnement du filtre adapté et le principe de la mesure de la vitesse par l'estimation du spectre doppler par l'algorithme de Levinson.

*Chapitre I :*  
*Radar à compression*  
*d'impulsions*



*Chapitre II :*  
*Filtre adapté*

*Chapitre III :*  
*Estimation*  
*paramétrique du*  
*spectre*

*Chapitre IV :*  
*Simulations et résultats*

*Introduction*  
*Générale*

*Conclusion*  
*Générale*

# *Annexe*

# *Bibliographie*

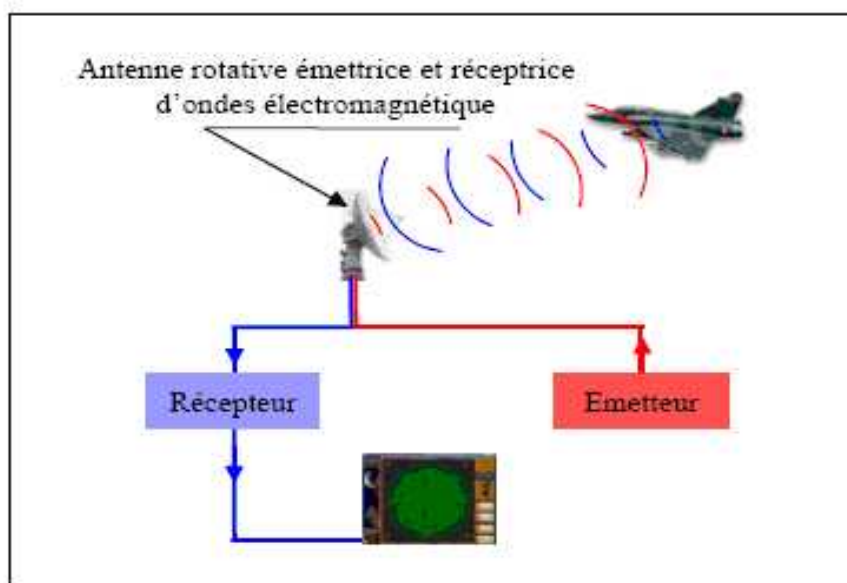
**Chapitre I****Radar à compression d'impulsions****I.Fonction radar**

Le terme RADAR est, en fait, la contraction de l'expression : ' Radio Dection and Ranging'. C'est donc un dispositif dont les fonctions fondamentales sont :

- La détection d'objets appelés cibles.
- L'estimation de certains paramètres caractéristiques de la cible.

A cet effet, une onde électromagnétique est émise dans une direction ou une zone particulière, où l'objet d'intérêt est supposé se trouver. Si tel est le cas, une partie de l'énergie que rencontre l'objet est rayonnée par celui-ci dans toutes les directions de l'espace et une partie de cette énergie revient vers l'antenne réceptrice du radar. Le signal ainsi capté est appelé écho et signale la présence éventuelle de l'objet constituant la cible.

Un premier synoptique de base est donné par la **figure I.1**. Le radar est constitué, à l'émission d'un émetteur délivrant une onde sinusoïdale entretenue à une antenne de transmission ; à la réception, le radar est constitué de l'antenne suivie d'un récepteur à grand gain et d'un détecteur dont le signal de sortie est visualisé sur un indicateur.



**Figure I.1:** Synoptique de base d'un radar

Les mesures radar sont généralement réalisées en configuration monostatique (émetteur et récepteur situés au même endroit) ou quasi-monostatique. Il s'agit dans ce cas d'une mesure de rétro diffusion.

Les mesures peuvent également s'effectuer sur tout l'espace (configuration bistatique et multistatique). Dans ce cas, les antennes d'émission et de réception sont positionnées sur des sites séparés.



Dans la majorité des cas, le signal reçu n'est autre que le signal obtenu après une simple réflexion sur la cible du signal émis. On dit alors que la cible est passive, elle ignore totalement que le radar la détecte, et toutes les cibles se comportent de façon identique.

Dans d'autres applications, on peut exiger une participation active des cibles. Dans ce cas, le signal émis constitue une interrogation qui permettra à bord, l'élaboration d'une véritable réponse, porteuse d'informations, de façon à individualiser chacune des cibles.

Le champ des applications radar comprend :

- Détection et localisation des navires, évitement d'obstacle (isberg)
- Aide à la navigation aérienne et maritime.
- Détection, localisation et identification de cibles (aérienne et navales)
- Surveillance aérienne
- Surveillance Côtière
- Systèmes d'arme (guidage de missiles)
- Renseignement stratégique et tactique.
- Météorologie
- Observation et surveillance du sol (terre et mer, imagerie satellitaire)
- Observation et surveillance de l'atmosphère
- Mesure de vitesses de cibles terrestres (voitures, engins ...)
- Altimètres et d'autres.

Une exploitation de l'information contenue dans le signal reçu permet, en outre d'estimer certaines caractéristiques de la cible, comme la distance, direction et vitesse.

On distingue divers types de radars à savoir les radars classiques, pulse doppler, à corrélation, et les radars à compression d'impulsions, que nous examinons dans ce qui suit.

## **II. Composition du Radar à compression d'impulsions**

Pour avoir une détection à longue distance et une bonne résolution en distance, il faut émettre des impulsions extrêmement étroites à des pics de puissances très élevées, ce qui est limité en pratique, et pour acquérir une détection à longues distances à des PRF assez faibles de larges impulsions doivent être émises.

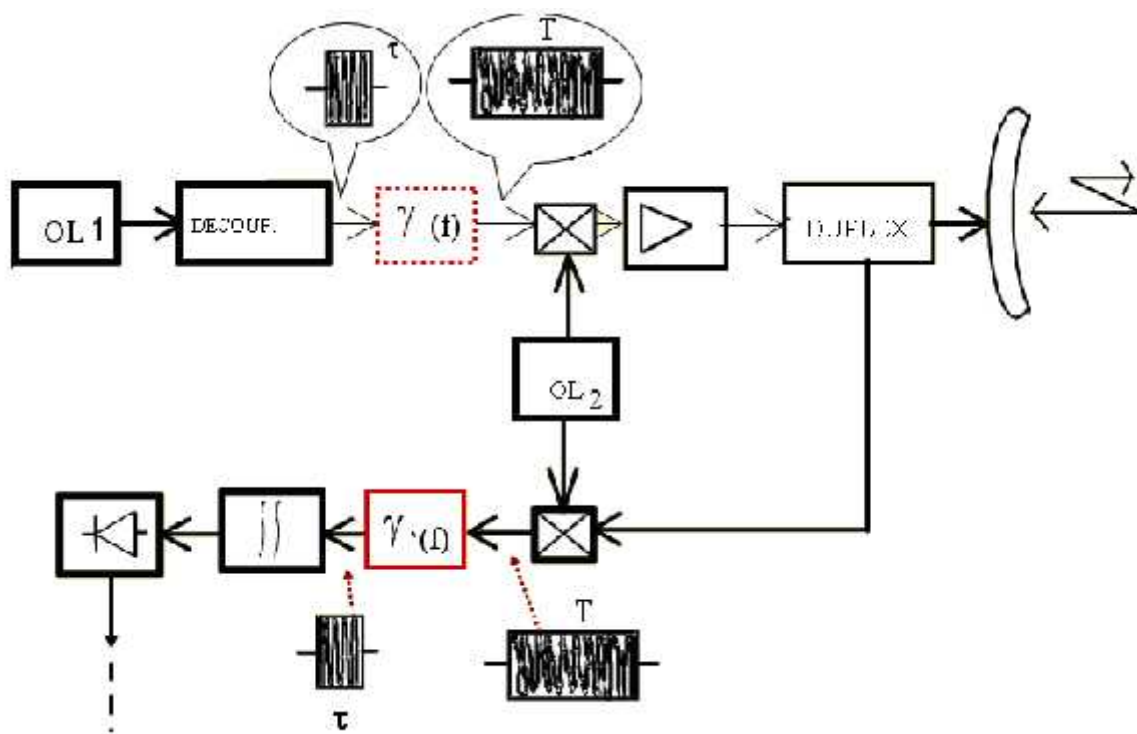
Une solution à ce dilemme est la compression d'impulsions où l'on émet des impulsions modulées à largeur suffisante pour fournir un niveau raisonnable de puissance, ensuite les échos reçus sont comprimés par démodulation

## II.1.Principe de la compression d'impulsions

Toutes les méthodes de compression d'impulsions sont essentiellement schématisées par un filtrage adapté dans lequel les impulsions émises sont modulées (où codées) et leurs échos reçus passent dans un filtre dont la caractéristique temps - fréquence est le conjugué de la modulation.

La modulation de l'impulsion peut être une modulation linéaire en fréquence (LFM) ou bien une modulation binaire de phase, il existe aussi une technique de modulation polyphase.

Le principe général de la compression des impulsions radar est indiqué par le synoptique suivant :



**Figure I.2:** principe du radar à compression d'impulsions

La **figure I.2** illustre une chaîne radar classique (**annexe A**) avec un filtre  $\gamma(f)$  placé après le découpeur du signal d'émission qui n'apporte pas de modifications aux amplitudes du signal ( $|\gamma(f)| = 1$ ) mais a comme caractéristique de déphaser différemment les diverses fréquences du spectre du signal émis. Ces déphasages ont pour effet de déformer le signal émis, déformation qui ne peut aller que dans le sens de l'allongement du signal. On aboutit ainsi à un signal de durée  $T$  que l'on peut choisir indépendamment de la bande  $\Delta f$  et tel que  $T\Delta f$  soit supérieur à 1.

À la réception, après le changement de fréquence, le filtre  $*(f)$ , a pour effet de compenser les déphasages apportés par le filtre  $(f)$ . À la sortie du filtre  $*(f)$ , on retrouve donc le signal court du radar classique, identique au signal reçu en absence des filtres  $(f)$  et  $*(f)$ , qui sera traité. L'introduction des filtres  $(f)$  et  $*(f)$  a donc allongé le signal émis dans  $(f)$  puis comprimé le signal reçu dans  $*(f)$ , d'où le nom de compression des impulsions donné au procédé.

## II.2.Chaine d'émission du radar à compression d'impulsions

Le système radar est constitué de plusieurs sous-ensembles dont les principaux sont l'émetteur, l'antenne, le récepteur et le processeur du signal.

Un émetteur radar est un sous-ensemble fondamental qui a pour tâche de produire et former du signal pour être rayonné dans la direction de la cible.

L'exécution, la taille, le coût, l'entretien, et la fiabilité d'un émetteur affectent les paramètres correspondants du système radar complet, et le choix du type d'émetteur définit l'image du radar et la conception du système en général.

Il existe deux technologies de base d'émetteurs, l'émetteur peut être de type oscillateur de puissance, le tube utilisé est un magnétron, une triode oscillatrice, ou tout autre oscillateur, comme il peut être de type amplificateur de puissance, où les tubes d'amplifications sont les Klystrons, les tubes à ondes progressives et les tubes à champs croisés. Pour le radar à compression d'impulsions, nous considérons le second type.

### II.2.1. Amplificateur de puissance

Les klystrons et les tubes à ondes progressives sont des tubes à action longitudinale qui utilisent l'interaction d'un faisceau d'électrons avec une structure hyperfréquence. Dans les klystrons la structure hyperfréquence est un ensemble de cavités couplées qui assurent l'amplification, dans les tubes à ondes progressives l'interaction entre le signal hyperfréquence et le faisceau d'électrons est continu le long de la structure hyperfréquence qui peut être une hélice.

Dans les tubes amplificateurs à champs croisés par contre les électrons se déplacent entre deux électrodes parallèles planes où circulaires dans un champ électrique créé par la différence de potentiel entre ces deux électrodes et un champ magnétique transversal.

L'amplificateur de puissance est piloté en fréquence par un oscillateur local à travers un changement de fréquence convenable pour trancher les impulsions et assurer le mode impulsionnel de fonctionnement radar.

### II.2.2. Filtre $\chi(f)$

En compression d'impulsions la fréquence radio de chaque impulsion d'émission est augmentée à un taux constant le long de sa durée. En pratique, on ne peut utiliser n'importe quel filtre  $\chi(f)$ , car il est nécessaire d'aboutir à des signaux d'amplitude constante, les tubes d'amplification de puissance fonctionnant tous en régime saturé.

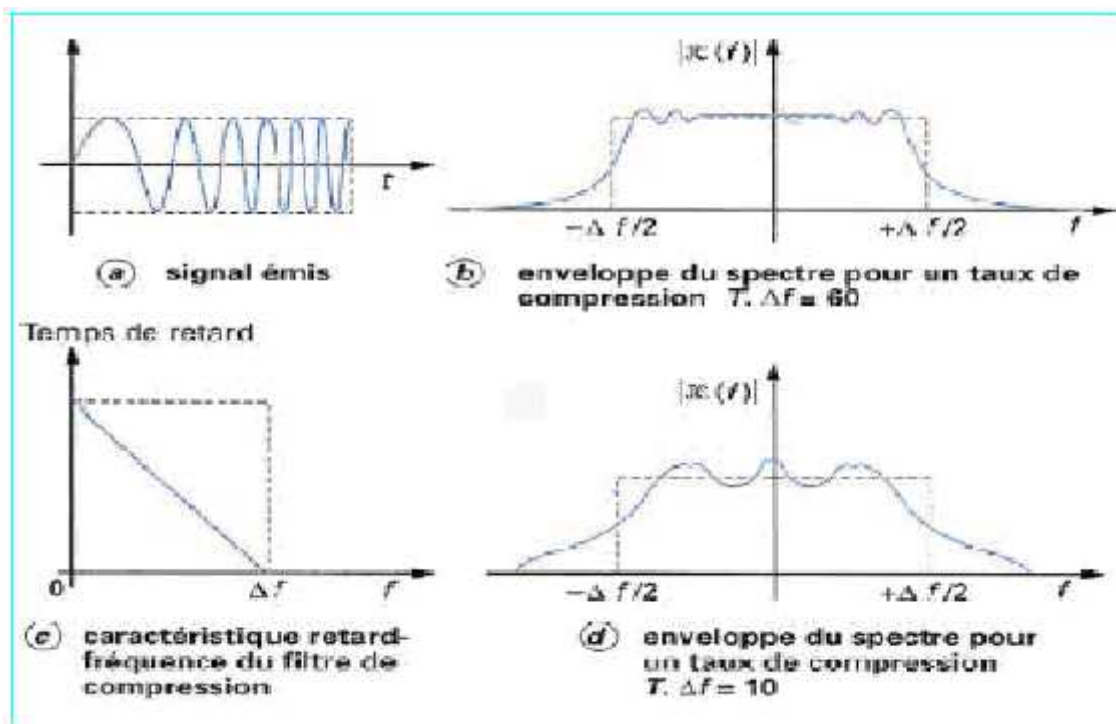
Tous les procédés utilisés se ramènent à utiliser une modulation linéaire, ou quasi linéaire, de la fréquence du signal émis dont l'expression est alors :

$$s(t) = A \cos [2\pi (f_0 t + t^2/2k)] \quad (\text{I.1})$$

Où  $k$  est la pente de la modulation de fréquence.

$$f(t) = f_0 + t/k \quad (\text{I.2})$$

La **figure I.3** illustre l'allure de l'amplitude et du spectre du signal émis.



**Figure I.3:** Caractéristiques du filtre de compression (f)

### II.3.chaine de réception du radar à compression d'impulsion

L'organisation de la chaîne de réception du radar à compression d'impulsions se distingue de celle du radar classique par le filtre  $*f$  qui sert à la compression d'impulsions, néanmoins les éléments suivants contribuent dans le récepteur :

#### II.3.1. Antenne

C'est l'élément le plus visible du radar et également le plus connu du profane. Son rôle est de concentrer l'énergie émise par le radar dans un angle solide déterminé, cet angle solide est défini par la nature de l'antenne utilisée, la direction vers laquelle il est orienté est également liée à l'antenne, une action (mécanique ou électronique) sur cette antenne permettra de modifier cette direction et donc de provoquer une exploration du domaine entourant le radar.

#### II.3.2. Duplexeur

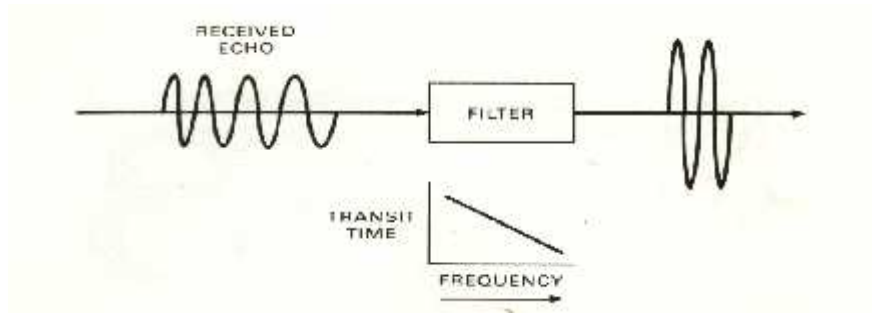
Le duplexeur est un aiguilleur électronique qui permet d'une part au signal émis d'être dirigé vers l'antenne avec une perte minimale tout en isolant convenablement le récepteur et d'autre part au signal reçu d'être dirigé en totalité vers le récepteur, sans déviation vers l'émetteur et toujours avec une perte minimale. La complexité des duplexeurs dépend du niveau de puissance émis, elle est aussi liée à la limitation des fuites vers le récepteur.

#### II.3.3. Mélangeur

Le mélangeur effectue un décalage de la fréquence porteuse vers une fréquence intermédiaire, par multiplication avec un oscillateur stable. Cette fréquence intermédiaire, bien que non strictement nécessaire au plan des principes théoriques, s'avère utile à la réalisation technologique de l'étape suivante. Il peut y avoir plusieurs étages de fréquences intermédiaires.

#### II.3.4. Filtre $*t$

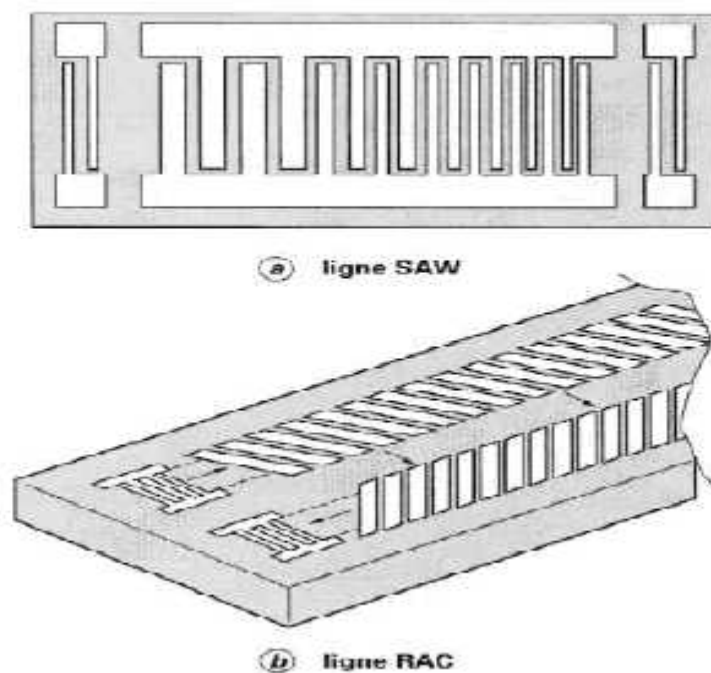
Le filtre  $*f$  devra apporter un retard linéaire en fonction de la fréquence de manière à remettre en phase les fréquences basses (émises les premières) et les fréquences hautes, les parties arrières des échos sont à fréquences qui augmentent progressivement, elles prennent moins de temps pour traverser le filtre que les parties avants, en conséquence l'impulsion à la sortie du filtre est à amplitude beaucoup plus élevée et à largeur beaucoup moins courte par rapport à l'entrée. L'impulsion fut comprimée dans le filtre.



