

Table des matières

Dédicaces	I
Remerciements	II
Table des matières	III
Liste des Figures.....	V
Liste des abréviations	VIII
Résumé	IX
Abstract	IX
Introduction générale.....	1
Chapitre I : Systèmes de communications multi-antennes MIMO.....	3
I.1. Introduction.....	4
I.2. Définition	4
I.3. Principe de fonctionnement.....	4
I.3.1. Rôle des antennes.....	4
I.4. Caractéristiques des antennes.....	5
I.4.1. Diagramme de rayonnement	5
I.4.2. Fonction caractéristique	6
I.4.3. Largeur de faisceau (HPBW).....	6
I.4.4. Directivité d'une antenne	6
I.4.5. Gain d'une antenne	7
I.4.6. Efficacité d'une antenne.....	7
I.5. SYSTEME MIMO	7
I.5.1. Introduction.....	7
I.5.2. Intérêt des systèmes MIMO	7
I.5.3. Modèle du canal MIMO.....	8
I.5.4. Capacité du canal	9
I.6. Conclusion	9
Chapitre II : Les systèmes radar à réseaux phasés	10
II.1. Introduction.....	11
II.2. Bande millimétrique	12
II.3. Intérêt.....	12
II.4. Angle solide.....	13
II.5. Résultats de simulation	14

II.5.1. Cas où la longueur d'onde $\lambda = 0.00389$ m, $d = 0,001$ m, $f_0 = 77$ GHz, $N = 16$	15
II.5.2. Cas où la longueur d'onde $\lambda = 0,00319$ m, de fréquence $f_0 = 94$ GHz, $d = 0,0007975$, $N=16$. .	18
II.5.3. Cas où la longueur d'onde $\lambda = 0,00857$ m, de fréquence $f_0 = 35$ GHz, $N = 32$, $d = \lambda/4 =$ 0.00214 m.....	21
II.6 Conclusion	23
Chapitre III : Poursuite de cibles	25
III.1. Introduction	26
III.2. Suivi de cibles multiples.....	26
III.3. Représentation d'une variable d'État d'un système LTI	27
III.4. Filtres de suivi à gain fixe	27
III.5. Le filtre $\alpha\beta$	29
III.6. Critères pour le choix des coefficients des filtres $\alpha\beta$ et $\alpha\beta\gamma$	29
III.7. Le filtre $\alpha\beta\gamma$	30
III.8. Le filtre de Kalman.....	43
III.8.1. Principe de fonctionnement du filtre de kalman.....	44
III.8.2. Stabilité du filtre de Kalman.....	44
III.8.3. Le Singer $\alpha\beta\gamma$ - filtre de Kalman	45
III.9. Combinaison Kalman-MIMO	60
III.10. Conclusion.....	61
Conclusion générale	62
Bibliographie	64

Liste des Figures

Figure 1 : Schéma de transmission.....	5
Figure 2 : Diagramme de rayonnement d'une antenne.....	6
Figure 3 : Système MIMO avec N antennes en émission et M en réception [6, 7].	8
Figure 4 : Diagramme de rayonnement normalisé pour un réseau linéaire ; $N=16$; $d=\lambda/4$..	15
Figure 5 : Diagramme de rayonnement normalisé pour le réseau de la figure 4.	16
Figure 6 : Diagramme rayonnement polaire pour le réseau de la figure4.	17
Figure 7 : Diagramme de rayonnement normalisé pour un réseau linéaire $N = 16$, $d =$ $0.00319/4 = 0.0007975$	18
Figure 8 : Diagramme de rayonnement normalisé pour le réseau de la figure7.	19
Figure 9 : Diagramme rayonnement polaire pour le réseau de la figure7.	20
Figure 10 : Diagramme de rayonnement normalisé pour un réseau linéaire $N = 32$, $d = \lambda/4$	21
Figure 11 : Diagramme de rayonnement normalisé pour le réseau de la figure10 pour $N = 32$ et $d = \lambda/4$	22
Figure 12 : Diagramme rayonnement polaire pour le réseau de la figure2.8, $N = 32$ et $\lambda/4$..	23
Figure 13 : Un système LTI.	27
Figure 14 : Une mise en œuvre d'un traqueur $\alpha\beta$ [17].	29
Figure 15 : Une mise en œuvre pour un traqueur $\alpha\beta\gamma$ [17].	31
Figure 16 : Position (données vraies); manœuvres paresseuses.	33
Figure 17 : Position (données réelles); manœuvre agressive.	34
Figure 18 : Positions prédite et position réelle.	35
Figure 19 : Position résiduelle (erreur).	36
Figure 20 : Position prédite et position réelle.	37
Figure 21 : Position résiduelle (erreur).	38
Figure 22 : Position prédite et position réelle.	39
Figure 23 : Position résiduelle (erreur).	40
Figure 24 : Position prédite et position réelle.	41
Figure 25 : Position résiduelle (erreur).	42
Figure 26 : Structure du filtre de Kalman [17].	43
Figure 27 : Les phases du filtre de Kalman.....	44
Figure 28 : Positions réelles et prédites. Manœuvres paresseuses.	46
Figure 29 : Résidu correspondant à la figure 28.	47
Figure 30 : Trajectoire non corrompue du missile.....	49
Figure 31 : Trajectoire corrompue du missile.....	50
Figure 32 : Position x du missile de 0 à 50 secondes.	51
Figure 33 : Position y du missile.	52
Figure 34 : Position z du missile.	53
Figure 35 : Trajectoire du missile et trajectoire filtrée.	54
Figure 36 : Vitesse du missile filtrée.	55
Figure 37 : Résidus de position du missile.	56
Figure 38 : Résidus de vitesse des missiles.	57