**Figure I.4:** principe de la compression d'impulsion

Diverses techniques ont été tour à tour utilisées pour fabriquer les filtres  $f$  et  $*f$  à savoir les filtres à constante répartie, filtres à ondes acoustiques, lignes à quartz à onde de volume. Les techniques les plus courantes actuellement utilisées sont :

- Les réseaux réfléchissants sur ruban d'acier propageant une onde de volume, dits lignes IMCON ( $T = 200$  à  $500\mu s$ ,  $f \leq 1000$ ).
- Les lignes à transducteurs en peigne à onde de surface dites lignes à SAW (Surface Acoustic Waves) sur quartz, d'une très grande souplesse d'utilisation ( $T = 10$  à  $100\mu s$ ,  $f = 10$  à  $1000$ ).
- Les réseaux réfléchissants sur niobiate de lithium dites lignes RAC (Reflectory Array Composants) en onde de surface pour lesquels les plus larges bandes ont été obtenues ( $f \leq 10^9$  Hz,  $T = 10$  à  $1000$ ).
- Des lignes en analogique échantillonné utilisant des CCD (Charges Coupled Devices).



**Figure I.5:** lignes de compression d'impulsions

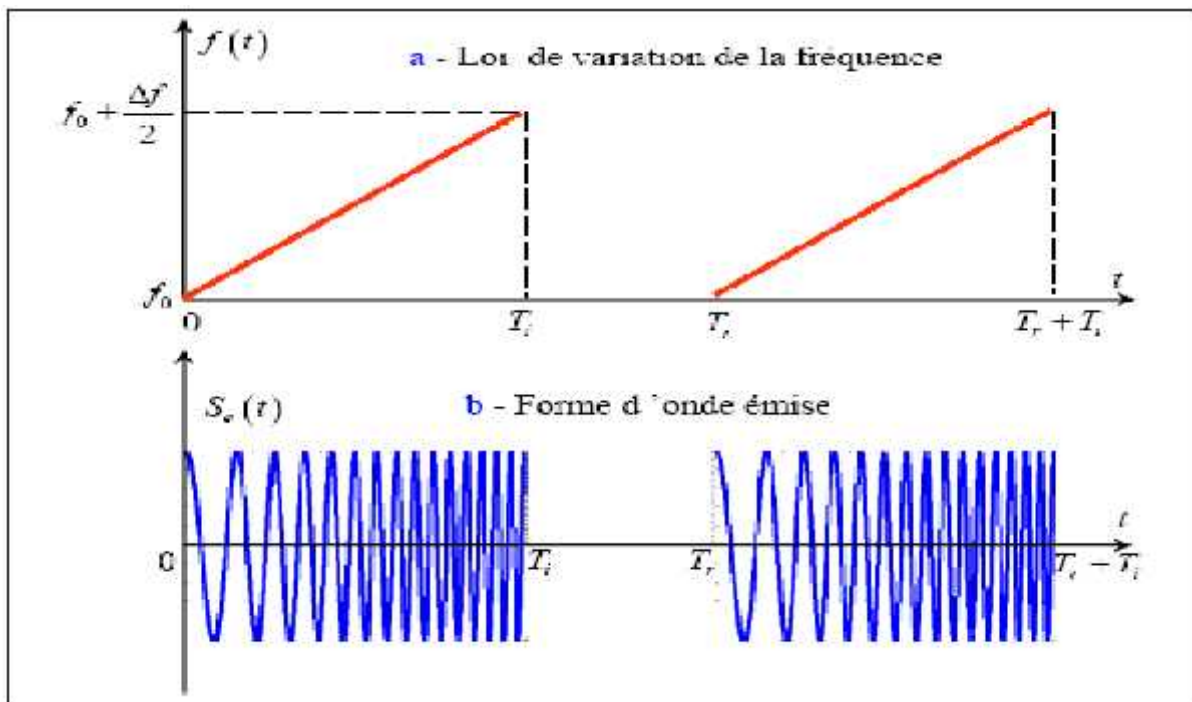
### II.3.5. Filtre adapté

Il a pour but de laisser entrer le moins de bruit blanc possible, tout en respectant la bande spectrale du signal utile, d'où son nom. C'est un traitement optimal du signal continu limité au court terme de la récurrence radar. L'objet du traitement optimal global est précisément de réduire le bruit plus avant en prenant en compte les récurrences radar à long terme, conjointement aux non stationnarités et non linéarités des mouvements de cible, par voie numérique.

### III. Modulation linéaire en fréquence

En modulation de fréquence FM l'amplitude de la porteuse reste constante, c'est la fréquence qui varie linéairement en fonction de l'amplitude du signal modulant, et plus l'amplitude du signal modulant est élevée, plus le changement de fréquence est élevé et vis versa.

Il s'agit de moduler la fréquence du signal émis en la faisant varier de  $f_0$  à  $f_0 + f/2$  pendant la durée  $T$  de l'impulsion **figure-I.6**.



**Figure I.6:** forme d'onde du signal émis

La loi de variation linéaire de la fréquence de l'impulsion émise est alors donnée par :

$$f(t) = f_0 + \frac{t}{k} \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$k=2T/\Delta f$$

Où :

$f_0$  est la fréquence centrale.

$f$  est la largeur de bande émise.

$T$  est la durée de l'impulsion.

La **figure I.6** illustre la forme d'onde du signal émis  $S_e(t)$  d'une impulsion modulée linéairement en fréquence, tel que :

$$S(t)=A \cos (2.\pi.f(t).t)$$

$$S(t) =A .\cos(2.\pi f_0 t +\pi t^2/k)$$

On prend :

$$S_e(t) =A.\cos(2\pi t^2/k) \quad (I.4)$$

Le signal émis est constitué d'un train d'impulsions modulées linéairement en fréquence.

#### IV. Mesures élaborées par le radar à compression d'impulsions

Les mesures susceptibles d'être effectuées à l'aide d'un radar à compression d'impulsions peuvent se regrouper comme suit :

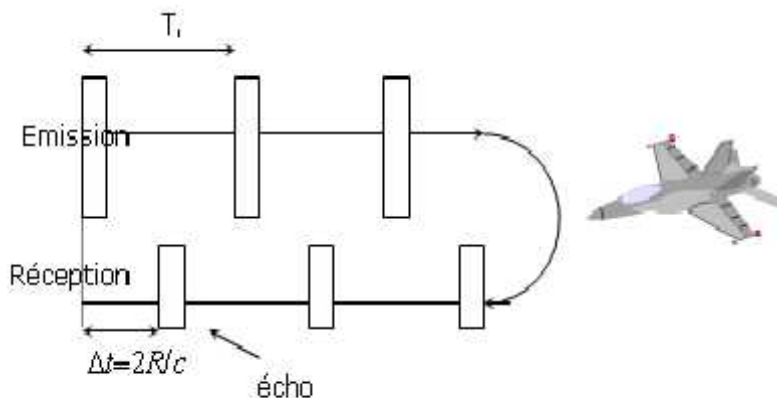
- mesure de la distance de la cible au radar.
- mesure de la vitesse de la cible.
- mesure des angles.

##### IV.1. Mesure de la distance

La façon la plus classique de mesurer la distance qui sépare une cible d'un radar consiste à mesurer le temps mis par une onde pour effectuer le trajet aller et retour radar-cible. Si  $R$  est la distance à mesurer,  $t$  le temps et  $c$  la vitesse de propagation de l'onde émise :

$$R = \frac{c.\Delta t}{2} \quad (I.5)$$





**Figure I.7:** principe de mesure de la distance

La mesure de la distance se ramène donc à celle d'un temps, il suffit alors de repérer l'instant  $t_0$  auquel le signal est émis, et estimer le temps  $\hat{t}_1$  auquel la réplique de la cible est reçue par le radar, l'écart  $\hat{t} = \hat{t}_1 - t_0$  est le temps estimé du trajet aller retour. Ainsi, la précision de la mesure dépend du signal émis ainsi que du rapport signal/bruit admissible, il y a risque d'erreur systématique ou ambiguïté sur la mesure due à la périodicité du signal émis.

#### IV.2. Mesure de la vitesse

L'effet de Doppler est "l'efficacité du changement de la fréquence d'un signal reçu due à la vitesse apparente d'émetteur en ce qui concerne le récepteur." Dans le radar il se manifeste principalement dans l'effet de la fréquence porteuse  $f_r$  du signal reçu qui diffère de la fréquence porteuse  $f_0$  du signal transmis une fois réfléchi (ou retransmis) par la cible mobile.

La mesure de la vitesse d'une cible peut être effectuée de deux façons :

- soit par le calcul, à partir d'informations distance, l'information vitesse dépend alors des qualités des mesures successives de la distance
- soit directement, par l'application de l'effet doppler, la mesure de la vitesse se ramène alors à celle d'une différence de fréquence (ou de phase)

**Remarque :** Les radars à compression d'impulsions peuvent déterminer la vitesse radiale  $V_r$  des cibles grâce à la mesure de la fréquence Doppler  $f_d$  qui est égale à l'écart entre la fréquence  $f_e$  du signal émis et la fréquence  $f_r$  du signal réfléchi.

La relation entre  $f_d$  et la vitesse radiale  $V_r$ , de la cible est donnée par :

$$f_d = f_r - f_e = \frac{2V_r}{\lambda} \quad (I.6)$$

Si  $f_r < f_e$  : la cible s'éloigne du radar.

Si  $f_r > f_e$  : la cible se rapproche du radar.

### IV.3. Mesure des angles

La mesure de la position angulaire de la cible s'effectue grâce à des antennes très directives par le relevé de l'orientation du faisceau au moment de la détection.

## V. Performances radar

L'intensité des échos réfléchis vers la direction radar varient plus au moins au hasard, les cibles ne pourront pas être détectés sauf si leurs échos sont assez forts pour être discernés du bruit électrique à la sortie du récepteur ou bien du clutter, ce dernier pouvant être plus intense que le bruit. En réalité, la détectabilité d'une cible dépend de beaucoup de facteurs, la majorité d'entre eux sont :

- Puissance des ondes émises.
- Fraction de temps  $\tau / T$  durant laquelle la puissance est émise.
- La taille de l'antenne.
- Les caractéristiques de réflectivité de la cible.
- La durée de temps pendant laquelle la cible se trouve sur le lobe principal durant chaque balayage.
- Le nombre de balayages dans lesquels la cible apparaît.
- La longueur d'onde des ondes radio.
- Intensité du bruit et du clutter.

### V.1. Fréquence de répétition d'impulsions (PRF)

La PRF est le taux auquel les impulsions radar sont transmises (nombre d'impulsion par seconde), elle détermine à quel étendu les distances d'observations et les fréquences doppler sont ambiguës.

Vu l'immense impact du choix de la PRF sur la performance radar, trois catégories fondamentales de PRF ont été établies :

- Une PRF faible (LPRF) est une PRF pour laquelle la distance maximale que le radar conçu peut manipuler est dans la zone inambiguë.
- Une PRF élevée (HPRF) est une PRF pour laquelle les fréquences doppler observées pour toutes les cibles significatives sont non ambiguës.
- Une PRF moyenne (MPRF) est une PRF pour laquelle la distance et la fréquence doppler sont ambiguës.

En générale la PRF est représentée par  $f_r$ . Elle s'étend entre quelque centaines de hertz à plusieurs centaines de kilohertz

### V.2. Ambiguïté

Dans la mesure de radar, est l'effet d'incorrecte mesure d'endroit de cible où plus d'une valeur d'une coordonnée de cible correspond à la valeur simple des paramètres de retour de radar. Habituellement ambiguïté d'angle, l'ambiguïté de vitesse, l'ambiguïté en distance sont distingués

### V.2.1. Ambiguïté en distance

On peut remarquer que, tant que  $f_d \ll f$  ce qui pratiquement toujours le cas, on peut considérer c'est deux signaux comme identiques, à une translation temporelle près. On confondra donc en pratique toutes les cibles mobiles une erreur sur la mesure de la distance.

Le pouvoir séparateur en distance du radar à compression d'impulsion restant de l'ordre de  $1/f$ .

Pour que la distance soit inambiguë, il faut que toutes les sources de réflexions détectables soient à des distances moins que la distance ambiguë. La distance maximale qu'un radar à compression d'impulsions peut mesurer sans ambiguïté est donnée par

$$r_{\max} = \frac{c}{2PRF} \quad (I.7)$$

Sous cette condition, la zone jusqu'à  $r_{\max}$  est région à distance inambiguë.

Pour un radar à compression d'impulsions, le pouvoir séparateur en distance est donnée par :

$$\Delta R = \frac{c}{2\Delta f}$$

Dans ce cas, la résolution en distance est d'autant meilleure que la largeur de bande émise est grande

### V.2.2. Ambiguïté de vitesse

Le radar émet une suite d'impulsions à la fréquence de récurrence PRF. Le spectre d'émission est donc un spectre de raies. Le spectre du signal reçu est obtenu à partir du précédent par un décalage de  $f_d$ . On voit immédiatement que si  $f_d > PRF$ , il y a ambiguïté en fréquence, c'est à dire que l'on ne saura pas à quelle raie d'émission rattacher chaque raie du signal reçu. La fréquence mesurée sera alors  $f_0 = f_d \text{ modulo } PRF$ .

Pour ne pas avoir d'ambiguïté en vitesse, il faut que  $PRF > f_d \text{ max}$ , où  $f_d \text{ max}$  est la fréquence Doppler maximale susceptible d'être reçue. La vitesse ambiguïté est alors

$$v_0 = fr/2.$$

A titre d'exemple :

Si  $v_r \text{ max} = 1500 \text{ m/s}$  et  $\lambda = 3 \text{ cm}$   
alors  $fr > 100 \text{ KHz}$

Le domaine de non ambiguïté ne dépend que de  $f_e$  et est très limité pour les valeurs usuelles en radar

( $f_e > 1 \text{ GHz}$ ). Donc, il faudra choisir entre vitesse et distance. Les radars non ambigus en distance ( $fr$  de l'ordre de  $1 \text{ KHz}$ ) seront très ambigus en vitesse et inversement les

radars non ambigus en vitesse (fr de l'ordre de 100Khz) auront de nombreuses ambiguïtés en distance.

### **V.2.3. Ambiguïté d'angle**

Mène à une mesure incorrecte d'angle due au caractère périodique d'un modèle d'antenne résultant de sa structure de multilobe.

Le problème de l'ambiguïté d'angle est particulièrement commun dans la mesure par des rangées échelonnées, interféromètres, et mesure d'antenne avec des effets par trajets multiples de propagation. L'élimination de l'ambiguïté d'angle est réalisée en employant les solutions spéciales de conception pour le système d'antenne et les conditions spécifiques de son application.

## **VI. Contribution du radar à compression d'impulsions en approche**

### **VI.1. Définition et caractéristiques de l'approche**

#### **VI.1.1. Altitudes minimales de sécurité radar**

Des altitudes minimales de sécurité radar sont associées à des aires dont les limites latérales sont définies en tenant compte :

- des performances du ou des radars utilisés ;
  - de l'obligation d'inclure l'espace aérien contrôlé et, le cas échéant, le secteur d'information de vol, gérés par l'organisme de la circulation aérienne ;
  - de l'utilité d'obtenir des altitudes minimales de sécurité radar opérationnellement adéquates.
- une L'altitude minimale de 300 m (1000 ft) est appliquée au-dessus de l'obstacle le plus élevé situé dans l'aire concernée (lorsque l'aire s'étend au-dessus d'une région montagneuse, L'altitude minimale est augmentée d'une valeur pouvant atteindre 300 m ou 1000 ft)

#### **VI.1.2. Approche initiale**

Lorsqu'un radar d'approche de précision est utilisé, l'approche initiale est normalement effectuée à partir des indications fournies par :

- un radar panoramique (SRE).
- une ou des installations radioélectriques secondaires associées permettant l'arrivée des aéronefs dans des conditions prescrites en un point situé dans les limites de la couverture du radar d'approche de précision.

### VI.1.3. Approche intermédiaire

Le segment d'approche intermédiaire débute à l'IF et se termine au repère de début de descente (FAP).

### VI.1.4. Approche finale

Le segment d'approche finale débute au FAP et se termine au point situé sur la trajectoire nominale de descente à une hauteur égale à l'OCH de la procédure.

L'aire d'approche finale, symétrique par rapport à la trajectoire nominale, est définie de la manière suivante :

- la largeur de l'aire est de 0,5 NM en un point situé à 1 NM en amont du seuil,
- en amont de ce point, l'aire s'évase de 8° par rapport à la trajectoire nominale,
- en aval de ce point, la largeur de l'aire demeure constante (0,5 NM).

CATEGORIES		A	B	C	D	E
VITESSE AU SEUIL (Vat)		91	91/120	121/140	141/165	166/220
APPROCHE INITIALE	MINI	90	120	160	185	185
	MAX	150	180	240	250	250
APPROCHE FINALE	MINI	70	85	115	130	155
	MAX	100	130	160	185	230
MVI et MVL		100	135	180	205	240
API	INITIALE INTERM.	100	130	160	185	230
	FINALE	110	150	240	265	275

**Table.I.1** vitesses en approche de toutes les catégories d'aéronefs en (KT)

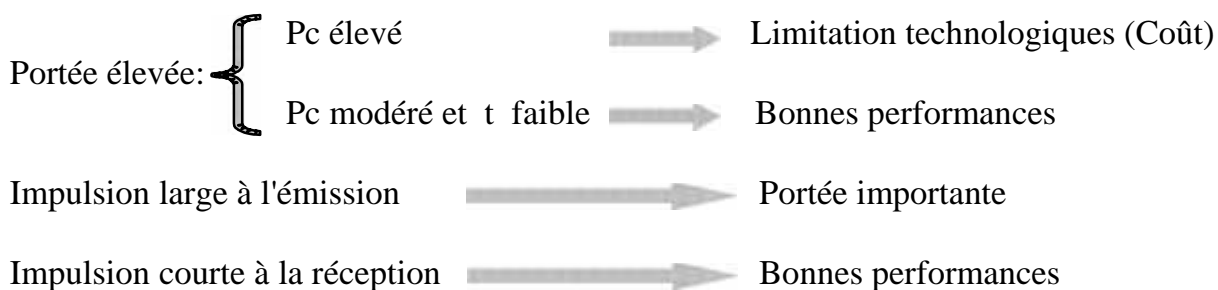
**Vat** : Vitesse au seuil=1.3 vitesse de décollage en configuration ATT à la masse MAXI certifié à l'ATT.

## VI.2. Pourquoi le radar à compression d'impulsion

Le radar à compression d'impulsion est utilisé pour garantir la portée spécifiée avec la fiable puissance crête à la technologie « état solide » de l'émetteur, le bilan de liaison radar impose une largeur d'impulsion de l'ordre de dizaines de  $\mu\text{s}$ .

Intrinsèquement, une telle largeur d'impulsion limite la résolution en distance à quelque Km ce qui évidemment incompatible des spécifications de quelque centaine de mètres demandées et d'une norme de séparation à quelque NM. Toutefois, en rappelant que la résolution distance d'un radar est inversement proportionnelle à la largeur du spectre émis, on peut admettre qu'une amélioration de la résolution passe par un élargissement du spectre du signal émis. Dans ce but on fait varier la fréquence de modulation de l'impulsion émise, l'écart de fréquence entre le début et la fin de l'impulsion devant être proportionnelle à la résolution rechercher.

A la réception l'impulsion est filtrée, au sens large du terme, pour être comprimée et ramène à une impulsion courte d'une microseconde modulée par une fréquence constante du type de celle qu'employaient les radars à tube.



## Chapitre II Filtre adapté

Dans les applications radars les termes filtre et filtrage sont employés dans les trois sens suivants :

- Le premier type de filtres est un circuit à fréquence sélective qui sépare le signal radar de son fond basé sur le spectre de fréquence du signal. Les filtres de ce type sont désignés sous le nom de filtres sélectifs et classifiés comme passe-bas, passe haut, passe bandes ou sélectifs. Selon la fréquence centrale, les filtres accordés sont divisés en filtres radiofréquence (RF), de filtres à fréquence intermédiaire (FI), ou filtres vidéo, et selon la largeur de bande, ils sont divisés en filtres à bande étroite ou à bande large. Ceux-ci sont employés principalement dans les récepteurs radar.

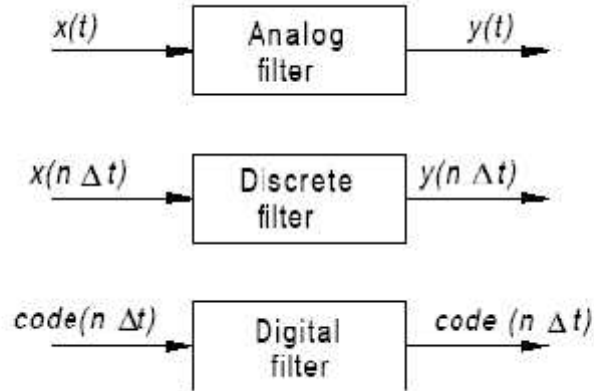
- Un deuxième type de filtres est un dispositif à entrée-sortie fournissant un résultat désiré à base de son signal d'entrée. Dans ce sens c'est un composant important du processeur de signal radar, un filtre optimal (qui se nomme un filtre adapté pour un fond du bruit blanc) donne le rapport signal/bruit le plus élevé à son rendement, pour l'énergie donnée de signal d'entrée. Ces filtres sont classifiés en tant que, filtres récursifs ( Réponse Impulsionnelle Infinie : IIR), et filtres non récursifs ( Réponse Impulsionnelle Finie : FIR) ou d'impulsion transversale, le dernier type est le plus largement utilisé.

- Le troisième type de filtres est sous forme d'algorithmes traitant un ensemble de différentes estimations avec l'objectif d'obtenir un nouveau bilan estimatif pour un temps  $tn$  (par exemple, mesures de radar obtenu par des périodes de temps successives finies). Si le temps  $tn$  est inférieur ou égal au temps courant de la dernière mesure, l'opération se nomme lissage (ou interpolation), si le temps  $tn$  est supérieur au temps courant de la dernière mesure l'opération se nomme prévision ou extrapolation, parmi ces types de filtres effectuant ces opérations nous citons le filtre de Kalman.

### I.Définition d'un filtre

Les opérations de filtrage sont les opérations de base du traitement du signal, le filtrage est utilisé pour modifier le "Contenu fréquentiel" des signaux.

Les filtres sont divisés en filtres analogiques, discrets, et numérique (figure II.1), basés sur la représentation de l'entrée et des signaux de sortie, et en filtres linéaires et non linéaires basés sur les équations liant l'entrée et les signaux de sortie.

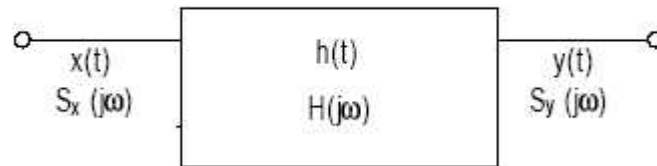


**Figure II.1:** Types de filtres de traitement.

Les filtres numériques sont généralement les plus employés dans les processeurs modernes de signal radar.

## II. Propriétés des filtres

Sous sa forme générale un filtre peut être représenté comme un dispositif à entrée-sortie **Figure II.2** avec un signal d'entrée  $x(t)$  et un signal de sortie  $y(t)$ , ayant respectivement des spectres  $S_x(f)$  et  $S_y(f)$ .



**Figure II.2:** Filtre à entrée sortie

Les caractéristiques fondamentales décrivant l'opération de filtrage dans les domaines temporel et fréquentiel sont la réponse impulsionnelle du filtre  $h(t)$  et la fonction de transfert du filtre  $H(j\omega)$ . La réponse impulsionnelle est la réponse dans le temps à une impulsion (fonction de Dirac  $\delta(t)$ ). La fonction de transfert est une quantité complexe :

$$H(j\check{S}) = H(\check{S}).e^{j\omega(\check{S})} \quad (\text{II.1})$$

avec :

$H(\omega)$ : Amplitude de la réponse fréquentielle.

$\omega$  : Phase de la réponse fréquentielle.



On appelle souvent la fonction de transfert complexe  $H(j\omega)$  réponse en fréquence. Les fonctions  $h(t)$  et  $H(j\omega)$  sont liés par la transformée de Fourier, et s'ils sont connus, le signal de sortie et son spectre peuvent être déterminés par :

$$y(t) = x(t) \otimes h(t)$$

$$S_y(j\check{S}) = S_x(j\check{S}) \cdot H(j\check{S}) \quad (\text{II.2})$$

Où  $\otimes$  est la notation pour l'opération de convolution.

Pour les signaux déterministes  $S(\ )$  désigne le spectre du signal et pour les signaux aléatoires c'est un spectre de puissance du signal.

Un filtre est dit linéaire s'il possède les propriétés d'homogénéité et d'additivité :

$$T[a_1 \cdot x_1(n) + a_2 \cdot x_2(n)] = T[a_1 \cdot x_1(n)] + T[a_2 \cdot x_2(n)]$$

et correspond à la sortie  $a_1 \cdot y_1(n) + a_2 \cdot y_2(n)$  (II.3)

Un filtre est dit causal, si le signal de sortie  $y(n)$  à tout instant  $n=n_0$  est indépendant des valeurs du signal d'entrée à des instants postérieurs à  $n_0$ . Dépendant des valeurs du signal d'entrée à des instants  $n=n_0$

Ceci est équivalent à dire que :

$$\left. \begin{array}{l} n \geq 0 : h(n) \text{ existe} \\ \text{et} \\ n < 0 : h(n) = 0 \end{array} \right\}$$

### III. Types de filtres

#### III.1. Filtres FIR

Les filtres FIR sont des filtres discrets, ils sont caractérisés par une réponse impulsionnelle de durée finie, et la possibilité d'avoir une phase linéaire. Les filtres FIR appelés aussi filtres non récurrents, sont stables et leur fonction de transfert prend la forme suivante :

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n}$$

et

$$H(\check{S}) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n).e^{-j\check{S}n}$$

$H(z)$  possède un pôle  $z=0$  et  $N-1$  zéros.

L'équation de la sortie du filtre est donnée par :

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k).x(n-k) \quad (\text{II.4})$$

$h(k)$  est la réponse impulsionnelle finie du filtre, qui est supposée en pratique être réelle. Ceci signifie que  $Re(H(\omega))$  est paire et  $I(H(\omega))$  impaire.

Ce type de filtres possède les propriétés suivantes :

- Réponse de phase linéaire
- Stabilité
- longueur des registres finie, ce qui permet une analyse plus simple.

La contrainte de linéarité de la phase  $(\omega)$ , conduit aux quatre cas possibles de filtres FIR présentés ci dessous

- FIR à réponse impulsionnelle symétrique, de longueur paire
- FIR à réponse impulsionnelle symétrique, de longueur impaire
- FIR à réponse impulsionnelle asymétrique, de longueur paire
- FIR à réponse impulsionnelle asymétrique, de longueur impaire

##### III.1.1. Filtres FIR à phase linéaire

Dans chacun des cas, on calculera la réponse impulsionnelle et la réponse en fréquence

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k x(n-k) \quad (\text{II.5})$$

Donc si on note par  $N$  la largeur du filtre, et soit  $M$  tel que :

$$N=2M \quad \text{si } N \text{ est pair}$$

et

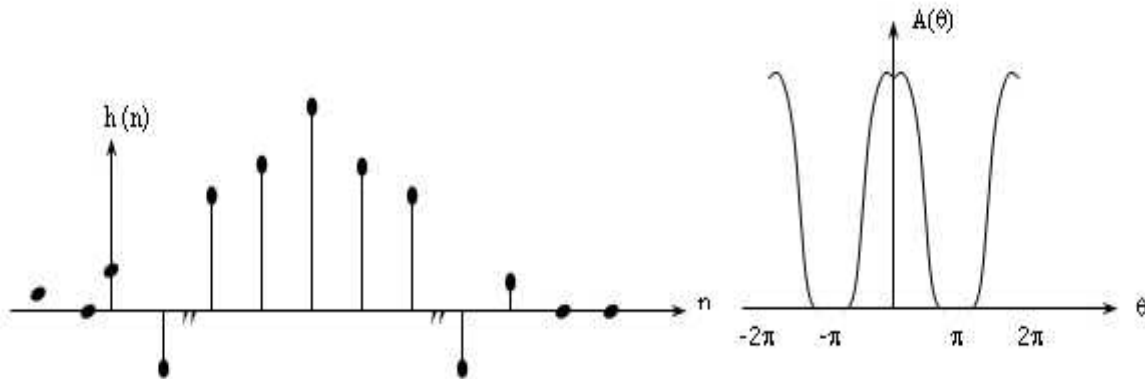
$$N=2M+1 \quad \text{si } N \text{ est impair}$$

Quatre cas possibles peuvent se poser, trouvons les réponses impulsionnelles pour chacun de ces cas :

- **Filtres de type I**

La réponse impulsionnelle est symétrique, avec un ordre  $N$  pair ( $N=2M$ ), et de phase initiale  $\phi_0=0$ . Par conséquent, ils ont un retard de phase constant, leurs réponse impulsionnelle satisfait la condition de symétrie telle que :

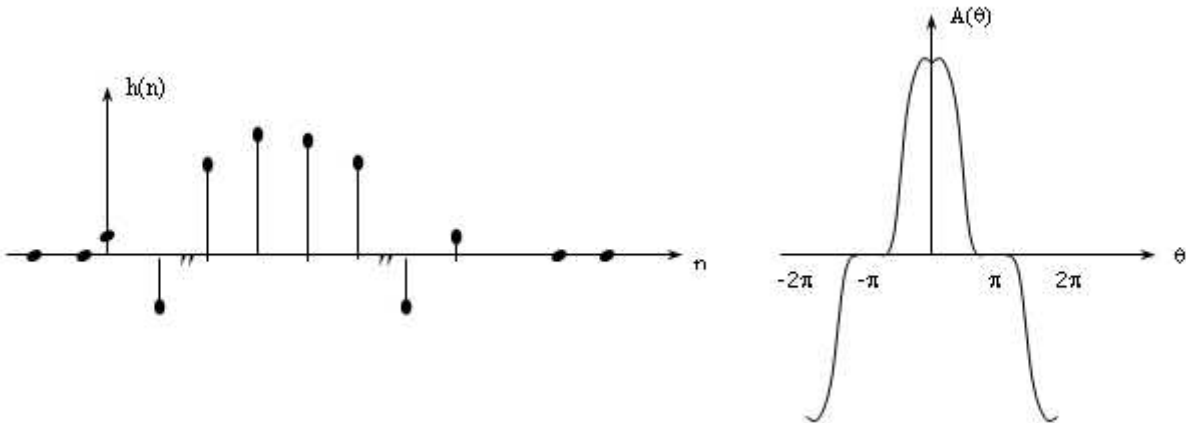
$$h(n)=h(N-n) \quad (\text{II.6})$$



**Figure II.3** : réponses de filtre FIR type I

### ▪ Filtres de type II

Les filtres de type II ont un ordre impair ( $N=2M+1$ ) et une phase initiale  $\phi_0=0$ . Comme les filtres de type I, ils ont un retard de phase constant, leur réponse impulsionnelle satisfait la condition de symétrie.

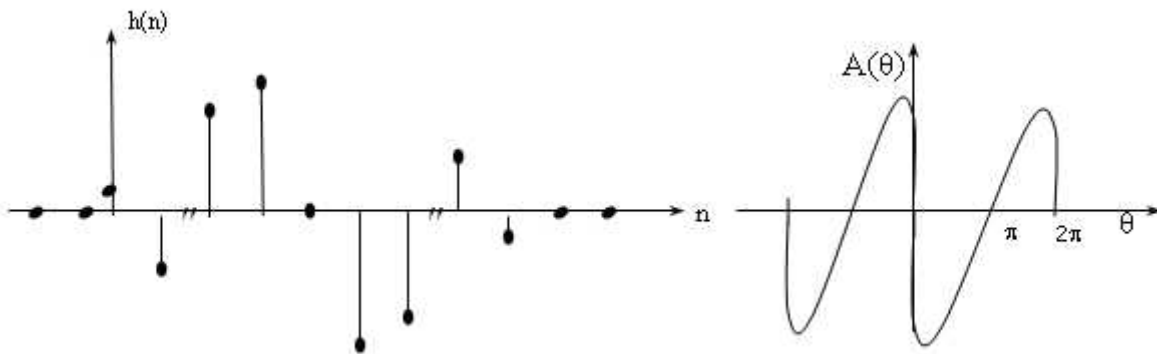


**Figure II.4 :** réponses de filtre FIR type II

### ▪ Filtres de type III

Les filtres de type III ont un ordre pair ( $N=2M$ ) et une phase initiale  $\phi_0 = \pi/2$ . Par conséquent ils possèdent un retard de groupe constant, mais leur retard de phase ne l'est pas, leur réponse impulsionnelle satisfait la condition d'antisymétrie :

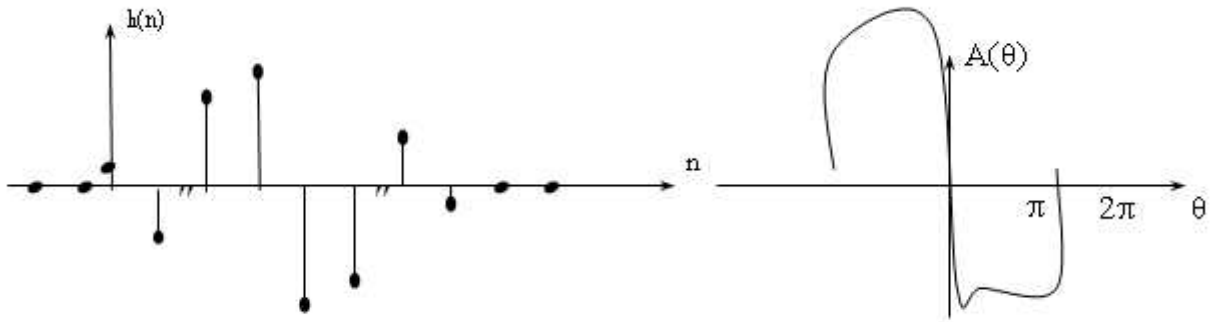
$$h[n] = -h[N-n] \quad (\text{II.7})$$



**Figure II.5:** réponses de filtre FIR type III

### ▪ Filtres de type IV

Ce type de filtre possède un ordre impair ( $N=2M+1$ ), et une phase initiale  $\xi_0=f/2$  comme le type III. Par conséquent ils possèdent un retard de groupe constant, mais leur retard de phase ne l'est pas.



**Figure II.6:** réponses de filtre FIR type IV

Ainsi la réponse en fréquence de filtres FIR à phase linéaire pour tous les types, prend la forme suivante :

$$H(e^{j\theta}) = A(e^{j\theta}) e^{j(\xi_0 - 0.5L)\theta} \quad (\text{II.8})$$

Où :

$\xi_0$  : Représente la phase initiale du filtre, et  $A(\theta)$  la réponse en amplitude :

$$A(e^{j\theta}) = F(e^{j\theta}) \cdot G(e^{j\theta})$$

avec

$$G(e^{j\theta}) = \sum_{k=0}^M g(k) \cos(\theta k)$$

$F(\theta)$  est l'une des fonctions : 1,  $\cos(0.5\theta)$ ,  $\sin(\theta)$  ou  $\sin(0.5\theta)$ , selon le type de filtre.

### III.1.2.Méthode de conception de filtre FIR

Il existe plusieurs méthodes pour la conception des filtres FIR, parmi eux nous citons :

- Filtres FIR basés sur la TFD.
- Filtres FIR basés sur les moindres carrés.

- Filtres FIR basés sur le fenêtrage tels que : Fenêtre rectangulaire, Fenêtre de Bartlett, Fenêtre de Blackman, Fenêtre de Hanning, Fenêtre de Hamming ...

### III.2. Filtres IIR

Ce type de filtres est caractérisé par une réponse impulsionnelle de durée infinie, correspondant à des pôles et à des zéros dans sa fonction de transfert, et qui prend la forme suivante :

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k \cdot z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^N a_k \cdot z^{-k}} = \frac{Y(z)}{X(z)} \quad (\text{II.9})$$

Et dont l'équation aux différences est donnée par :

$$y(n) = \sum_{k=1}^N a_k \cdot y(n-k) + \sum_{k=1}^M b_k \cdot x(n-k) \quad (\text{II.10})$$

Vu la présence des pôles, ce type de filtres peut poser un problème de stabilité.

Il existe plusieurs méthodes de conception de ce type de filtres. Qui sont fondées sur les filtres analogiques connus (Butterworth, Bessel, Tchebychev, Elliptic...), ou par utilisation de la transformation bilinéaire, ou à l'aide d'une méthode d'optimisation...

## IV. Description d'un filtre linéaire

Un filtre linéaire est un système dans lequel les signaux d'entrée et de sortie sont liés par une équation linéaire conventionnelle (filtre analogique linéaire) ou par une équation de différence linéaire (filtre discret linéaire). L'importance du filtre linéaire est que la sortie  $y(t)$  et l'entrée  $x(t)$  pour un filtre analogue sont connectées par l'intégrale de convolution :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)h(t, \dagger) d\dagger \quad (\text{II.11})$$

Où  $h(t)$  est la réponse d'impulsion de filtre.

Dans la plupart des cas les paramètres du filtre sont à temps invariables, donnant l'expression qui est fondamentale dans la théorie de filtre d'un signal radar :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t-\tau)h(\tau) d\tau \quad (\text{II.12})$$

Pour les filtres discrets ceci prend la forme :

$$y(n, \Delta t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x[(n-m).\Delta t]h(m.\Delta t)$$

Où  $\Delta t$  est l'intervalle de prélèvement.

L'expression précédente peut être représentée sous la forme qui est l'équation discrète de base de filtre :

$$y(n.\Delta t) = -\sum_{j=1}^{M-1} b_j.y[(n-j).\Delta t] + \sum_{k=1}^{N-1} a_k.x[(n-k).\Delta t] \quad (\text{II.13})$$

Où  $a_k$  et  $b_j$  sont des coefficients de pondération du filtre.

Si les coefficients  $a_k \neq 0$  et  $b_j = 0$ . Le système est un filtre récursif, tandis que si tous les coefficients  $b_j = 0$ , il est un filtre non récursif. Le dernier type le plus largement utilisé dans le traitement de signal numérique de radar. Dans ce cas-ci, supposons :

$$y(n.\Delta t) = \sum_{k=0}^n a_k.x[(n-k).\Delta t] \quad (\text{II.14})$$

## V. Filtre adapté

### V.1. Définition

Le filtre adapté est un filtre dont la réponse impulsionnelle ou la fonction de transfert soit déterminée par un certain signal, de façon à atteindre un rapport signal sur bruit maximal à la sortie du filtre lorsqu'il est sollicité par le signal noyé dans un bruit blanc.

### V.2. Concepts du filtre adapté

Considérons un signal  $s(t)$ , avec le bruit blanc gaussien de densité spectrale  $N_0/2$ , est passée par un filtre linéaire avec une fonction de transfert fréquentielle  $H(f)$ .

Nous souhaitons découvrir la réponse de filtre qui rapportera maximum SNR à la sortie à un temps donné  $t_m$  d'observation.