Figure 39 : Composantes de la matrice de covariance des missiles en fonction du temps.	58
Figure 40 : Gains du filtre de Kalman en fonction du temps.	59
Figure 41 : Illustration des régions de confiance à 99 % fournies par la prédiction <i>FK+MIMO</i>	60

Liste des Tableaux

Tableau I : <i>Les paramètres des filtres $\alpha\beta$ et $\alpha\beta\gamma$</i>	32
Tableau II : <i>Les paramètres du filtre de Kalman.</i>	45

Liste des abréviations

A: ouverture physique de l'antenne

A_e: ouverture efficace de l'antenne

FK: filtre de Kalman

G: gain d'antenne

G_D: gain de directivité

HPBW: Half Power Bandwidth

MIMO: Multiple Input/Multiple Output

OEM: onde électromagnétique

RADAR: Radio Detection And Ranging

SISO: Single Input/Single Output

D_{max}: directivité maximale

N: nombre d'antennes d'émission

M: nombre d'antennes de réception

SNR: Signal Noise Ratio

Ω: angle solide

λ: longueur d'onde

θ_e: angle d'élévation

θ_a: angle d'azimut

f_c: fréquence centrale

P_t: puissance transmise

Track-While-Scan: poursuite et détection simultanément

LTI: système linéaire invariant dans le temps

Résumé

Le but de ce mémoire est de combiner le système radar MIMO et le filtre de Kalman pour montrer les performances en termes de poursuite. Le concept de MIMO (Multiple Input/Multiple Output) a fait beaucoup de succès en télécommunication et est applicable au système radars. Ce concept offre de nombreux avantages, notamment une excellente capacité de rejet d'interférences, une meilleure identifiabilité des paramètres et une plus grande flexibilité dans la conception de la configuration des signaux d'émission. Le radar remplit trois fonctions de base : la détection, l'estimation des paramètres et la poursuite, et permet aussi d'augmenter de façon importante ses performances en termes des paramètres. Le suivi consiste à fournir une trajectoire pour le mouvement des cibles et à prédire l'emplacement futur des cibles en observant leurs mouvements sur une certaine période de temps. Le radar peut effectuer l'opération de poursuite en utilisant différents types de filtres comme $\alpha\beta$, $\alpha\beta\gamma$ et Kalman. La combinaison Kalman-MIMO réduit considérablement la complexité du filtre et améliore les performances de suivi.

Mots clés : Système radar, Réseau phasés, cible, prédiction, Filtre de Kalman

Abstract

The aim of this paper is to show the performance of the Kalman filter combined with the MIMO system. The concept of MIMO (Multiple Input/Multiple Output) has been very successful in telecommunication and is applicable to radar systems. The latter offers many advantages, including excellent interference rejection capability, better parameter identifiability and more flexibility in the design of the transmission signal configuration. It fulfills three basic functions: detection, parameter estimation and tracking, and also significantly increases its performance in terms of parameters. Tracking consists of providing a trajectory for the movement of targets and predicting the future location of targets by observing their movements over a certain period of time. The radar can perform the tracking operation using different types of filters such as $\alpha\beta$, $\alpha\beta\gamma$ and Kalman. The Kalman-MIMO combination significantly reduces filter complexity and improves tracking performance.

Keywords: Radar system, Phased array, target, prediction, Kalman filter.

Introduction générale

Introduction générale

La communication est le moyen de partager l'information, elle se révèle indispensable depuis toujours. Elle se manifeste au départ par des techniques très simples comme les signaux de fumée. Mais le besoin de communiquer évolue avec le temps. L'homme a besoin de transmettre l'information d'une manière plus précise et sur de grandes distances d'où l'invention de l'antenne. Elle constitue un maillon important dans le réseau de télécommunications et permet d'émettre et de recevoir l'information d'un lieu à un autre. Cependant, les données transmises par l'antenne peuvent être faibles. Pour augmenter le débit de données, le concept de multiples antennes en émission et ou MIMO réception a été adopté [1].