En d'autres termes nous souhaitons trouver  $H(\check{\omega})$  qui maximisera le SNR est donné par :

$$SNR = \frac{|S_0(t_M)|^2}{n_0^2(t)} \quad (\text{II.15})$$

La transformée de Fourier du  $s(t)$  soit  $S(\check{\omega})$ , puis la sortie du signal à  $t_m$  est donné par :

$$s_0(t_M) = \frac{1}{2f} \int_{-\infty}^{\infty} H(\check{\omega}) S(\check{\omega}) \exp(j\check{\omega}t_M) d\check{\omega} \quad (\text{II.16})$$

La valeur moyenne carrée du bruit indépendant de  $t$  est :

$$\overline{n_0^2(t)} = \frac{N_0}{4f} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\check{\omega})|^2 d\check{\omega} \quad (\text{II.17})$$

Remplaçons (II.16) et (II.17) en (II.15), nous obtenons :

$$SNR = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(\check{\omega}) S(\check{\omega}) \exp(j\check{\omega}t_M) d\check{\omega} \right|^2}{f N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |H(\check{\omega})|^2 d\check{\omega}} \quad (\text{II.18})$$

Nous nous servons maintenant de l'inégalité de Schwartz, qui indique que pour n'importe quel signales complexes  $A(\check{\omega})$  et  $B(\check{\omega})$ , l'inégalité suivante est vrai :

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} A(\check{\omega}) B(\check{\omega}) d\check{\omega} \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} |A(\check{\omega})|^2 d\check{\omega} \int_{-\infty}^{\infty} |B(\check{\omega})|^2 d\check{\omega} \quad (\text{II.19})$$

L'inégalité tient si, et seulement si :

$$A(\check{\omega}) = KB^*(\check{\omega}) \quad (\text{II.20})$$



Où : \* signifie le conjugué d'un nombre complexe

K est un constant

On applique l'inégalité de Schwartz à l'équation (II.18) :

$$SNR \leq \frac{1}{f N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\check{S})|^2 d\check{S} = \frac{2E}{N_0} \quad (\text{II.21})$$

Où E est l'énergie du signal.

L'égalité qui maximise SNR quand :

$$H(\check{S}) = K S^*(\check{S}) \exp(-j\check{S}t_M) \quad (\text{II.22})$$

L'équation (II.21) explique pourquoi nous avons le terme  $2E/N_0$  le maximum possible du signal sur bruit. La transformée de Fourier inverse de  $H(\check{S})$  rapportera la réponse impulsionnelle du filtre adapté :

$$h(t) = K s^*(t_M - t) \quad (\text{II.23})$$

L'équation (II.22) nous indique ce que nous avons attendu intuitivement,  $H(\check{S}) = K S^*(\check{S})$  ce qui signifie que le filtre calcule sa réponse fréquentielle selon le spectre du signal.

La réponse impulsionnelle est le conjugué retardée et inversé du signal afin que le filtre soit causale «  $h(t)$  doit être zéro pour  $t < 0$  ». Ceci se produit seulement si  $t_m$  est égal ou plus grand que la durée du signal  $s(t)$ . C'est intéressant pour observer la partie de signal à la sortie du filtre adapté, produit par la convolution du signal d'entrée avec la réponse impulsionnelle, qui est adapté à lui.

$$s_0(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\check{t}) h(t - \check{t}) d\check{t} = K \int_{-\infty}^{\infty} s(\check{t}) s^*[\check{t} - (t - t_M)] d\check{t} \quad (\text{II.24})$$

Le signal de sortie est intéressant à  $t=t_m$  :

$$s_0(t) = K \int_{-\infty}^{\infty} |s(\check{t})|^2 d\check{t} = KE \quad (\text{II.25})$$

Ce qui indique qu'à  $t_m$ , le signal de sortie est proportionnel à l'énergie du signal d'entrée, ce qui vaut pour n'importe quel signal passant par le filtre adapté, en présence du bruit blanc le rapport SNR à la sortie du filtre adapté est maximum notamment  $2E/N_0$ , ce rapport est en fonction d'énergie E du signal, mais pas de la forme du signal.

### V.3.Représentation complexe du signal radar

La majorité des signaux de radar sont des signaux passe bandes étroits dont la transformée de Fourier est limitée à une largeur de bande de fréquence angulaire de 2 centrés autour de la fréquence angulaire  $\pm \omega_c$  de coupure. Un signal passe-bande étroit peut être écrit sous plusieurs formes. La représentation de base est:

$$s(t) = g(t) \cos[\check{S}_c t + \Phi(t)] \quad (\text{II.26})$$

Où le  $g(t)$  s'appelle l'enveloppe de  $s(t)$ , et  $\Phi(t)$  est la phase du  $s(t)$ . sa forme canonique est :

$$s(t) = g_c(t) \cos(\check{S}_c t) - g_s(t) \sin(\check{S}_c t) \quad (\text{II.27})$$

Où :

$$g_c(t) = g(t) \cos \Phi(t) \quad (\text{II.28})$$

S'appelle la composante de phase.

Et

$$g_s(t) = g(t) \sin \Phi(t) \quad (\text{II.29})$$

S'appelle le composant quadrature.

Nous définissons maintenant la quantité complexe :

$$u(t) = g_c(t) + jg_s(t) \quad (\text{II.30})$$

Ce que nous appelons l'enveloppe complexe. Ceci nous permet de représenter le signal sous une troisième forme :

$$s(t) = \text{Re}[u(t) \exp(j\check{S}_c t)] \quad (\text{II.31})$$

Observons que l'enveloppe normale égale à la grandeur de l'enveloppe de complexe :

$$g(t) = |u(t)| \quad (\text{II.32})$$

Il peut facilement vérifier qu'une quatrième représentation du signal est

$$s(t) = \frac{1}{2} u(t) \exp(j\check{S}_c t) + \frac{1}{2} u^*(t) \exp(-j\check{S}_c t) \quad (\text{II.33})$$

Où  $u^*(t)$  est le conjugué de  $u(t)$ .

Nous emploierons maintenant cette quatrième représentation du signal dans l'équation (II.24) pour obtenir une approximation de la sortie du filtre adapté. Précisons encore cela parce que nous nous occupons un signal étroit, la teneur spectrale de  $u(t)$  est limitée à une largeur de bande  $\ll c$  en utilisant (II.33) dans (II.24)

On obtient

$$s_0(t) = \frac{1}{4} K \int_{-\infty}^{\infty} \left[ u(\dagger) \exp(j\check{S}_c \dagger) + u^*(\dagger) \exp(-j\check{S}_c \dagger) \right] \cdot \{ u^*(\dagger - t + t_M) \exp[-j\check{S}_c(\dagger - t + t_M)] + u(\dagger - t + t_M) \exp[j\check{S}_c(\dagger - t + t_M)] \} d\dagger \quad (\text{II.34})$$

Développer les produits on obtient

$$s_0(t) = \frac{1}{4} K \exp[j\check{S}_c(t - t_M)] \int_{-\infty}^{\infty} u(\dagger) u^*(\dagger - t + t_M) d\dagger + \frac{1}{4} K \exp[-j\check{S}_c(t - t_M)] \int_{-\infty}^{\infty} u^*(\dagger) u(\dagger - t + t_M) d\dagger + \frac{1}{4} K \exp[j\check{S}_c(t - t_M)] \int_{-\infty}^{\infty} u^*(\dagger) u^*(\dagger - t + t_M) \exp(-j2\check{S}_c \dagger) d\dagger + \frac{1}{4} K \exp[-j\check{S}_c(t - t_M)] \int_{-\infty}^{\infty} u(\dagger) u(\dagger - t + t_M) \exp(j2\check{S}_c \dagger) d\dagger \quad (\text{II.35})$$

Noter que le deuxième terme est le conjugué du premier terme et le quatrième terme est le conjugué du troisième terme. Ainsi :

$$s_0(t) = \frac{1}{2} K \operatorname{Re} \left\{ \exp[j\check{S}_c(t - t_M)] \int_{-\infty}^{\infty} u(\dagger) u^*(\dagger - t + t_M) d\dagger \right\} + \frac{1}{2} K \operatorname{Re} \{ \exp[j\check{S}_c(t - t_M)] \times \int_{-\infty}^{\infty} u^*(\dagger) u^*(\dagger - t + t_M) \exp(-j2\check{S}_c \dagger) d\dagger \} \quad (\text{II.36})$$

L'intégrale du deuxième terme de l'équation (II.36) peut être identifier comme la transformé de Fourier de  $[u(\ ) u(\ -t+t_M) ]^*$  évalué à  $=2c$ . Quand le spectre de  $u(\ )$  est limité par  $( \ll c)$  on peut négliger le deuxième terme.

Le premier terme vaut

$$s_0(t) = \text{Re}[u_0(t)\exp(j\tilde{S}_c t)] \quad (\text{II.37})$$

Où :

$$u_0(t) = \frac{1}{2} K \exp(-j\tilde{S}_c t_M) \int_{-\infty}^{\infty} u(\dagger) u^*(\dagger - t + t_M) d\dagger \quad (\text{II.38})$$

Noter que dans l'équation (II.38) la phase est constante.

Comparant (II.38) à (II.24), on note que le signal de sortie de filtre adapté est une enveloppe complexe, ainsi on a découvert qu'il est suffisant de traiter seulement l'enveloppe complexe du signal étroit.

**Chapitre III****Estimation paramétrique du spectre**

La représentation du signal en fonction du temps est une démarche naturelle mais elle ne correspond pas forcément à la meilleure représentation physique des signaux rencontrés. En effet, l'individu ou les systèmes électroniques sont souvent plus sensibles à la puissance et à la fréquence des signaux et la représentation du signal sous la forme de sa répartition de puissance en fonction de la fréquence permet, dans bien des cas, d'extraire de manière plus immédiate l'information qui réside dans ce dernier. Les méthodes d'estimation du spectre (répartition spectrale d'énergie ou de puissance) d'un processus remontent à une longue durée et sont fondées sur la transformé de Fourier.

**I. Représentation fréquentielle du signal**

L'étude fréquentielle d'un signal est basée par la représentation fréquentielle du signal comme somme de sinusoides, c'est ce que réalise la transformé de Fourier à temps discret ou continu.

Par définition la transformé de Fourier à temps discret (TFtd) d'une suite  $\{x(n)\}$  est la fonction de  $f$  périodique de période 1 :

$$X(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)e^{-j2\pi fn} \quad (\text{III.1})$$

Elle possède des propriétés connues en traitement du signal telles que :

- la linéarité.
- le décalage dans le temps.
- la symétrie hermitienne

Le calcul sur ordinateur de la TFtd à partir des échantillons de  $\{x(n)\}$  impose une complexité de calcul infinie car la fréquence  $f$  varie continuellement, d'où la notion de transformé de Fourier discrète (TFD) fut introduite pour limiter un nombre fini de valeurs de  $f$  :

$$X(f) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi fn} \quad (\text{III.2})$$

L'examen des propriétés de la TFD met en évidence de grandes similitudes avec celles de la TFtd, son intérêt pratique est largement dû à la découverte de la méthode fft de calcul rapide, c'est un algorithme qui met en œuvre le calcul de la TFD sous Matlab en utilisant un nombre de point  $N(N=2^p)$  et son gain en temps par rapport à un calcul direct est de l'ordre de  $N/\log_2(N)$ .

## II. Densité spectrale de puissance DSP

La représentation fréquentielle se généralise à un grand nombre de signaux que l'on cherche à décrire par leur énergie (dse) ou puissance (dsp) présentée en un nombre infini de fréquences, sous la désignation de Spectre, la recherche des énergies ou des puissances présentes dans un signal réel à certaines fréquences constitue l'analyse spectrale.

Les signaux réels sont en effet rarement stationnaires sur une longue période, alors nous sommes souvent contraints de limiter le signal à une fenêtre d'observation ou il apparaît comme quasi-stationnaire, cette fenêtre peut parfois être excessivement courte, alors les coefficients d'auto corrélation  $R(m)$  qui sont les versions discrétisées de l'auto corrélation et le spectre  $S(f)$  ne peuvent être qu'approximativement connus, ces conditions affectent la qualité du spectre et nous parlons d'estimation spectrale.

Les variations fines d'un signal au cours du temps peuvent être difficiles à appréhender ou constituer un volume de données superflue le comportement d'un tel signal est difficile à prédire, il est commode de le représenter comme un processus aléatoire, l'énergie d'un tel processus est infinie, nous nous intéressons alors à la distribution de sa puissance (moyenne temporelle de l'énergie), dans ce contexte la fonction d'auto corrélation du processus fournit une base d'analyse

### II.1. Fonction d'auto corrélation

La fonction d'auto corrélation d'un signal est une fonction qui détermine la corrélation entre le signal  $x(t)$  et sa copie décalée par temps  $x(t_1 - t_2)$ . Si le signal décrit un processus aléatoire stationnaire alors la fonction d'auto corrélation est déterminée par l'équation :

$$R_{xx}(\tau) = E|x(t + \tau) \cdot x^*(t)| \quad (\text{III.3})$$

Puisque nous ne connaissons pas toujours la fonction statistique. Nous supposons souvent que le processus est ergodique pour le premier et le second moment ce qui nous permet la substitution des moyennes temporelles pour des moyennes statistiques. Alors pour un processus ergodique l'auto corrélation statistique est équivalente à :

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t + \tau) \cdot x^*(t) dt \quad (\text{III.4})$$

Un estimateur non biaisé basé sur l'équation précédente se manifeste pour une version discrétisée

$$\hat{R}_{xx}(m) = \frac{1}{N-m} \sum_{n=0}^{N-m-1} x_{n+m} \cdot x_n^* \quad \text{Pour } m=0 \dots M \quad \text{où } M \leq N-1$$

Les décalages négatifs sont déduits à partir des décalages positifs selon la propriété du conjugué symétrique de la fonction d'auto corrélation d'un processus stationnaire :

$$\hat{R}_{xx}(-m) = \hat{R}_{xx}^*(m)$$

Jenkins-Watts et Parzen ont fourni des arguments pour l'utilisation de l'estimateur suivant pour l'auto corrélation au lieu de la précédente :

$$\hat{R}'_{xx}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-m-1} x_{n+m} \cdot x_n^* \quad \text{Pour } m=0 \dots M \quad (\text{III.5})$$

$\hat{R}'_{xx}(m)$  est estimateur biaisé :

$$E \left[ \hat{R}'_{xx}(m) \right] = \frac{N-m}{N} \cdot \hat{R}_{xx}(m)$$

La valeur moyenne de  $\hat{R}'_{xx}(m)$  est une pondération de Barlett de la vraie fonction d'auto corrélation.

On définit la densité spectrale de puissance  $S(f)$  par la transformée de Fourier de la fonction d'auto corrélation  $R(\tau)$ .

$$S(f) = \sum_{\dagger \in z}^{-\infty} R(\dagger) e^{-2j f \dagger} \quad (\text{III. 6})$$

## II.2. Méthodes d'estimation spectrale

Les méthodes d'estimation spectrales se divisent en deux catégories, méthodes classiques et méthodes paramétriques.

Les méthodes classiques de l'estimation de la densité spectrale de puissance consistent à bâtir des estimations point par point de l'auto corrélation et du spectre du processus, aucune modélisation n'est supposée pour le signal. Le périodigramme (**Annexe C**) est la méthode la plus classique, elle est fondée sur la transformée de Fourier, la méthode de WELCH est une version améliorée du périodigramme, la dsp estimée est la moyenne de plusieurs périodigrammes.

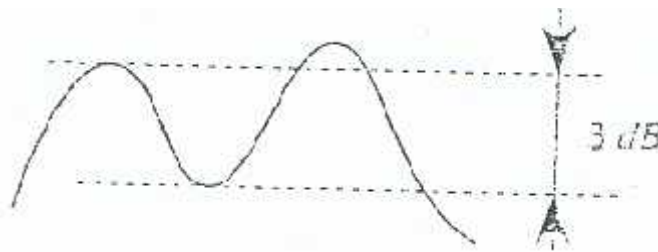
Les méthodes paramétriques sont les méthodes modernes de l'estimation de la dsp, le signal dont on veut estimer la densité spectrale de puissance possède une certaine structure ou forme mathématique connue, ces méthodes sont souvent appelées 'méthodes de hautes résolutions', parmi ces méthodes nous citons les méthodes de prony et DVS

(décomposition en valeurs singulières) qui ont fait l'objet d'un travail précédent et les méthodes de Burg et de Levinson qui sont très utilisées en radar.

### II.3. Performances spectrales

A partir des valeurs de la TFD nous ne pouvons avoir qu'une valeur approchée de la fréquence, et sa précision dépend du nombre de points de calcul, si  $L$  désigne le nombre de points de calcul de la TFD, la précision spectrale qui est la précision en fréquence est égale à  $1/L$ . pour des signaux échantillonnés à la fréquence  $f_e$ , cela donne une précision de  $f_e/L$ .

L'aptitude de distinguer (résoudre ou séparer) deux fréquences voisines dans un signal définit la résolution par l'écart minimum en fréquence qu'il faut mettre entre deux fréquences d'amplitudes différentes pour observer sur le spectre un creux de plus de 3dB entre les deux maxima.



**Figure III. 1:** Séparation en fréquence

En général, la résolution en fréquence est de l'ordre de grandeur de l'inverse du temps total d'analyse. La précision et la résolution spectrales constituent les performances fondamentales d'un spectre estimé.

### III. Estimation paramétrique de la DSP

Les méthodes paramétriques sont une perspective moderne de l'estimation spectrale, elles consistent à ajuster un modèle aux données observées, les paramètres du modèle caractérisent le signal et nous avons ainsi une connaissance à priori sur le processus physique qui a engendré le signal observé. La procédure standard qui réalise cet ajustement est l'identification paramétrique.

Nous nous intéressons à des modèles exploitables en estimation spectrale. L'introduction mathématique de la prédiction linéaire montre qu'il s'agit de l'analyse d'un type de corrélation approchée dans le domaine fréquentiel grâce au critère des moindres carrés.

Pour illustrer l'idée de la modélisation en estimation spectral, nous montrons que l'estimateur périodogramme de la dsp donné par l'équation (III.7) est équivalent à un ajustement de données au sens des moindres carrés en un modèle harmonique nommé séries de Fourier discrètes, ceci se résume en ce qui suit :



Si une suite de N échantillons  $\{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$  d'une processus continu dans le temps  $x(t)$  sont représentés par une séquence discrète  $\hat{x}_n$  composée de N sinusoïdes complexes de fréquences arbitraires  $\{f_0, \dots, f_{N-1}\}$  alors :

$$x_n = \hat{x}(n.\Delta t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2f_k n \Delta t} \quad (\text{III.7})$$

Les N termes de la représentation (III.7) s'expriment sous forme matricielle par :

$$X = \Phi.A \quad (\text{III.8})$$

A est le vecteur d'amplitudes déterminé en minimisant l'erreur quadratique totale d'estimation

$$\sum_{n=0}^{N-1} |x_n - \hat{x}_n|^2 \quad (\text{III.9})$$

Et est fourni par la solution :

$$A = (\Phi'.\Phi)^{-1} \Phi'.X \quad (\text{III.10})$$

L'ajustement en séries de Fourier choisit les N fréquences sinusoïdales prédéterminées harmoniquement reliées  $f_k = k.\Delta f$  et  $\Delta f = \frac{1}{N.\Delta t}$

Un tel choix de fréquences harmoniques rend chaque colonne de la matrice  $\Phi$  orthogonale à toutes les autres colonnes, par conséquent:

$$(\Phi'.\Phi)^{-1} = \frac{1}{N}.I \quad (\text{III.11})$$

D'où 
$$A = \frac{1}{N}.\Phi'.X \quad (\text{III.12})$$

Avec

$$a_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{x}_n \cdot e^{-j2f_k \frac{k}{N} n} \quad (\text{III.13})$$

Pour  $k=0,1,\dots,N-1$

La puissance de la composante sinusoïdale aux fréquences prédéterminées  $f_k$  est :

$$|a_k|^2 = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{x}_n \cdot e^{-j2\pi \frac{k}{N} n} \right|^2 \quad (\text{III.14})$$

L'expression (III.14) est identique à l'expression (C.3) du periodogramme.