Le concept MIMO (Multiple Input Multiple Output) vise à soumettre un environnement à plusieurs sollicitations et à en observer sa réponse sous divers aspects. Il est appliqué au système radar, ce qui pousse les ingénieurs de se pencher sur ses potentialités pour l'amélioration des performances de détection. Le besoin en termes d'antenne radar destiné aux applications spatiales et aéronautiques ne cesse d'augmenter. Par exemple aujourd'hui l'accès à Internet est très peu disponible sur les porteurs mobiles comme avions, trains et bateaux. Ces porteurs étant constamment en mouvement nécessitent de passer des relais satellites. Donc pour être en mesure d'établir une liaison avec un satellite, il faut que l'antenne ait un gain élevé et que son faisceau soit constamment dirigé vers le satellite, et soit capable de communiquer d'un satellite au suivant quand l'avion se déplace [2]. Pour suivre les cibles en mouvement avec des gains importants, on utilise les réseaux phasés [3] qui sont l'élément clé en terme d'orientation de faisceau et capables de contrôler leur diagramme de rayonnement. Les cibles se déplacent dans l'espace en fournissant des informations sur leur trajet. Ces données de déplacement peuvent être bruitées par les turbulences atmosphériques. Dans ce cas l'utilisation des filtres est indispensable pour obtenir la bonne qualité de l'information sur la trajectoire. Dans ce mémoire, nous allons étudier les systèmes multi-antennes et les filtres $\alpha\beta$, $\alpha\beta\gamma$ et Kaman.

Pour ce faire, nous avons subdivisé ce mémoire en trois parties : dans la première partie (chapitre 1) nous avons présenté les systèmes MIMO qui permettent d'exploiter deux dimensions : la capacité et la diversité, la deuxième partie met l'accent sur les réseaux phasés dont le but est d'orienter le faisceau électroniquement vers les cibles, et enfin la troisième partie (chapitre 3) traite la poursuite qui doit fournir les paramètres de base (position, vitesse et accélération) de la cible et les types de filtres utilisés.

**Chapitre I : Systèmes de
communications multi-antennes
MIMO**

I.1. Introduction

Les antennes sont des dispositifs utilisés pour rayonner le champ électromagnétique dans l'espace ou pour le capter. Il existe de nombreux types d'antennes. Il est important d'avoir une connaissance globale de leur fonctionnement lors du choix d'un dispositif rayonnant. La compréhension de ce fonctionnement aidera, d'une part à utiliser l'antenne au mieux de ses performances et, d'autre part, à en réaliser une conception optimale. Les avancées dans ce domaine ont été rapides car touchant aux transmissions radioélectriques dont le nombre d'applications est considérable [4]. De nos jours, l'utilisation des systèmes de communications sans fil et la forte expansion de l'internet mobile ne cesse d'augmenter. Les systèmes multi antennes MIMO (Multiple Input Multiple Output) permettent théoriquement d'accroître la capacité des liens de communications sans fil par rapport aux systèmes composés d'une seule antenne à l'émission et à la réception (SISO Single Input Single Output) [5]. En faisant l'hypothèse que les trajets entre chaque antenne d'émission et de réception sont indépendants, Foshini et Telatar ont démontré que la capacité théorique du canal MIMO avec N antennes à l'émission et M antennes à la réception croît linéairement avec $\min(N, M)$. Les systèmes MIMO sont l'un des principaux axes de développement pour augmenter les débits de communications sans fil, bien que les premiers travaux publiés dans ce domaine ne datent que de quelques années [5].

I.2. Définition

Selon le dictionnaire Webster, une antenne peut être comme "un dispositif généralement métallique (comme une tige ou un fil) pour émettre ou recevoir des ondes radio". **Le standard IEEE (IEEE Std 145-1983)** définit l'antenne ou aérien comme "un moyen destiné à rayonner ou à recevoir des ondes radio". En d'autres termes, l'antenne est la structure de transition entre l'espace libre et un dispositif de guidage. Le guide d'onde ou la ligne de transmission peut prendre la forme d'une ligne coaxiale ou un tuyau creux (guide d'ondes) et il est utilisé pour le transport de l'énergie électromagnétique de la source émettrice à l'antenne ou de l'antenne vers le récepteur.

I.3. Principe de fonctionnement

I.3.1. Rôle des antennes

Un système de communication radio transmet des informations par l'intermédiaire d'une onde électromagnétique (OEM) :

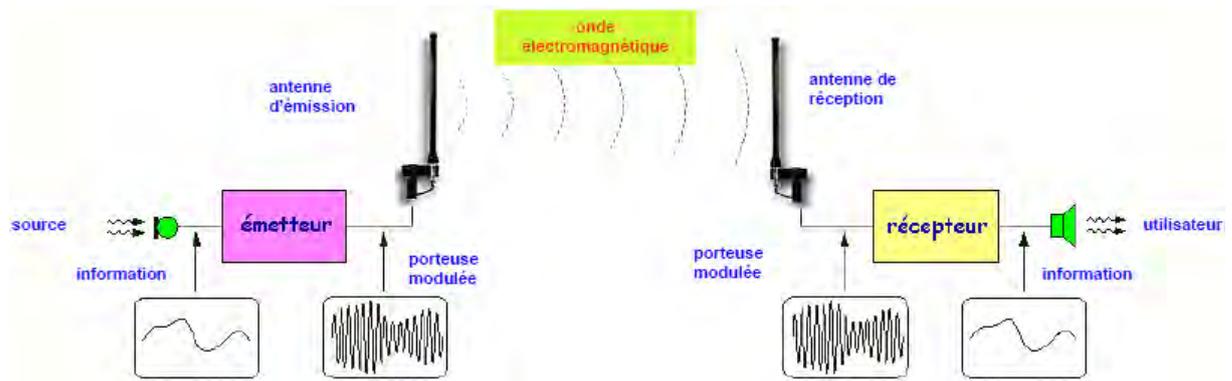


Figure 1 : Schéma de transmission.

L'antenne d'émission reçoit le signal électrique de l'émetteur et produit l'**onde électromagnétique**. Cette OEM se propage dans l'espace autour de l'antenne d'émission. En fonction du type et de la forme d'antennes utilisées, certaines directions de propagation peuvent être privilégiées. La puissance produite par l'émetteur et appliquée à l'antenne se disperse dans l'espace. L'antenne de réception capte une faible partie de cette puissance et la transforme en signal électrique. Ce dernier est appliqué à l'entrée du récepteur qui en extrait l'information transmise. Les phénomènes physiques mis en jeu dans l'antenne étant **réversibles**, le même dispositif peut émettre et recevoir, sauf dans le cas des émissions de forte puissance [6].

I.4. Caractéristiques des antennes

Elles sont classées en deux catégories principales :

- les caractéristiques de rayonnement, qui sont utilisées pour décrire la façon dont l'antenne rayonne ou reçoit l'énergie de l'espace ;
- les caractéristiques d'entrée, qui sont utilisées pour spécifier les performances de l'antenne en fonction de ses limites [5].

I.4.1. Diagramme de rayonnement

Les antennes sont rarement omnidirectionnelles et émettent ou reçoivent dans des directions privilégiées. Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Il indique les directions de l'espace dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale. Il est important de noter que le diagramme de rayonnement n'a de sens que si l'onde est sphérique [7, 8].

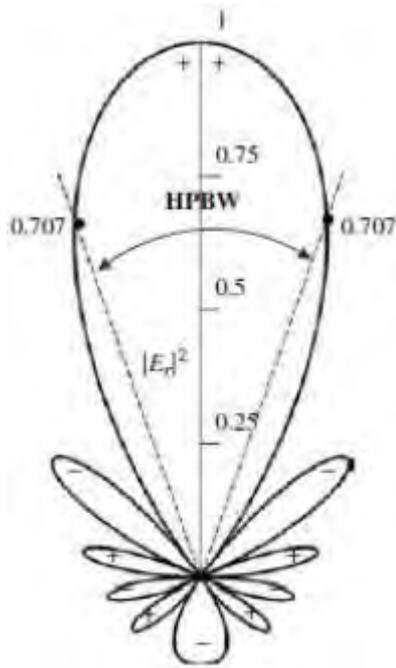


Figure 2 : *Diagramme de rayonnement d'une antenne.*

I.4.2. Fonction caractéristique

La fonction caractéristique permet de représenter les variations du niveau de champ rayonné en champ lointain en fonction de la direction considérée [4].

I.4.3. Largeur de faisceau (HPBW)

Dans un plan qui contient la direction d'intensité maximale, c'est l'angle entre deux directions ayant la moitié de l'intensité maximale. C'est aussi l'angle entre deux points de même intensité [8].

I.4.4. Directivité d'une antenne

La **directivité** d'une antenne caractérise la manière dont cette antenne concentre l'énergie dans certaines directions de l'espace [4].

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{\text{rad}}} \quad (\text{I.1})$$

Si la direction n'est pas spécifiée, elle implique la direction de l'intensité maximale de rayonnement (directivité maximale) exprimé par :

$$D_{\max} = D_0 = \frac{U_{l\max}}{U_0} = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}} \quad (\text{I.2})$$

U : intensité rayonnée ; U_{\max} : intensité maximale rayonnée ; D_{\max} : directivité maximale.

I.4.5. Gain d'une antenne

Antenne Isotrope : elle rayonne uniformément dans toutes les directions de l'espace. Prise comme antenne de référence pour exprimer les propriétés directionnelles des antennes. Le **Gain d'une antenne** est défini comme étant « le rapport de l'intensité, dans une direction donnée, à l'intensité de rayonnement qui serait obtenue si la puissance fournie par l'antenne a été rayonnée isotropiquement. L'intensité de rayonnement correspondant à la puissance isotrope rayonnée est égale à la puissance admise (entrée) par l'antenne divisée par 4π » [4].

$$\text{Gain} = 4\pi \frac{\text{Intensité de rayonnement}}{\text{Puissance totale acceptée}} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{\text{in}}} \quad (\text{I.3})$$

I.4.6. Efficacité d'une antenne

Elle peut être définie par les pertes au niveau des bornes d'entrée et à l'intérieur de la structure de l'antenne. Ces pertes peuvent être dues, à :

- Des réflexions en raison de la désadaptation entre la ligne de transmission et l'antenne
- Les pertes RI^2 (conduction et diélectrique) [4].