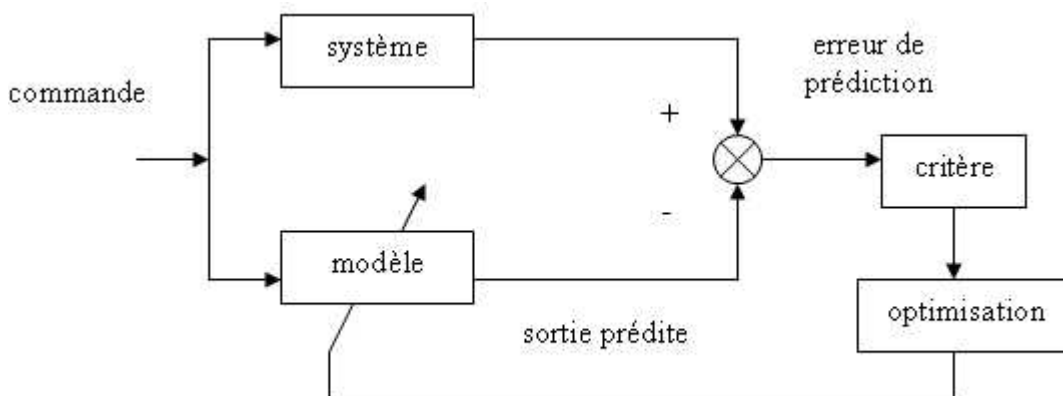
Ainsi, l'estimateur spectral discret "periodogramme" est une représentation des données par un ensemble harmonique de sinusöide complexes au sens des moindres carrés.

Une caractéristique fondamentale de l'approche de modélisation pour l'estimation spectrale qui la différencie du problème général d'identification est le fait que seulement la sortie du modèle est disponible pour l'analyse, l'entrée n'est pas supposée disponible comme pour un système général d'identification.

Un des aspects prometteurs de l'approche modélisation pour l'estimation spectrale est le fait que nous pouvons faire des suppositions plus réalistes concernant la nature du processus mesuré hors l'intervalle de mesure autres que de la supposer nul. Ainsi, la nécessité de fenêtrage peut être éliminée avec leurs impacts déformants spécialement pour les courtes séquences de données.

Les méthodes traditionnelles de l'analyse spectrale présentées précédemment s'appuient sur le fenêtrage des données qui fait la supposition implicite que les données non observées hors la fenêtre sont nulles, ce qui fait d'elles une supposition non réaliste qui a des conséquences sur la qualité du spectre estimé.

Souvent sur le processus nous pouvons faire des suppositions plus raisonnables que de supposer les données hors la fenêtre nulles. L'utilisation d'une information (ou supposition) à priori permet la sélection d'un modèle par détermination des paramètres du modèle à partir des observations.



**Figure III.2 :** Identification paramétrique par l'erreur de prédiction

L'analyse spectrale dans le contexte de la modélisation est une procédure à trois étapes :

- Première étape : sélection du modèle temporel, elle est directement liée aux techniques d'identification et d'estimation employées en théorie des systèmes linéaires.
- Seconde étape : estimation des paramètres du modèle supposé en utilisant des échantillons ou décalages d'auto corrélation disponibles.
- Troisième étape : élaboration du spectre en substituant les paramètres du modèle estimé dans la dsp théorique qui découle du modèle.

Dans ce contexte il est indispensable d'établir les définitions suivantes :

### III.1.Processus du bruit blanc

Le choix de l'entrée du système utilisée pour l'identification est primordial, l'entrée appliquée ne devra pas perturber fortement le système, donc elle doit être autant que possible à valeur moyenne nulle, d'autre part nous devons exciter le système dans toute la bande de fréquence intéressante, alors sur le plan fréquentiel l'entrée idéale est un bruit blanc.

On appelle bruit blanc à temps discret ou à temps continu un processus aléatoire SSL (stationnaire au second ordre au sens large), centré, dont la densité spectrale de puissance est constante sur tout l'axe des fréquences, le mot blanc prend son origine dans l'analogie avec la lumière blanche, dont la puissance est répartie uniformément sur l'ensemble des fréquences optiques.

Si on note  $S(f) = N_0 / 2$  la dsp d'un bruit blanc, sa fonction d'auto corrélation s'écrit :

$$R(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau)$$

Où  $\delta(\tau)$  désigne l'impulsion unité dans le cas des signaux discret ( $\tau \in \mathbb{Z}$ ) et la distribution de Dirac dans le cas des signaux à temps continu ( $\tau \in \mathbb{R}$ ).

Dans le cas du temps continu, cette définition pose un problème car elle conduit à un processus de puissance infinie. Toutefois, les calculs faits avec la distribution de Dirac conduisent à des résultats qui coïncident en limite avec ceux que l'on obtiendrait avec un bruit de bande très large devant la bande utile.

Le bruit blanc est l'archétype des modèles de bruit rencontrés en pratique. Ainsi, dans les systèmes de communication, il modélise l'ensemble du bruit d'origine thermique qui interviennent dans la chaîne de transmission depuis l'émetteur jusqu'au récepteur. Un autre exemple est donné par les bruits d'arrondi et de quantification dans un système de traitement numérique.

### III.2. Stationnarité

Plusieurs processus aléatoires ont la caractéristique statistique d'être invariants dans le temps, c'est à dire que le fait de les observer à différents instants ne change pas leurs propriétés statistiques.

Considérons par exemple un processus stochastique  $x_n$  à  $n$  instants bien défini dans le temps :  $x(1), x(2), \dots, x(n)$ , on obtient ainsi un ensemble de  $n$  variables aléatoires.

La distribution conjointe de ces  $n$  variables aléatoires peut être décrite par leur fonction de répartition conjointe supposons que nous faisons la même série de  $n$  observations de ce processus aléatoire  $x(n)$  mais avec un délai arbitraire de  $\tau$  seconde. On obtient ainsi une nouvelle série de  $n$  variables aléatoires :  $x(1+\tau), x(2+\tau), \dots, x(n+\tau)$

Un processus aléatoire est dit stationnaire au sens strict si pour toutes les valeurs du temps d'observation  $t_1, t_2, \dots, t_k$ , quelque soit  $n$  et les décalages  $\tau$  :

$$F_{x(t_1+\tau), \dots, x(t_k+\tau)}(x_1, \dots, x_k) = F_{x(t_1), \dots, x(t_k)}(x_1, \dots, x_k)$$

Autrement dit un processus aléatoire  $x(n)$  est stationnaire (permanence des résultats dans le temps) au sens strict si la distribution conjointe de n'importe quelle combinaison de variables aléatoires obtenues par l'observation de  $x(n)$  à différents instants est invariante dans le temps.

### III.3. Stabilité

Un système discret est stable si pour toute entrée bornée correspond une sortie bornée.

$$|x(n)|_{\max} \leq A \rightarrow |y(n)|_{\max} \leq B$$

ou un système est dit stable si sa réponse impulsionnelle est sommable.

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} |h(i)| < \infty$$

La stabilité d'un système représenté par une fonction de transfert rationnelle s'exprime par la localisation des pôles du dénominateur dans le cercle unité du plan Z.

#### IV. Modèle “ tout pôles “de la DSP

De nombreux processus discrets déterministes et aléatoires rencontrés dans la pratique sont bien approchés par un modèle de fonction de transfert rationnelle, dans ce modèle une séquence d'entrée  $u_n$  et la séquence de sortie  $x_n$  qui sert pour modéliser les données sont reliées par l'équation linéaire au différence :

$$x_n = \sum_{l=0}^q b_l \cdot U_{n-l} - \sum_{k=1}^p a_k \cdot x_{n-k}$$

Ce modèle linéaire est le plus général, il est nommé modèle “Pôles -Zéros”, l'intérêt de ces modèles provient de leurs relations aux filtres linéaires par des fonctions de transfert rationnelles. La fonction  $H(z)$  du système entre la commande  $u_n$  qui est un processus aléatoire réel, stationnaire, blanc de variance 1,  $\{a_k\}, \{b_l\}$  suites de coefficients réels et la sortie  $x_n$  pour le modèle ARMA de l'équation (III.7) est l'expression rationnelle :

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_q z^{-q}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_p z^{-p}}$$

Un processus “tout pôles” d'ordre P est décrit par l'équation récurrente :

$$x_n = \sum_{k=1}^p a_k \cdot x_{n-k} + u_n \quad (\text{III.15})$$

La fonction de transfert du filtre issue du modèle tout pôles est :

$$H(z) = \frac{1}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_p z^{-p}}$$

Le signal  $x_n$  peut être vu comme la sortie du filtre tout pôle de la fonction de transfert  $1/A(z)$ . On montre que l'équation récurrente (III.15) admet une unique solution  $x_n$ , stationnaire au second ordre, qui s'exprime causalement en fonction de  $b_n$  si et seulement si les racines du dénominateur, c'est-à-dire les pôles de la fonction de transfert sont de modules inférieur à 1.

Si  $u_n$  est supposé gaussien, alors  $x_n$  est lui-même gaussien, puisque le caractère gaussien se conserve par transformation linéaire.

Par définition un processus “tout pôles” est l'unique solution d'une équation de la forme (III.15), la dsp du processus est dite spectre 'tout pôles' et s'écrit :

$$S_{xx}(f) = \left| \frac{1}{A(e^{j2\pi f})} \right|^2 S_{uu}(f)$$

Les équations de Yule Walker décrivent la relation entre les paramètres AR et la fonction d'auto corrélation d'un processus. Si nous adoptons une auto régression (AR) comme modèle pour les données enregistrées alors l'estimateur de la dsp qui découle de l'équation précédente s'écrit :

$$S(f) = \frac{\dagger^2}{\left| 1 + \sum_{k=1}^p a_k e^{-j2\pi f k} \right|^2} \quad (\text{III.16})$$

Pour estimer  $S_{AR}(f)$  il faut estimer l'ensemble  $\{a_1, \dots, a_p, \dagger^2\}$ , pour ce faire la relation entre les paramètres du modèle et la fonction d'auto corrélation (connue ou estimée) du processus  $x_n$  est présentée à travers les équations de Yule Walker. La dérivation de ces équations procède comme suit :

$$R_{xx}(k) = E[x_{n+k} x_n^*]$$

D'après la modélisation adoptée :

$$x_n = -\sum_{i=1}^p a_i x_{n-i} + u_n$$

Alors  $R_{xx}(k)$  s'écrit :

$$\begin{aligned} R_{xx}(k) &= E \left[ \left( -\sum_{i=1}^p a_i x_{n+k-i} + u_{n+k} \right) x_n^* \right] \\ R_{xx}(k) &= -\sum_{i=1}^p a_i E(x_{n+k-i} x_n^*) + E(u_{n+k} x_n^*) \\ R_{xx}(k) &= -\sum_{i=1}^p a_i R_{xx}(k-i) + E(u_{n+k} x_n^*) \end{aligned}$$

Puisque le filtre linéaire est causal, stable et de réponse impulsionnelle  $h$ , nous avons :

$$E(u_{n+k} \cdot x_n^*) = E\left(u_{n+k} \cdot \sum_{i=0}^{\infty} h_i^* \cdot u_{n-i}^*\right) = \sum_{i=0}^{\infty} h_i^* \cdot E(u_{n+k} \cdot u_{n-i}^*) = \sum_{i=0}^{\infty} h_i^* \cdot \sigma^2 \cdot \mathbb{1}_{k+i} = \begin{cases} 0 & \text{pour } k > 0 \\ h_0^* \cdot \sigma^2 & \text{pour } k = 0 \end{cases}$$

avec :

$$h_0 = \lim_{z \rightarrow \infty} H(z) = 1$$

par conséquent :

$$R_{xx}(k) = \begin{cases} -\sum_{i=1}^p a_i \cdot R_{xx}(k-i) & k > 0 \\ -\sum_{i=1}^p a_i \cdot R_{xx}(-i) + \sigma^2 & k = 0 \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Le système (III.17) est nommé équations de Yule Walker.

Pour déterminer les paramètres du modèle AR d'ordre  $p$ , nous avons besoin de choisir  $p$  équations du système (III.17) pour  $k > 0$ , résoudre pour  $\{a_1, \dots, a_p\}$ , et alors trouver  $\sigma^2$  pour  $k=0$ . Ceci s'exprime sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} R_{xx}(0) & R_{xx}(-1) & \dots & R_{xx}(-P) \\ R_{xx}(1) & R_{xx}(0) & \dots & R_{xx}(-(P-1)) \\ & \vdots & & \\ & \vdots & & \\ & \vdots & & \\ R_{xx}(P) & R_{xx}(P-1) & \dots & R_{xx}(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma^2 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

La matrice d'auto corrélation  $R_{xx}$  d'ordre  $p+1$  est Hermitienne ( $R_{xx}' = R_{xx}$ ) et elle est toeplitz (les éléments sur les diagonales sont identiques).

### V. Algorithme de Levinson-Durbin

L'algorithme de Levinson-Durbin est une procédure mathématique qui fournit une solution pour le système (III.18), c'est un algorithme récursif sur l'ordre qui calcule récursivement les ensembles de paramètres

$$\{a_{1,1}, \sigma_1^2\}, \{a_{2,1}, a_{2,2}, \sigma_2^2\}, \dots, \{a_{p,1}, a_{p,2}, \dots, a_{p,p}, \sigma_p^2\}$$

L'ensemble final à l'ordre p est la solution désirée

L'algorithme est initialisé à :

$$K_1 = \frac{-R_{xx}(1)}{R_{xx}(0)} \tag{III.19}$$

$$\tau_1^2 = (1 - |K_1|^2) R_{xx}(0)$$

Pour démontrer la récurrence adoptée par Levinson, nous calculons la solution au rang k à partir de la solution du rang (k-1).

Au rang (k-1), nous avons

$$\begin{bmatrix} R(0) & R(-1) & \dots & R(-(k-1)) \\ R(1) & R(0) & \dots & R(-(k-2)) \\ & & \vdots & \\ & & & \vdots \\ & & & R(k-1) & R(k-2) & \dots & R(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ a_{k-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_{k-1}^2 \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{III.20}$$

Nous exprimons ceci d'une façon plus concise

Avec :

$$AF_{k-1} = [1 a_1 \dots a_{k-1}]$$

Vecteur pris dans le sens direct.

En passant au rang k. la matrice d'auto corrélation devient



$$R_k = \begin{bmatrix} R(0) & R(-1) & \dots\dots & R(-(k-1)) & R(-k) \\ R(1) & R(0) & \dots\dots & R(-(k-2)) & R(-(k-1)) \\ \cdot & & & \cdot & \cdot \\ \cdot & & & \cdot & \cdot \\ \cdot & & & \cdot & \cdot \\ R(k-1) & R(k-2) & \dots\dots & R(0) & R(-1) \\ R(k) & R(k-1) & \dots\dots & R(1) & R(0) \end{bmatrix}$$

Elle est donc sous les formes

$$R_k = \begin{bmatrix} R_{k-1} & r_k^B \\ r_k^B & R(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R(0) & r_k^F \\ r_k^F & R_{k-1} \end{bmatrix}$$

Avec

$$r_k^F = [R(1) \quad \dots\dots\dots \quad R(k)]$$

$$r_k^B = [R(k) \quad \dots\dots\dots \quad R(1)]$$

Vecteur pris dans le sens rétrograde.

Pour aboutir à la forme (III.20) au rang k, nous supposons que le vecteur des paramètres  $A_k$  est une combinaison linéaire de  $A_{k-1}$

$$A_k^F = \begin{bmatrix} A_{k-1}^F \\ 0 \end{bmatrix} + K_k \begin{bmatrix} 0 \\ A_{k-1}^B \end{bmatrix} \tag{III.21}$$

Avec

$$A_k^F = [1 \quad a_1 \quad \dots\dots \quad a_{k-1} \quad a_k]$$

$K_k$  est un constant arbitraire

Alors le système d'équations (III.20) s'établit comme suit

$$R_k \left[ \begin{bmatrix} A_{k-1}^F \\ 0 \end{bmatrix} + K_k \begin{bmatrix} 0 \\ A_{k-1}^B \end{bmatrix} \right] = \begin{bmatrix} \dagger_k^2 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix} \tag{III.22}$$

Nous effectuons les opérations matricielles suivantes

$$R_k \cdot \begin{bmatrix} A_{k-1}^F \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dagger_{k-1}^2 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ r_k^B A_{k-1}^F \end{bmatrix}$$

$$K_k R_k \begin{bmatrix} 0 \\ A_{k-1}^B \end{bmatrix} = K_k \begin{bmatrix} r_k^F A_{k-1}^B \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ \dagger_{k-1}^2 \end{bmatrix}$$

Nous identifions les deux membres de (III.22) et nous avons

$$\text{Au rang 0:} \quad \dagger_k^2 = \dagger_{k-1}^2 + K_k r_k^F A_{k-1}^B \quad (\text{III.23})$$

$$\text{Au rang K:} \quad r_k^B A_{k-1}^F + K_k \dagger_{k-1}^2 = 0 \quad (\text{III.24})$$

L'équation (III.24) donne

$$K_k = \frac{-1}{\dagger_{k-1}^2} r_k^B \cdot A_{k-1}^F \quad (\text{III.25})$$

Sachant que

$$r_k^B \cdot A_{k-1}^F = r_k^F \cdot A_{k-1}^B$$

L'équation (III.23) donne:

$$\dagger_k^2 = \dagger_{k-1}^2 (1 - K_k^2) \quad (\text{III.26})$$

Les équations (III.21), (III.25) et (III.26) permettent d'établir la récurrence de Levinson sur l'ordre du modèle pour  $k=2,3,.. p$ .

Il est important de noter que la récurrence s'accorde avec l'étape d'initialisation et que l'ensemble  $\{a_{k,1}, a_{k,2}, \dots, a_{k,k}, \sigma_k^2\}$  obtenu est le même que celui qui aurait été obtenu par résolution du système III.14 pour  $p=k$ . L'algorithme est utile et à une importante interprétation en théorie de prédiction linéaire et en filtre de treillis, lorsque nous ne

connaissions pas à priori l'ordre du modèle, nous pouvons utiliser les équations III.19 et III.26 pour augmenter successivement l'ordre du modèle jusqu'à ce que l'erreur de modélisation  $\sigma_k^2$  soit réduite à la valeur désirée, le point auquel  $\sigma_k^2$  ne change pas est un bon indicateur de l'ordre correct du modèle.

Les paramètres  $\{a_{1,1}, a_{2,2}, \dots, a_{p,p}\}$  sont souvent appelés coefficients de corrélation partielle, ils ont la propriété suivante :

Pour que la séquence d'auto corrélation  $\{R_{xx}(0), R_{xx}(1), \dots, R_{xx}(p)\}$  constitue une matrice d'auto corrélation positive semi définie, il est nécessaire et suffisant que :

$$|K_k| \leq 1 \quad \text{pour } k=1,2,\dots,p$$

C'est aussi la condition nécessaire et suffisante pour que les pôles de  $A(Z)$  soient sur ou dans le cercle unité du plan  $Z$

### Algorithme de Levinson

#### 1-Estimation de la fonction d'auto corrélation :

Pour  $m=0,1,\dots,M$  :

$$R_{xx}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-m-1} x_{n+m} \cdot x_n^*$$



#### 2-Initiation de la récurrence :

$$K_1 = -\frac{R_{xx}(1)}{R_{xx}(0)}$$

$$\dagger_1^2 = (1 - |K_1|^2) R_{xx}(0)$$



#### 3-La récurrence de Levinson :

$$K_k = -\frac{1}{\dagger_{k-1}^2} \left[ R_{xx}(k) + \sum_{l=1}^{k-1} a_{k-1,l} R_{xx}(k-l) \right]$$

$$\dagger_k^2 = (1 - |K_k|^2) \dagger_{k-1}^2$$

Pour  $i=1,2,\dots,k-1$  :

$$a_{k,i} = a_{k-1,i} + K_k a_{k-1,k-i}^*$$



#### 4-Etablissement du spectre AR :

$$S_{AR}(f) = \frac{\dagger_p^2 \Delta t}{\left| 1 + \sum_{k=1}^p a_{p,k} e^{-j2\pi f k \Delta t} \right|^2}$$

Incrémentation  
de l'ordre



**Chapitre IV****Simulations et résultats**

Dans ce chapitre nous présentons une série de simulations qui illustrent le principe de mesure de la vitesse dans un système radar à compression d'impulsions. Nous examinons les propriétés temporelles et spectrales du signal LFM qui est d'une importance particulière, son traitement par un filtre adapté et l'estimation du spectre doppler. La combinaison du filtre adapté et de l'estimation spectrale forme une partie fondamentale du processeur du signal radar.