I.5. SYSTEME MIMO

I.5.1. Introduction

La technologie MIMO est une technique de télécommunication basée sur une émission et/ou une réception multi-antennes pour exploiter la diversité et améliorer la qualité de service, le débit et la portée. Elle est aujourd'hui pleinement utilisée dans les réseaux sans fil haut débit déployés dans des environnements présentant de nombreux obstacles [7].

I.5.2. Intérêt des systèmes MIMO

Dans les systèmes de communications traditionnels, il n'existe qu'une antenne à l'émission et une antenne à la réception (SISO). Or les futurs services de communications mobiles sans fils demandent plus de transmissions de données (augmentation de la capacité de transmission). Ainsi pour augmenter la capacité des systèmes SISO et satisfaire ces demandes, les bandes passantes de ces systèmes et les puissances à transmettre ont été largement augmentées.

Mais les récents développements ont montré que l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception permettait d'augmenter le débit de transmission des données et cela sans augmenter ni la bande passante de l'antenne réceptrice du système SISO, ni la puissance du signal à l'émission. Cette technique de transmission s'appelle MIMO (Multiple Input, Multiple Output) (Figure3). Un système MIMO tire profit de l'environnement multi-trajets en utilisant les différents canaux de propagation créés par réflexion et/ou par diffraction des ondes pour augmenter la capacité de transmission. D'où l'intérêt aussi d'obtenir des signaux indépendants sur les antennes.

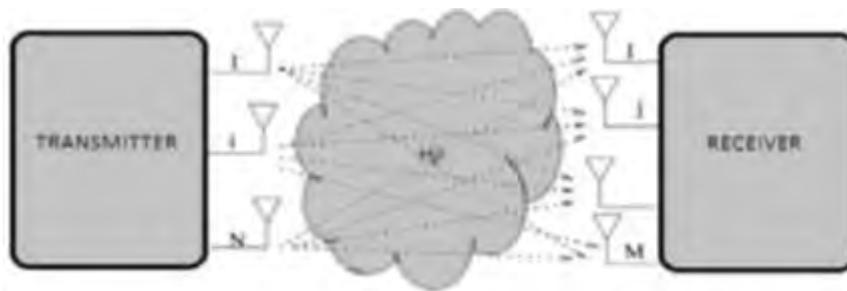


Figure 3 : *Système MIMO avec N antennes en émission et M en réception [9, 10].*

I.5.3. Modèle du canal MIMO

Le schéma ci-dessus montre l'environnement d'un système MIMO. Au niveau de l'émetteur, suite à un codage et une modulation de l'information, les flux de données sont envoyés aux N antennes d'émission. Les signaux sont envoyés à travers un canal de propagation au niveau de ces antennes. Le but d'utiliser des systèmes MIMO est la possibilité de réaliser des sous-canaux orthogonaux entre les émetteurs et les récepteurs via un environnement de diffusion et par conséquent d'augmenter la capacité du canal. Selon les coefficients de la matrice du système MIMO, différentes techniques peuvent être utilisées pour une meilleure exploitation du canal MIMO [11]. Il s'agit de la diversité spatiale, le multiplexage, le beamforming :

- La diversité spatiale. Les antennes d'émission envoient simultanément un même message et les signaux à la réception sont sommés de façon cohérente. Dans ce cas, l'efficacité de la technique MIMO est liée à la décorrélation des sous-canaux (un sous-canal correspond à la liaison entre les antennes d'émission et de réception). Dans ce cas, le RSB est amélioré par le gain de diversité ;
- Le multiplexage spatial. Un message est découpé en sous-messages qui sont alors transmis simultanément par chaque antenne d'émission.

À la réception, les sous-messages reçus sont analysés pour retrouver le message d'origine. Ici aussi, l'efficacité de la technique dépend de la décorrélation des canaux. Dans ce cas, le débit est amélioré par le gain de multiplexage ;

- Le beamforming. Les réseaux d'antennes en émission et en réception permettent de contrôler la direction d'un faisceau à l'émission ou à la réception. Cette formation de faisceau permet alors de privilégier certaines directions de propagation et de pouvoir étendre une couverture radio ou de limiter les interférences entre canaux [12].

I.5.4. Capacité du canal

Elle croît linéairement avec la valeur minimale du nombre d'antennes en émission et en réception. Elle s'exprime comme suit :

$$C = \log_2 \left\{ \det \left[I_{N_r} + \frac{\gamma}{N_t} HH^* \right] \right\} \quad (\text{I.9})$$

I_{N_r} est la matrice identité de dimension N_r ; γ est le SNR au niveau du récepteur ; Ici, on prend le cas du SISO où la matrice du canal est considérée comme normalisée c'est-à-dire que les éléments de H ont une variance unitaire [11].

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié l'antenne proprement dite dans sa généralité, et les systèmes MIMO et ses différentes techniques comme la diversité spatiale, le beamforming et le multiplexage spatiale. Les systèmes MIMO notamment ses techniques traitent la problématique suivante : comment améliorer les performances de transmission dans les réseaux mobiles sans fil et les communications sans fil. Le second chapitre présente le système radar.

Chapitre II : Les systèmes radar à réseaux phasés

II.1. Introduction

L'objectif des réseaux phasés est produire un faisceau directif ou de maximiser le gain. Alors le gain dépend de la direction dans laquelle le signal est émis ou de la direction de réception du signal (ou de θ par exemple). Ainsi, pour obtenir un gain important dans la direction souhaitée il faut faire pivoter l'antenne dans cet angle. C'est pratique très difficile à faire car la plupart des systèmes radar modernes ont des antennes grandes et sophistiquées. En raison de la grande taille des antennes, le mouvement mécanique de ces dernières est très lent et il devient donc très difficile de suivre des cibles se déplaçant très rapidement. Pour surmonter la nécessité de faire tourner mécaniquement et de modifier son diagramme de rayonnement à une vitesse plus rapide, nous pouvons utiliser une technologie connue sous le nom de réseau phasé. Ce dernier peut modifier son diagramme de rayonnement électroniquement [13]. Un réseau phasé est une antenne composite constituée de deux ou plusieurs radiateurs de base. Chaque radiateur est désigné comme élément. Les éléments formant un réseau pourraient être des dipôles, des fentes dans un guide d'ondes, ou tout autre type de radiateur [14]. Les premiers systèmes radar utilisaient des réseaux d'antennes formés par la combinaison de radiateurs individuels [15]. Ces antennes datent du début du XXe siècle. Les caractéristiques des antennes sont déterminées par la position géométrique des radiateurs et par l'amplitude et la phase de leur excitation. Avec l'évolution des radars vers des longueurs d'onde plus courtes, les réseaux ont été déplacés par des antennes plus simples tels que les réflecteurs paraboliques. On précise qu'on a utilisé des antennes cornets pyramidal pour faire ce travail. Pour les applications radar modernes, l'avènement des déphaseurs et interrupteurs à commande électronique a une fois de plus attiré l'attention pour mettre en place les antennes. L'excitation de l'ouverture peut maintenant être modulée en contrôlant la phase des éléments individuels pour donner des faisceaux qui sont scannés électroniquement [16]. C'est un système d'éléments reconfigurables, c'est-à-dire il est apte à modifier dynamiquement ou électroniquement ses performances. Ses éléments sont des antennes intégrant dans son volume ou son voisinage immédiat des composantes actives pouvant changer les caractéristiques de base. Les paramètres modifiables sont :

- la fréquence (fréquence centrale, largeur de bande) ;
- la polarisation (type de polarisation, orientation) ;
- le diagramme de rayonnement (largeur de faisceau, direction de pointage ou dépointage, forme de diagramme).

Les réseaux phasés synthétisent des faisceaux directifs étroits qui peuvent être dirigés, mécaniquement ou électroniquement, dans de nombreuses directions. La direction électronique est obtenue en contrôlant la phase du courant qui alimente les éléments du réseau. Les réseaux dotés d'une capacité de pilotage électronique du faisceau sont appelés réseaux à commande de phase [17]. Pour cela les études se font dans la Bande millimétrique.

II.2. Bande millimétrique

Les ondes millimétriques étaient autrefois considérées comme inaptes à l'utilisation pratique dans les radars. L'une des principales raisons était l'absence de moyens de génération appropriés, la réception, la canalisation et la transmission des ondes électromagnétiques de courte portée. En outre, les lois de la propagation des ondes millimétriques dans l'atmosphère non homogène n'ont pas été suffisamment étudiées. Aujourd'hui, la création d'un radar à ondes millimétriques moderne et prospectif est basée sur la recherche des caractéristiques de propagation, de diffusion dans la gamme des ondes millimétriques ainsi que sur le développement des méthodes et moyens de génération et de réception d'ondes millimétriques. Étape par étape, la théorie et la pratique découvrent les nouveaux avantages des ondes millimétriques et les radars à ondes millimétriques deviennent de plus en plus applicables dans différents domaines comme les réseaux à base des systèmes radars etc. [18].

II.3. Intérêt

Un gain d'antenne élevé à une ouverture assez petite et la possibilité d'utiliser les formes d'onde à large bande et très courtes facilitent l'amélioration de la résolution et de la précision de mesures radar, ce qui est un avantage évident pour les radars à ondes millimétriques, ainsi qu'un contenu et un taux d'information énormes avec l'application de données de systèmes de communication radar. De plus, les ondes millimétriques sont caractérisées par des propriétés de propagation stables dans des environnements défavorables et une meilleure immunité au bruit. Leur spectre est devenu le centre d'attention ces dernières années, les bandes de fréquences inférieures se remplissent très rapidement. Les différentes fréquences centrales utilisées dans cette bande sont : 77 GHz, 94 GHz et 35 GHz [18]. La conception de ce système dans la bande millimétrique permet de calculer plusieurs paramètres comme l'angle solide Ω , la longueur d'onde λ , le gain de puissance de l'antenne G , le gain de directivité G_D , la taille de l'ouverture de l'antenne A_e , la taille de l'ouverture physique A , etc. [14].