**I. Caractéristiques du signal LFM**

Dans cette simulation, nous générons un signal LFM, nous vérifions son allure dans le domaine temporel et sa transformé de Fourier.

La représentation du signal LFM en fonction du temps doit être causale et doit avoir une fréquence d'échantillonnage satisfaisant la théorie de NYQUIST.

Le signal radar LFM est défini par l'expression :

$$s_1(t) = \exp \left[ j f \cdot bf \cdot t^2 / 4 \right] \quad 0 \leq t \leq \quad (\text{IV.1})$$

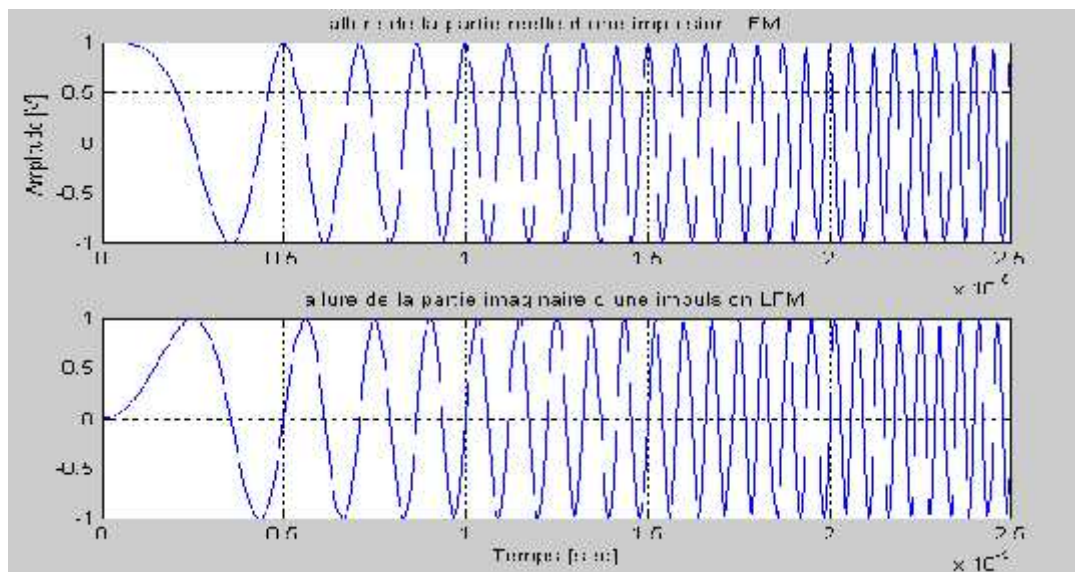
La phase de  $s_1(t)$  varie quadratiquement en fonction du temps, et sa dérivée détermine la fréquence instantanée du signal. Le signal LFM est complexe, c'est une impulsion qui dure  $\tau$  secondes et occupe une bande de fréquences  $bf$ .

Pour réaliser cette simulation et vérifier les propriétés temporelles et fréquentielles de l'impulsion LFM, on a généré une impulsion LFM dont les caractéristiques sont les suivantes :

Paramètre	valeur	Unité
Longueur d'impulsion ( )	25	$\mu\text{s}$
Bande de fréquence (bf)	2	Mhz
Fréquence d'échantillonnage (fc)	20	Mhz

**Tableau IV.1:** Caractéristiques d'une impulsion LFM

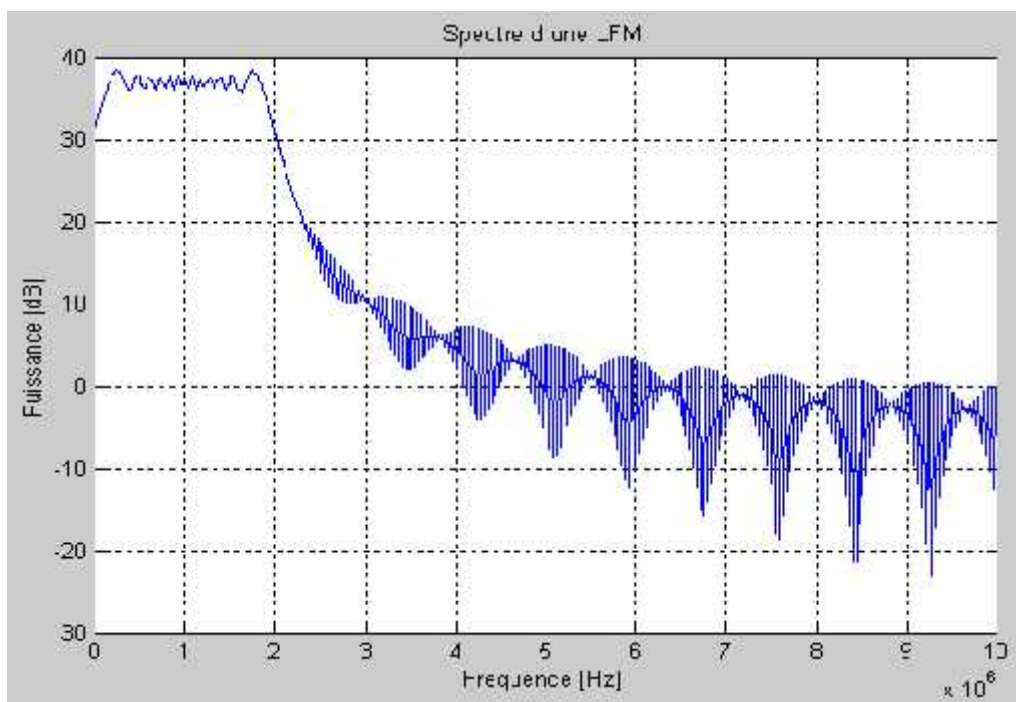
La figure IV.1 illustre les parties réelle et imaginaire du signal :



**Figure IV.1 :** Partie réelle et imaginaire du signal LFM

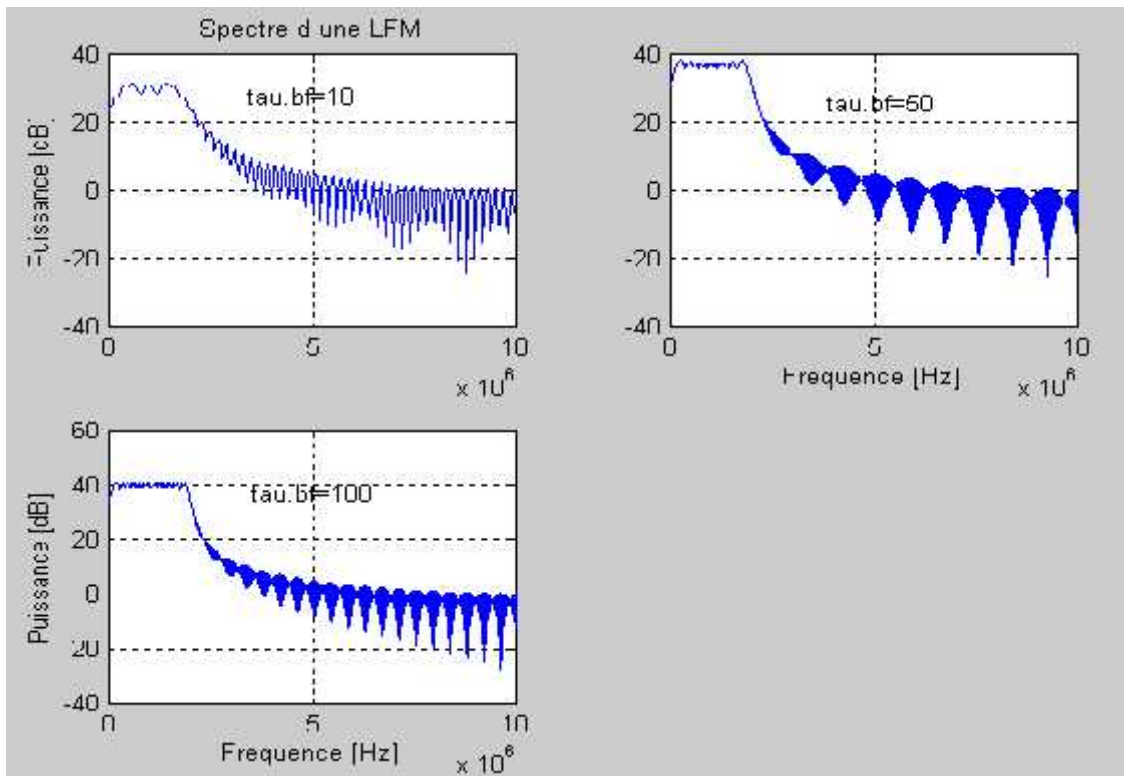
La fréquence apparente du signal change en fonction du temps, elle varie linéairement pour exprimer la modulation linéaire en fréquence.

La transformé de Fourier du signal LFM est approximativement un rectangle en fréquences comme le montre la figure IV.2 :



**Figure IV.2:** Spectre du signal LFM

Nous montrons par la suite que le spectre LFM s'approche le mieux possible d'un rectangle en fonction des paramètres du signal à savoir le produit durée-bande de fréquence  $\tau \cdot bf$  de l'impulsion.



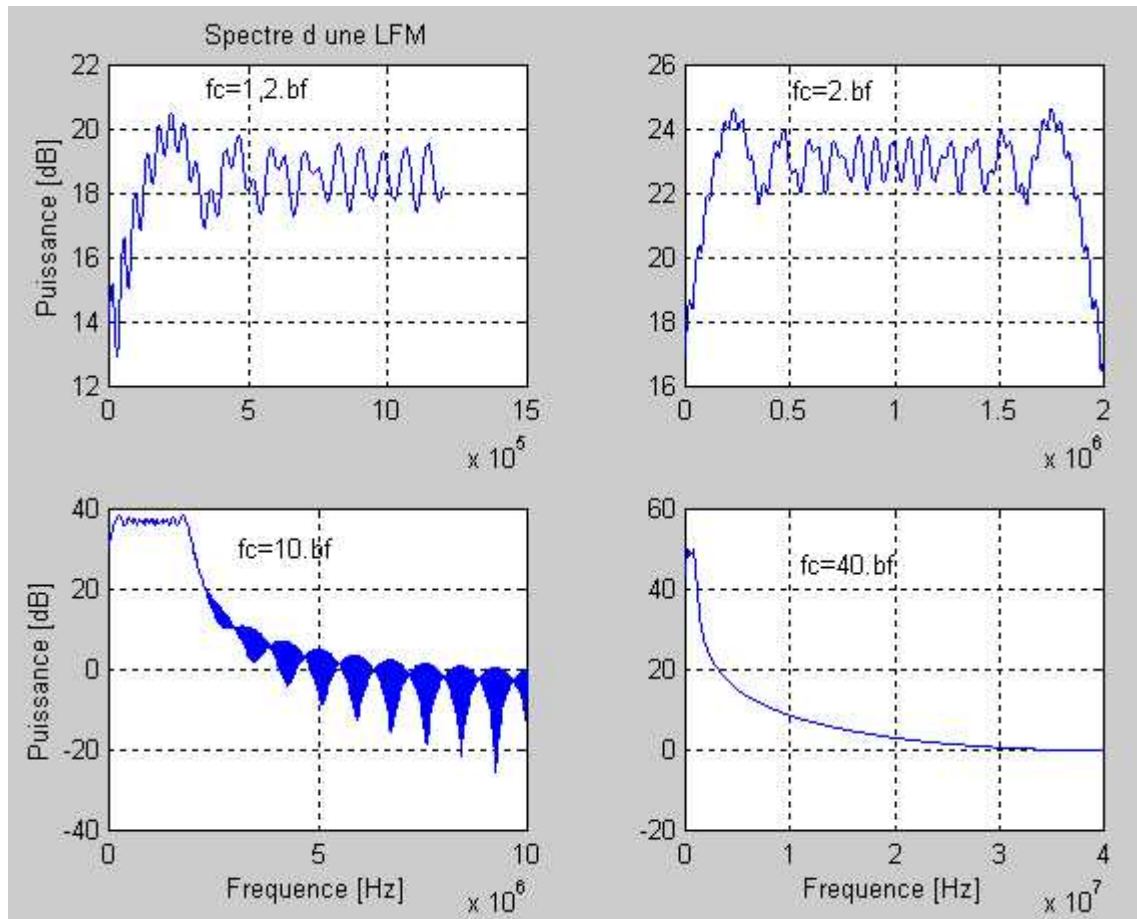
**Figure IV.3 :** Effet du paramètre  $\tau \cdot bf$  sur le spectre LFM  
 $\tau \cdot bf = 10$  à 100

Le spectre LFM tend vers un rectangle avec l'augmentation du produit  $\tau \cdot bf$  où la puissance est concentrée dans la bande de fréquence correspondante à la bande de fréquence occupée  $bf$ .

Pour de faibles valeurs de  $\tau \cdot bf$ , le spectre LFM s'écarte de la forme rectangulaire

Les performances du spectre LFM sont aussi liées au volume de données disponible, donc à la fréquence d'échantillonnage, cette dernière est liée à la bande de fréquences du signal par la limite de NYQUIST :

$$f_c \geq 2b_f$$



**Figure IV.4 :** Effet de la fréquence d'échantillonnage sur le spectre LFM  
 $f_c = 1.2 b_f$  à  $40 b_f$

Dans cette simulation nous avons généré des impulsions LFM par échantillonnage juste à la limite et au-dessous de la limite de Nyquist pour obtenir des spectres LFM qui n'apparaissent pas parfaitement rectangulaires, nous avons également généré des signaux suréchantillonnés (fréquence d'échantillonnage très élevée) pour approximer des impulsions continues dans le temps et dont les spectres sont parfaitement rectangulaires.



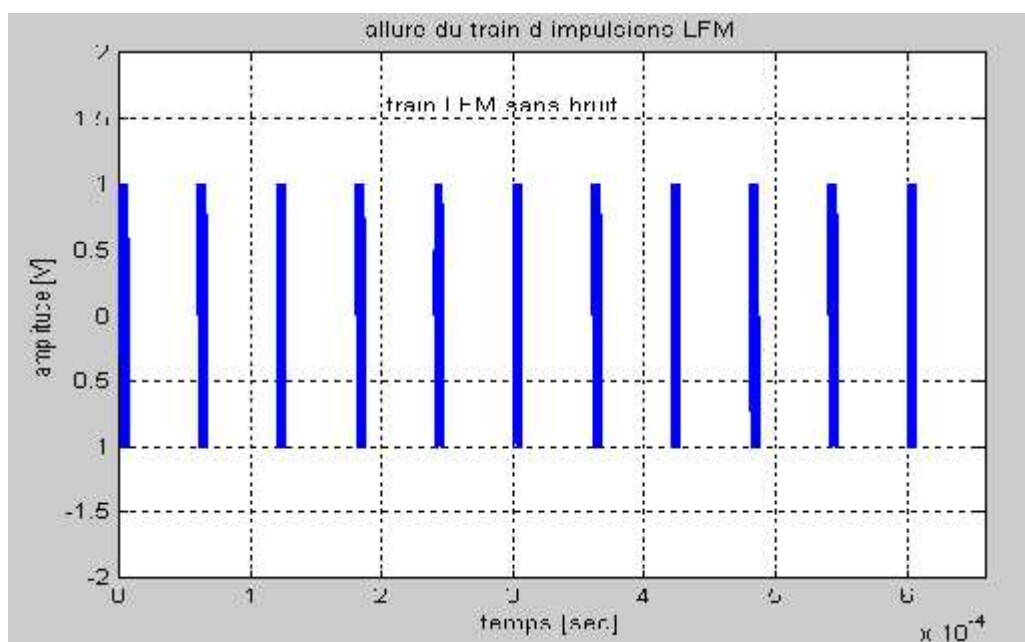
## II. Caractéristiques d'un train d'impulsions LFM :

Dans cette simulation on s'intéresse à un signal sous forme train d'impulsions LFM, c'est un signal indispensable pour la mesure de la vitesse d'une cible par le système radar.

Paramètre	valeur	Unité
Longueur d'impulsion ( $\tau$ )	7	$\mu$
Bande de fréquence (bf)	7	Mhz
Fréquence d'échantillonnage ( $f_c$ )	8	Mhz
Fréquence du radar ( $f_r$ )	7	GHz
Période de répétition d'impulsion	60	$\mu$ s
Nombre d'impulsions ( $N_{imp}$ )	11	-

**Tableau IV.2 :** Caractéristiques du train d'impulsions LFM

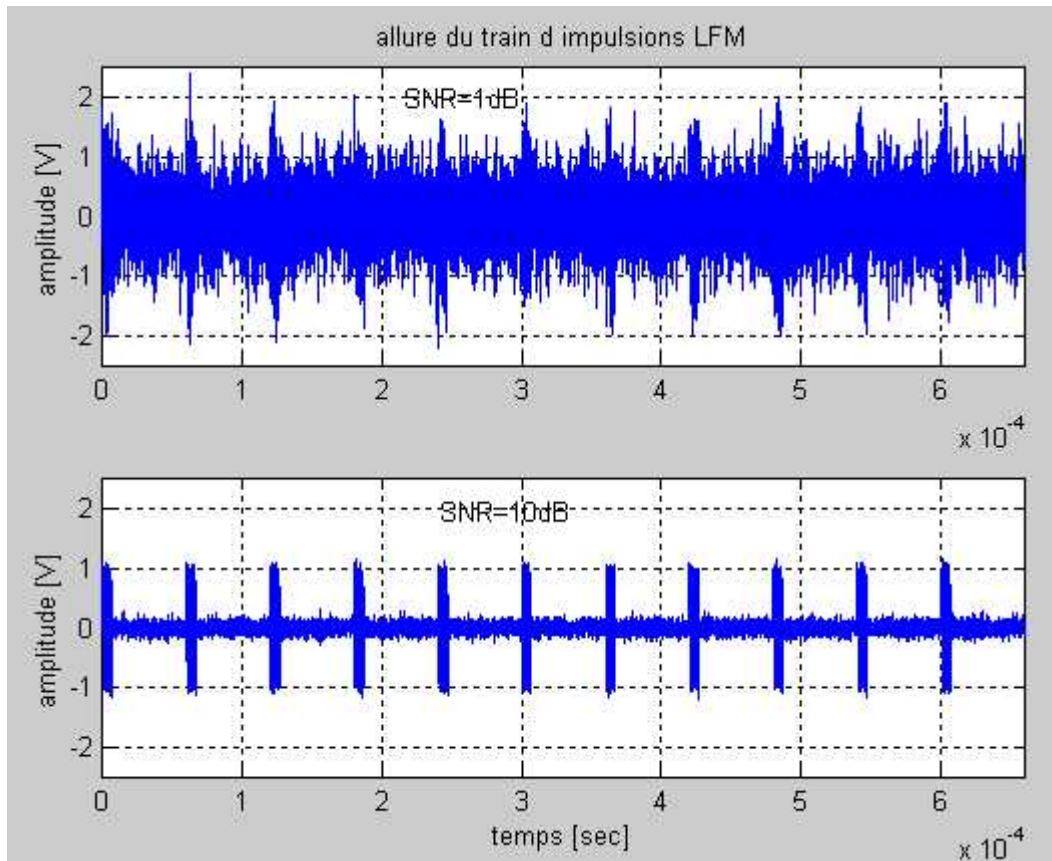
Nous avons élaboré une simulation pour illustrer un train de 11 impulsions LFM séparées par durée de  $60\mu$ s. Le figure IV.5 montre l'allure de ce signal.



**Figure IV.5 :** Train d'impulsions LFM (sans bruit)

Pour mesurer la vitesse d'une cible, le radar à compression d'impulsions émet un train d'impulsions LFM, et évalue le décalage en fréquence de leurs échos.

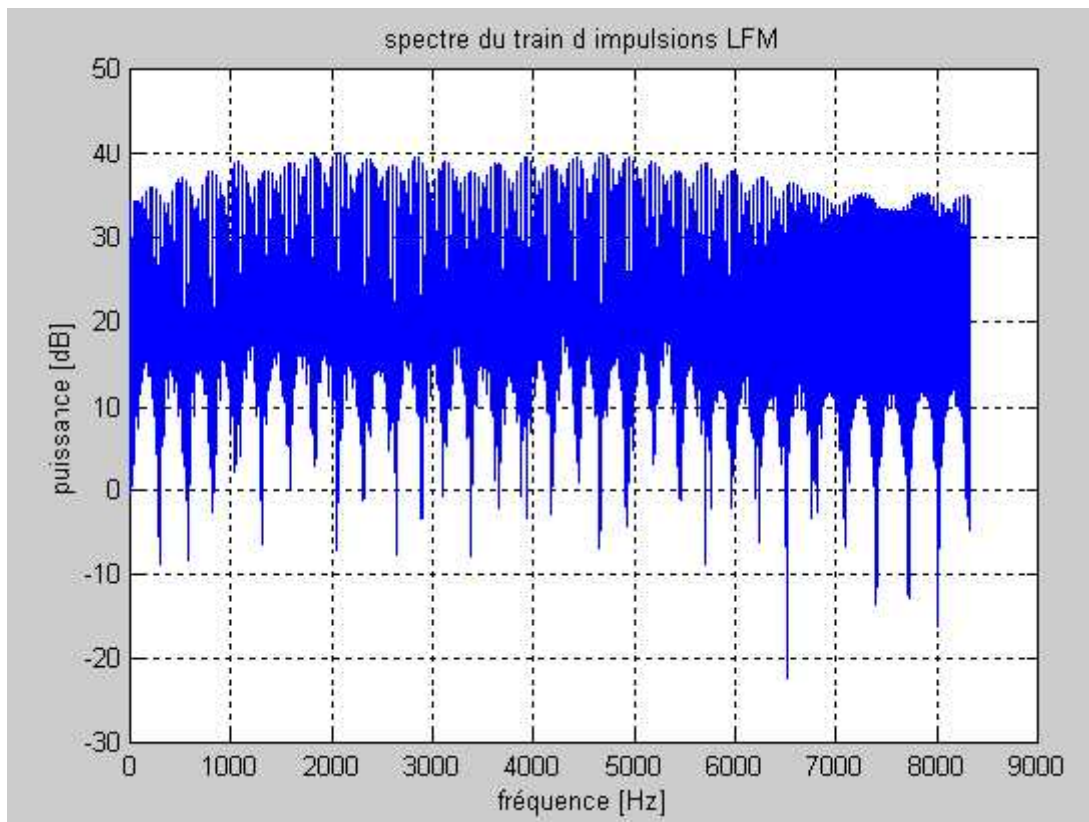
A la réception le train d'impulsions est noyé dans un bruit que nous supposons gaussien blanc et dont voici l'effet sur l'allure du signal.



**Figure IV.6 :** Train d'impulsions LFM noyées dans un bruit  
SNR=1et10 dB

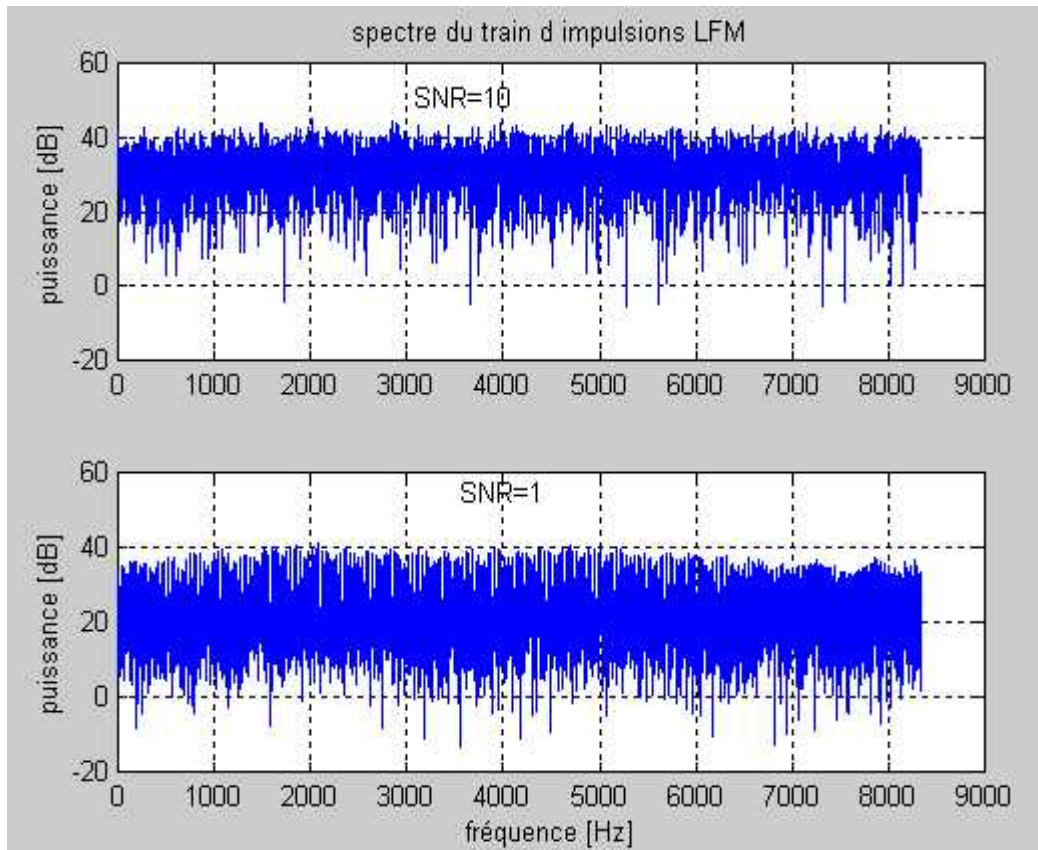
Le SNR est un paramètre qui caractérise le rapport de l'intensité du signal à l'intensité du bruit, le bruit est d'autant plus important que le SNR soit faible, il a des effets néfastes sur la détectabilité du radar, en conséquence c'est un paramètre de grande importance dans nos simulations.

Le spectre d'un train d'impulsions est une suite de pics étroits à longueur et espacement spécifiques, on vérifie cela dans la simulation suivante :



**Figure IV.7** : Spectre d'un train d'impulsions LFM

L'introduction du facteur bruit sur les performances spectrales du train d'impulsions, se distingue d'une augmentation de l'intensité des fluctuations du fait que la puissance du bruit est répartie aléatoirement sur toute la bande de fréquence occupée. Ces fluctuations supplémentaires induites dans le spectre à cause du bruit affectent la détectabilité.

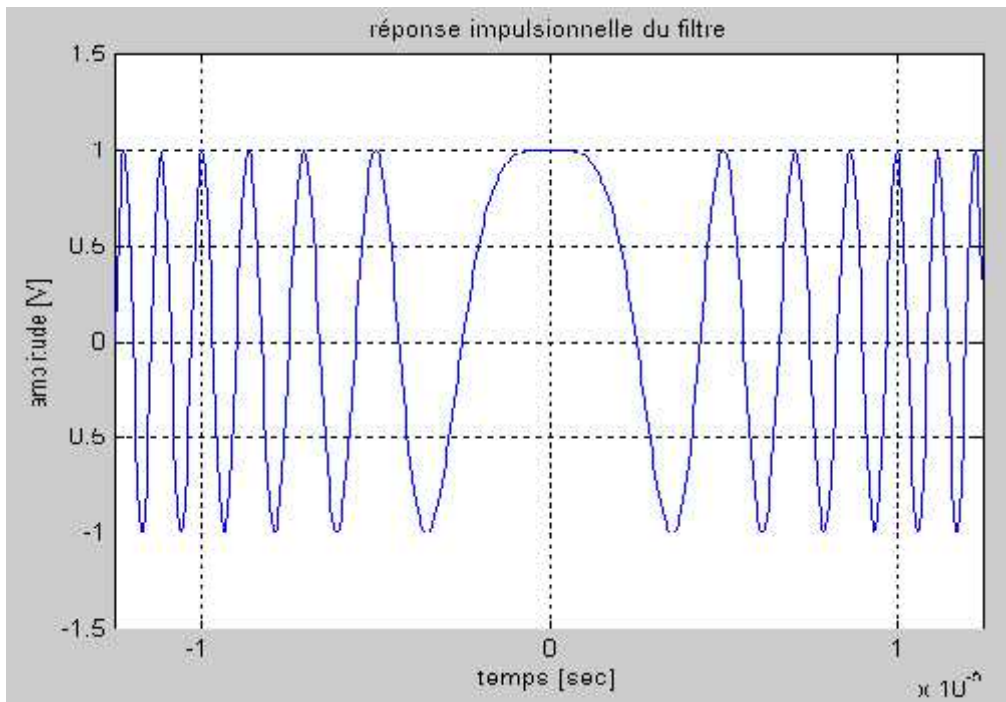


**Figure IV.8 :** Spectre d'un train d'impulsions LFM noyées dans un bruit.  
SNR=10 et 1dB

### III. Filtre adapté

Le filtre adapté a pour rôle de maximiser le rapport SNR pour améliorer la détectabilité. Le filtre adapté est défini par sa réponse impulsionnelle qui est le conjugué de l'impulsion LFM émise par le système radar :

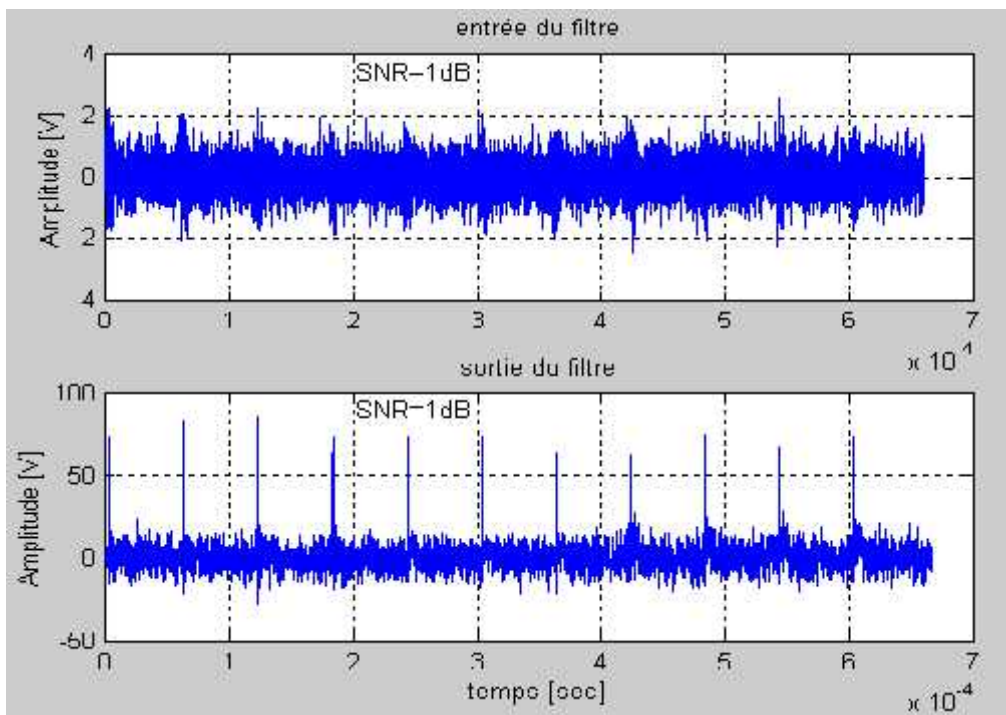
$$h(t) = s_1^*(-t) = e^{-jf \cdot \frac{bt}{T}} \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (\text{IV.2})$$



**Figure IV.9 :** Réponse impulsionnelle du filtre adapté

La sortie du filtre adapté est calculée par une convolution directe de la réponse impulsionnelle du filtre au signal radar :

$$y(t) = h(t) * G.s_3(t-t_d) \tag{IV.3}$$



**Figure IV.10 :** Signal à la sortie du filtre adapté pour SNR=1dB

#### IV. Estimation du spectre doppler

Pour la mesure de la vitesse le radar utilise l'effet doppler causé par une cible mobile. Une seule impulsion LFM ne permet pas d'estimer des vitesses raisonnables, il est alors indispensable d'augmenter le temps de mesure, pour cela le radar émet un train d'impulsions LFM courtes :

$$s_2(t) = \sum_{j=0}^{N_{imp}-1} s_1(t - j.Ipp) \quad (IV.4)$$

Avec :

Ipp : Période interimpulsions

Nimp : Nombre d'impulsions

L'effet doppler consiste à multiplier le signal  $s_2(t)$  par l'exponentielle complexe  $e^{j.S_d.t}$  où  $S_d$  correspond au décalage doppler. Ainsi au niveau du récepteur le signal s'écrit :

$$s_3(t) = \sum_{j=0}^{N_{imp}-1} s_1(t - j.Ipp) . e^{j.S_d.t}$$

$$s_3(t) = \sum_{j=0}^{N_{imp}-1} e^{j.f \cdot \frac{bf}{4}(t-j.Ipp)^2} . e^{j.S_d.t} \quad (IV.5)$$

Le décalage doppler est relié à la vitesse de la cible par :

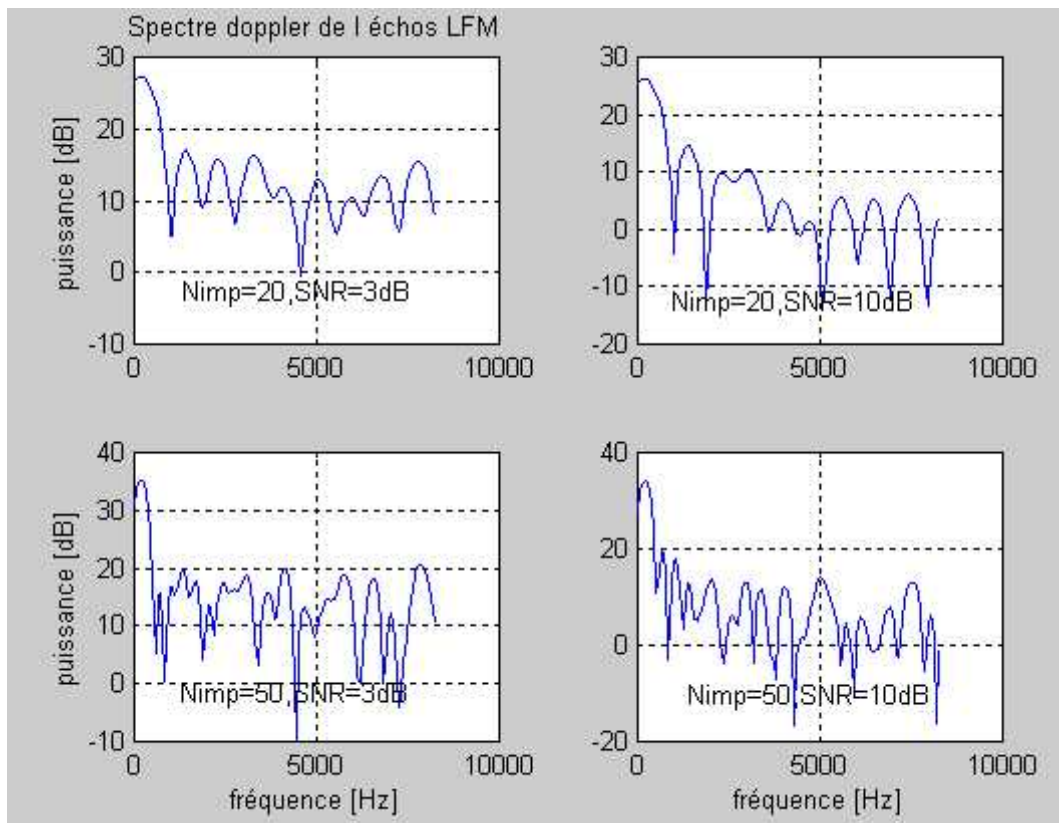
$$f_d = \frac{2.v}{c} . fr$$

fr étant la fréquence centrale du radar

Le radar effectue un échantillonnage de l'écho  $s_3(t)$  au niveau du récepteur qui permet d'extraire un échantillon de chaque impulsion à des intervalles régulières de Ipp, et évolue la DSP du signal échantillonné pour déterminer la vitesse.

Les paramètres du radar donnés dans la table IV.2 sont choisis pour simuler ceux d'une application ATC (Air Traffic Control) réelle. Un scénario possible peut être la poursuite à courtes et moyennes distances pour contrôler l'approche finale d'avions commerciaux auprès d'un aéroport, une telle application nécessite des PRF relativement élevées.

Dans ce contexte il nous a été possible d'estimer le spectre doppler du radar LFM par une fft directe :



**Figure IV.11** : Spectre doppler par fft directe de l'écho LFM  
 $f_d=200\text{Hz}$ .

Nous avons élaboré la simulation pour 20 et 50 impulsions à deux SNR différents à savoir 3dB et 10dB pour une fréquence doppler de 200Hz correspondante à la vitesse 4.28m/s, le spectre présente des fluctuations supplémentaires qui s'accroissent avec la diminution du SNR et risque de fausser la détection.

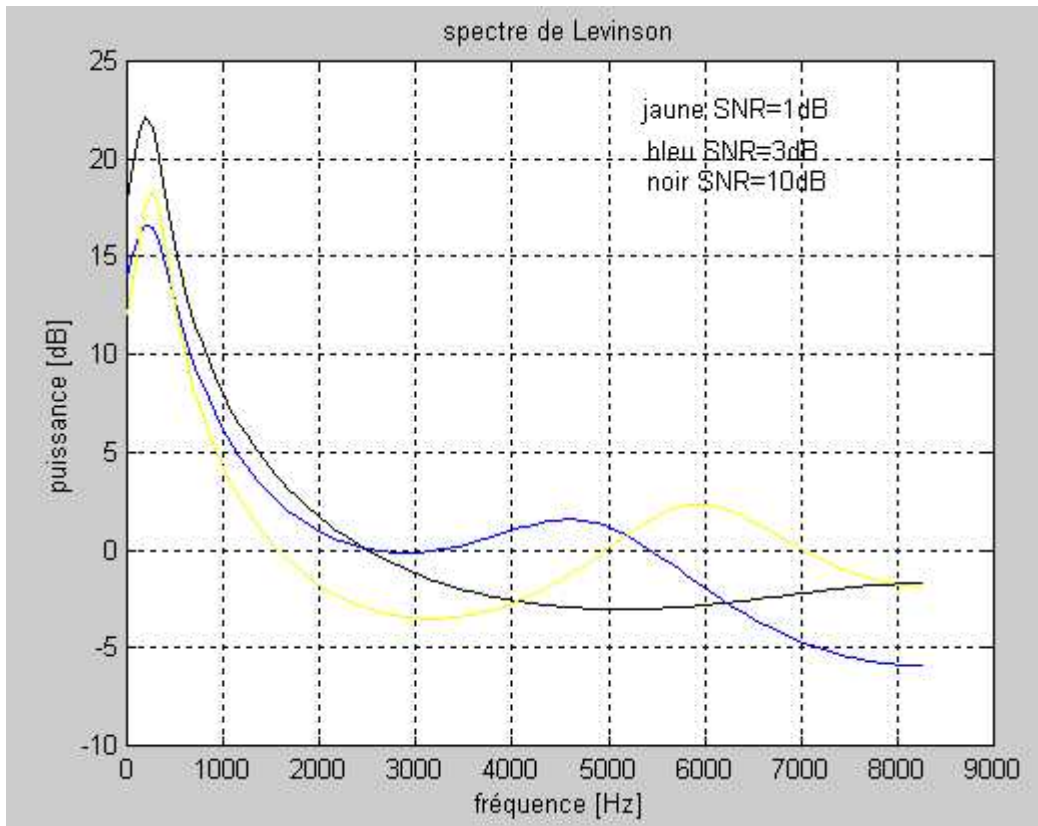
Le temps de mesure du radar est limité, il conditionne directement le nombre d'échantillons disponible (données), à cet effet le lobe d'information s'élargit de 50 impulsions à 20 impulsions émises.