II.4. Angle solide

L'angle solide Ω est une portion d'espace situé dans un cône ayant un sommet au centre d'une sphère et découpant sur la surface de cette sphère une aire égale à celle d'un carré qui aurait pour côté le rayon de la sphère. Il se calcule en fonction des angles d'élévation θ_e et d'azimut θ_a . Toute surface sur une sphère dont l'aire est égale au carré de son rayon, lorsqu'elle est observée depuis son centre, sous-tend précisément un stéradian. Dans notre cas on prend $\theta_e = 20^\circ$ et $\theta_a = 60^\circ$ et $1\text{sr} = 180/(\pi) = 57,296$. Alors on a :

$$\Omega = \frac{\theta_e \times \theta_a}{(57,296)^2} = \frac{20 \times 60}{(57,296)^2} = 0,3655 \text{ stéradian} \quad (\text{II.1})$$

Dans la bande millimétrique la fréquence centrale f_c est 77 GHz, $c = 3 \times 10^8$ m/s alors on a :

$$\lambda = \frac{c}{f_c} = \frac{3 \times 10^8}{77 \times 10^9} = 0.00389 \text{ m} \quad (\text{II.2})$$

Supposons que la taille de l'ouverture effective de l'antenne $A_e = 1.5 \text{ m}^2$ donc $A_e = \lambda^2 / 4\pi$.

Le gain de l'antenne peut être calculé en fonction de A_e et λ ,

$$G (\text{dB}) = 10 \log \left(\frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \right) = 10 \log \left(\frac{4\pi \times 1.5}{(0.00389)^2} \right) = 62,3106 \text{ dB}. \quad (\text{II.3})$$

Un angle d'ouverture à -3 dB : c'est l'angle pour lequel l'atténuation de puissance est de 3 dB par rapport à la direction la plus favorable. Il se calcule comme suit :

$$G = \frac{4\pi}{\theta_{3\text{dB}}^2} \Rightarrow \theta_{3\text{dB}} = \sqrt{\frac{4 \times \pi \times 180^2}{1702409,976 \times \pi^2}} = 0.16^\circ \quad (\text{II.4})$$

La largeur de faisceau à 3dB de l'antenne radar peut être exprimée en termes de largeur de faisceau en azimut et en élévation θ_a et θ_e , respectivement. Il s'ensuit que la couverture de l'angle solide de l'antenne est $\theta_a \theta_e$ et, par conséquent, le nombre de positions de faisceau d'antenne n_B nécessaires pour couvrir un angle solide Ω est :

$$n_B = \frac{\Omega}{(\theta_a \times \theta_e / 57,296)^2} = \frac{0.3655}{(0.16 / 57,296)^2} \cong 46870 \text{ faisceaux} \quad \text{ici } \theta_a = \theta_e = 0.16^\circ \quad (\text{II.5})$$

En utilisant les équations (II.1) et (II.2), on peut calculer respectivement la longueur $\lambda = 0,00319 \text{ m}$ et le gain $G = 62.677 \text{ dB}$, d'un radar à ondes millimétriques avec une fréquence de fonctionnement $f_0 = 94 \text{ GHz}$. $f_0 = 35 \text{ GHz}$, $\lambda = 0,00857 \text{ m}$.

L'ouverture physique : $A = A_e / \rho$. Avec ρ est le facteur d'efficacité de l'ouverture.

Pour une bonne antenne $\rho \rightarrow 1 \Rightarrow A_e = A$. Mais dans la pratique $\rho = 0.8$. Ce qui donne l'ouverture physique de l'antenne [14]:

$$A = A_e/\rho = 1.5/0.8 = 1.875 \quad \text{(II.6)}$$

II.5. Résultats de simulation

L'antenne est l'élément qui assure les fonctions d'émission et de réception dans l'espace libre des ondes électromagnétiques véhiculant le signal. Ce travail a pour objectif d'orienter le diagramme de rayonnement ou les faisceaux transmis par l'antenne vers un point bien précis ou les cibles en mouvement. Dans ce cas on utilise les antennes directives qui permettent d'augmenter la densité de puissance à l'endroit où l'on veut cibler/détecter l'information. La puissance rayonnée se trouve concentrée dans un ou plusieurs lobes [1]. L'antenne que nous allons utiliser est caractérisée par plusieurs paramètres comme la fréquence de fonctionnement, la puissance P_t , longueur d'onde λ , le gain G , l'espacement des antennes d , etc. Le principe de base de ce travail est le changement de fréquence qui nous donne des informations sur le diagramme de rayonnement. Pour cela, on utilise différentes fréquences. La figure ci-dessous représente un diagramme de rayonnement. C'est le rapport entre le gain $G(\theta, \phi)$ rayonné par unité d'angle solide et le gain maximal G_{max} , ou le rapport entre la directivité $D(\theta, \phi)$ et la directivité maximale D_{max} ou encore le rapport entre les carrés des champs $E(\theta, \phi)$ et E_{max} . Il possède généralement un lobe unique axial ou dépointe en élévation ou en azimut [14].