L'estimation paramétrique du spectre est un ensemble de procédés modernes qui ont été développés pour améliorer les performances spectrales. Nous optons dans ce qui suit pour le spectre de Levinson.

L'algorithme de Levinson procède récursivement sur l'ordre du modèle attribué à la séquence de données d'auto corrélation.

Dans nos simulations, nous examinons les performances du spectre de Levinson en fonction de trois paramètres à savoir l'ordre du modèle, le SNR et le nombre d'échantillons.

La première simulation est faite pour un ordre 3 du modèle et 20 échantillons avec variation du SNR de 1dB à 10dB.

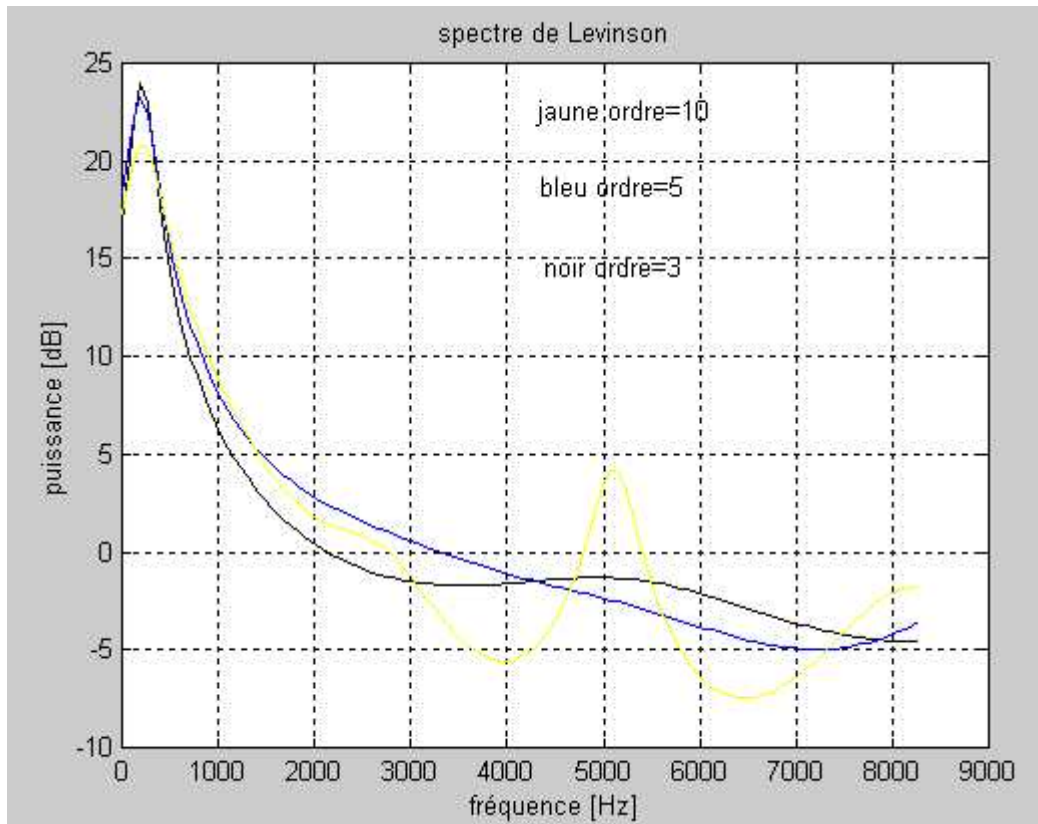


**Figure IV.12 :** spectre de Levinson pour : ordre=3, Nimp=20, fd=200Hz  
SNR=1à 10 dB

Dans le cas idéal le spectre de Levinson présente un seul pic correspondant à l'information, c'est l'avantage de l'estimation paramétrique qui élimine considérablement les fluctuations supplémentaires du spectre. Néanmoins avec la diminution du SNR le spectre présente quelques fluctuations et le pic de le dsp s'affaiblit, la valeur de la fréquence estimée est 195.31 Hz



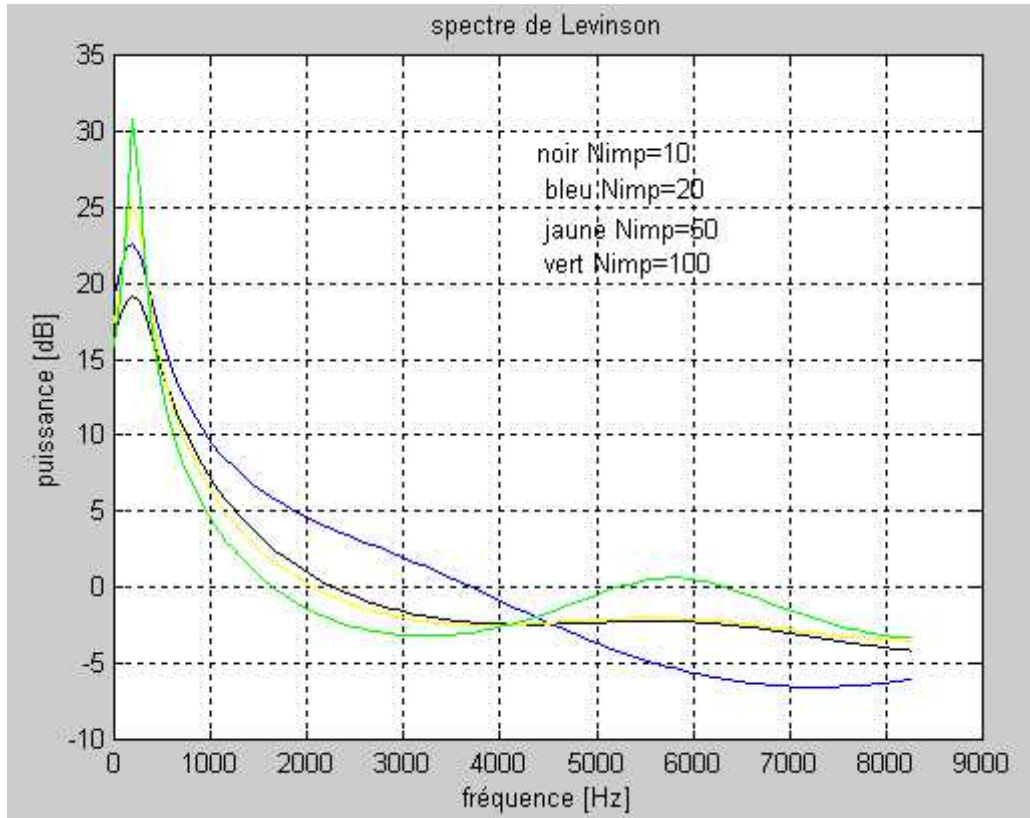
La deuxième simulation est réalisée pour un SNR fixe de 10dB, 20 échantillons disponibles avec variation de l'ordre du modèle de 3 à 10.



L'augmentation de l'ordre du modèle renforce le pic de la dsp (compense en quelque sorte la diminution provoquée par un faible SNR) .

Lorsque l'ordre choisi est faible par rapport à l'ordre convenable, ceci réduit la précision spectrale par élargissement du spectre, dans le cas contraire quelques fluctuations supplémentaires apparaissent.

La troisième simulation est élaborée pour un SNR de 10dB à un ordre de 3 et volume d'échantillons variant de 10 à 100 échantillons.



**Figure IV.14 :** Spectre de Levinson pour  $f_d=200\text{Hz}$ ,  $\text{SNR}=10\text{ dB}$ , ordre=3 à 10  
 $N_{\text{imp}}=10$  à 100

La quantité de données enregistrées influe directement sur la précision du résultat obtenu, plus le nombre d'échantillons est important, plus la précision est meilleure, mais on rappelle qu'on est conditionné par le temps de mesure qui ne doit être trop long spécialement en approche.

A la fin nous résumons ces simulations dans une interface pour faciliter l'exécution des programmes :

- Bouton « propriétés LFM » : pour voir les propriétés du signal LFM temporelles et fréquentielles.
- Bouton « propriétés train d'impulsions » : pour voir les allures du trains d'impulsions en temps et en fréquences.
- Bouton « filtre adapté » : montrer le signal à l'entrée et la sortie du filtre adapté.
- Bouton « fft directe » : pour l'estimation directe du spectre.
- Bouton « Algorithme de Levinson » : l'estimation avec l'algorithme de Levinson.



**Figure IV.15 :** Interface pour la simulation.

### Conclusion générale

Ce modeste travail nous a permis en premier de se familiariser avec le radar à compression d'impulsions qui est une technologie radar qui existe pour résoudre certaines contraintes fonctionnelles telle que les niveaux de puissances élevés présentent de sérieux problèmes dans la conception de l'émetteur, ceci nous a permis de comprendre le procédé de la compression d'impulsion qui est basé en émission sur une modulation linéaire en fréquence et en réception sur le filtre adapté.

Pour illustrer le principe de mesure de la vitesse par effet doppler nous avons renforcé notre travail par une étude théorique sur l'estimation spectrale, dans ce contexte nous avons opté pour l'estimation paramétrique.

Nous avons consacré notre simulation à quatre tâches principales :

Nous avons examiné en premier les propriétés temporelles et fréquentielles de l'impulsion de base du radar à compression d'impulsion qui n'est autre que le résultat d'une modulation linéaire en fréquence (LFM).

La simulation d'une impulsion LFM montre la variation linéaire de sa fréquence apparente en fonction du temps, cette variation est d'autant plus rapide que le produit  $\tau \cdot \text{bf}$  augmente.

La puissance de l'impulsion LFM est concentrée dans la bande de fréquences qu'elle occupe, c'est ce qui montre le spectre LFM qui est approximé par une forme rectangulaire qui se concrétise mieux lorsque le produit durée et bande de fréquence de l'impulsion est considérable.

Le train d'impulsions émis est affecté par un bruit gaussien blanc est décalé en fréquence, un décalage qui exprime la vitesse de la cible mobile, le rapport signal au bruit SNR influe sur le spectre du signal reçu par l'apparition de fluctuations supplémentaires qui diminuent la détectabilité du radar.

Le filtre adapté augmente le niveau du signal par rapport au bruit, par une amplification considérable de se fait le SNR est amélioré, mais il présente une complexité de calcul et temps d'exécution élevé à cause de son volume de données intéressant.

Pour estimer le spectre doppler on effectue un échantillonnage à la PRF du radar, le spectre élaboré par une fft directe qui est une méthode classique présente des fluctuations supplémentaires qui expriment une perte de la puissance du lobe principale d'information. Le spectre doppler élaboré par l'algorithme de Levinson qui est une approche moderne fondée sur l'auto corrélation et l'attribution d'un modèle à fonction de transfert " tout pôles " présente seul le pic d'intérêt malgré que ses performances soient renforcées ou diminuées en fonction de certains paramètres à savoir le SNR, l'ordre du modèle de la fonction de transfert et le nombre d'échantillons disponible néanmoins il reste un moyen que nous considérons très efficace pour l'estimation, de ce fait il est très utilisé en radar.

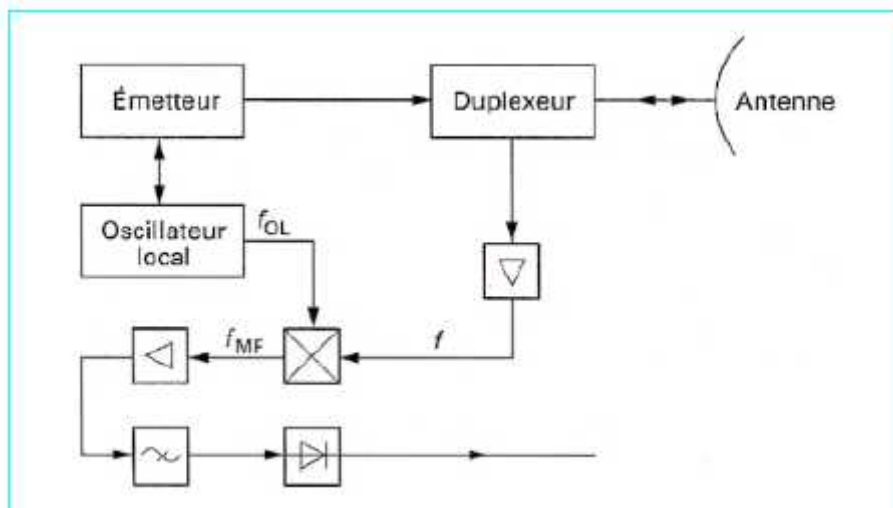
## Bibliographie

- [1] **Jacques Darricau** '' Radars principes et éléments de bases'', Techniques de l'ingénieur.
- [2] **Jacques Darricau** '' Radars traitement du signal'', Techniques de l'ingénieur.
- [3] **G.W.Stimson** '' Introduction to airborne radar'', SCTTECH publing, INC. New Jersey, **1998**.
- [4] **Jacques Darricau** '' Radars paramètres de détection'', Techniques de l'ingénieur.
- [5] **Mischa Schwartz** '' Information transmission modulation and noise'', Mc Graw Hill. New yorK **1970**.
- [6] **Géraad Blanchet et Maurice Charbit** '' Traitement numérique du signal'', Hermése, Paris **1998**.
- [7] **C.S. Burrus, J.H. Macclellan, A.V. Oppenheim, T.W. Parks, R.W. Schafer, and H.W. Schussler** '' Computer based exercices for signal processing using Matlab'', Matlab-curriculum, series, **1994**.

Annexe A Chaîne radar classique à impulsion

Un radar classique est un système qui illumine une portion d'espace avec une onde électromagnétique et qui, en retour, reçoit les ondes réfléchies par les objets qui s'y trouvent ce qui permet de détecter leur existence et certaines de leurs caractéristiques dont leur position. Grossièrement, la mesure du temps écoulé entre l'émission de l'onde et sa réception permet de localiser la cible. La mesure de l'intensité du signal reçu permet de caractériser de façon plus ou moins précise la nature de la cible (une cible parfaitement réfléchissante renvoie plus d'énergie qu'une cible peu réfléchissante). Enfin, la mesure du décalage de fréquence entre le signal émis et le signal reçu permet d'évaluer la fréquence doppler dû au déplacement de la cible selon l'axe de visée, et ainsi de déduire la vitesse radiale de cette cible

Concepts de base :



FigureA.1: Chaîne radar classique

Le radar à impulsions classiques émet avec une certaine fréquence de récurrence PRF des impulsions rectangulaires de durée non modulées en fréquence. Ces impulsions ont pendant leur existence une puissance crête  $P_c$ , la puissance moyenne  $P_m$  émise étant évidemment égale à  $P_c \times \text{PRF}$

Où :

$$\frac{1}{\text{PRF}}$$
 est le facteur de forme du radar.

L'énergie émise pendant la durée de l'impulsion est rayonnée dans une antenne d'émission, l'énergie rayonnée par la cible est reçue dans une antenne de réception. L'antenne de l'émission est confondue avec l'antenne de réception ce qui oblige à mettre un dispositif dit duplexeur, évitant pendant la durée de l'émission qu'une fraction suffisante de l'énergie émise ne détériore le récepteur.

## Annexe

---

---

Le signal reçu est amplifié dans un préamplificateur faible bruit suivi d'un filtre pour éliminer la fréquence image, puis changé de fréquence de façon que son spectre soit centré sur la fréquence intermédiaire. A cet effet un oscillateur local est asservi à émettre une fréquence différent de la fréquence centrale d'émission par la fréquence intermédiaire.

Le signal sortant du mélangeur est donc constitué de un ou plusieurs impulsions rectangulaires provenant de la cible, accompagnées d'un bruit gaussien occupant un spectre plus large que la largeur de la bande passante du filtre du préamplificateur faible bruit.

Il est amplifié et filtré dans le récepteur à fréquence intermédiaire (en pratique le filtre est indissociable de l'amplificateur). Ce qui veut dire que ne sortent du récepteur que les fréquences comprises entre fréquence intermédiaire-  $f/2$  et la fréquence intermédiaire+  $f/2$ , tout ce passe donc comme si on avait émis un signal dont le spectre utile à la largeur  $f$

**Annexe B                      Bande de fréquence radar**

La fréquence porteuse est choisie dans le domaine des hyperfréquences de façon à favoriser la réflexion de l'onde émise. Nous rappelons ici les différentes gammes utilisées.

Bande	Gamme de fréquence	Longueur d'onde
UHF	300 - 1000 MHz	Métrique
L	1000 - 2000 MHz	20 cm
S	2000 - 4000 MHz	10 cm
C	4000 - 8000 MHz	5 cm
X	8000 - 12500 MHz	3 cm
Ku	12.5 - 18 GHz	2 cm
K	18 - 26.5 GHz	1.5 cm
Ka	26.5 - 40 GHz	1 cm
millimétrique	>40 GHz	Millimétrique

**Tableau B.1 : Bandes de fréquence radar**



**Annexe C Spectre du périodigramme**

Soit  $y(n)$  un processus aléatoire stationnaire du second ordre, le périodigramme est un estimateur appliqué sur le segment  $y(n)$  où sur un segment  $x(n)$  extrait de  $y(n)$  pour l'effet d'une fenêtre  $w(n)$  de longueur  $N$  :

$$x(n) = w(n).y(n)$$

Ainsi, un estimateur direct de la DSP est la version discrétisée de l'équation

$$S(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} E \left[ \frac{1}{2T} \left| \int_{-T}^{+T} x(t).e^{-j2fft} dt \right|^2 \right]$$

A un nombre fini de point en oubliant l'espérance mathématique :

$$\widehat{S}_{per}(f) = \frac{1}{N\Delta t} \left| \Delta t \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j.2.f.f.n.\Delta t} \right|^2 \quad (C.1)$$

Il est défini pour l'intervalle fréquentielle  $\frac{-1}{2.\Delta t} \leq f \leq \frac{1}{2.\Delta t}$ , l'utilisation de l'algorithme fft permet l'évaluation de l'estimateur C1 à un ensemble discret de  $N$  fréquences.

$$f_k = k.\Delta f \quad \text{pour } k=0,1,\dots,N-1$$

et

$$\Delta f = \frac{1}{N.\Delta t}$$

d'où

$$\widehat{S}_k = \widehat{S}_{per}(f) = \frac{1}{N\Delta t} \left| \Delta t \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j.2.f.f.\frac{k}{N}n.} \right|^2 \quad (C.2)$$

Si le facteur  $f$  est incorporé dans  $\widehat{S}_k$ , alors :

$$\widehat{\widehat{S}}_k = \widehat{S}_k \cdot \Delta f = \frac{1}{N\Delta t} \left| \Delta t \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j \cdot 2\pi f \cdot \frac{k}{N} n} \right|^2 \quad (\text{C.3})$$

L'expression C.2 est devenue très populaire, elle est souvent calculée comme périodigramme, mais en réalité c'est la surface au dessus du graphe qui représente la puissance.