II.5.1. Cas où la longueur d'onde $\lambda = 0.00389$ m, $d = 0,001$ m, $f_0 = 77$ GHz, $N = 16$

La figure 4 représente le diagramme de rayonnement normalisé pour un réseau linéaire. Ainsi les paramètres utilisés sont la longueur d'onde $\lambda = 0.00389$ m, l'espacement entre les éléments $d = 0,001$ m, la fréquence centrale $f_0 = 77$ GHz et le nombre d'éléments $N = 16$.

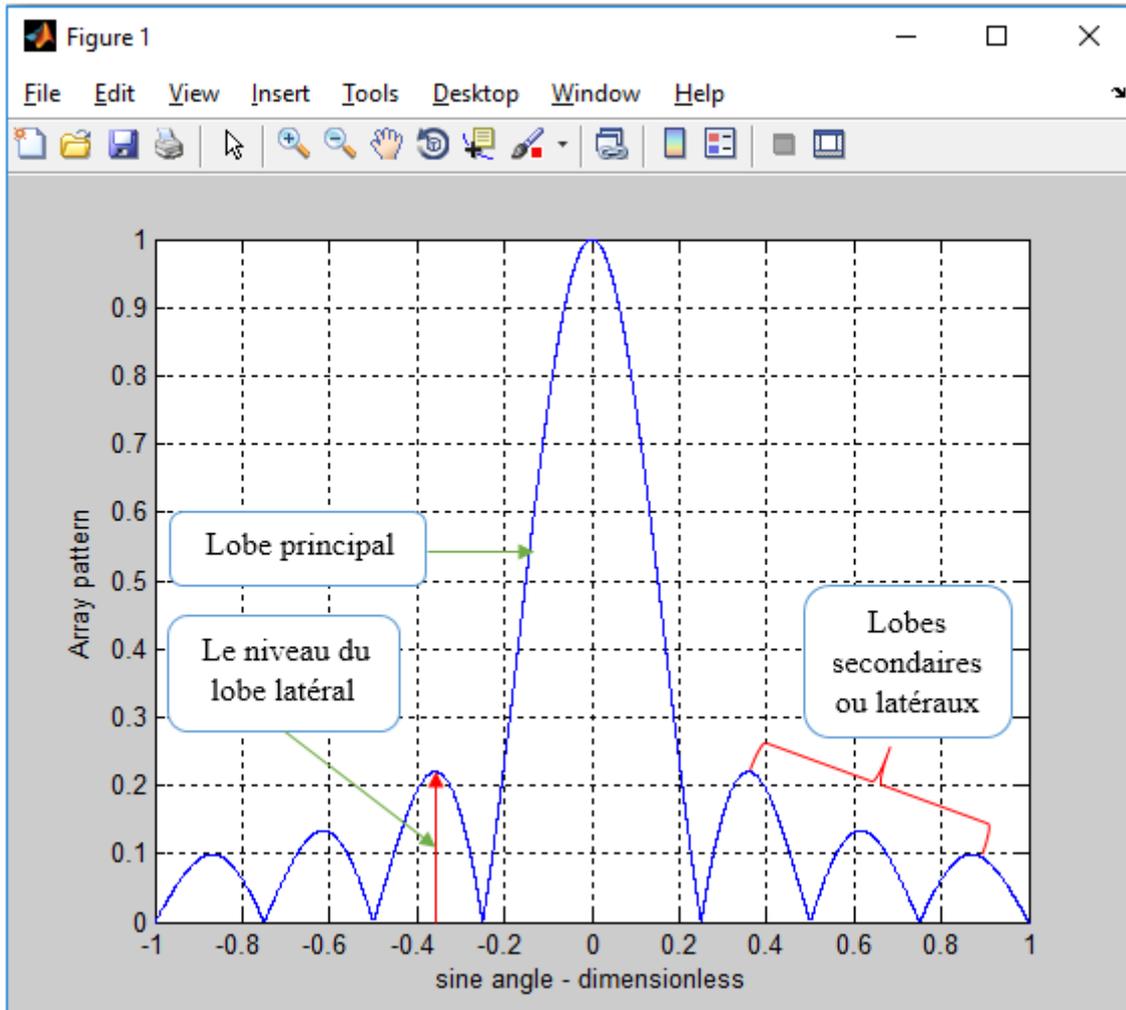


Figure 4 : Diagramme de rayonnement normalisé pour un réseau linéaire ; $N=16$; $d=\lambda/4$.

Cette figure représente le diagramme de rayonnement d'un réseau en fonction de sinus de l'angle. Selon la longueur d'onde utilisée, on note une forte directivité au niveau du lobe principal et moins d'énergie au niveau des lobes secondaires.

Le lobe principal : C'est le lobe de rayonnement contenant le maximum d'énergie et la direction du maximum de rayonnement.

Un angle d'ouverture à -3 dB : C'est l'angle pour lequel l'atténuation de puissance est de 3 dB par rapport à la direction la plus favorable.

Les lobes secondaires : Tous les autres lobes sont appelés lobes secondaires. Ils représentent le rayonnement de l'antenne dans les directions indésirables.

Le niveau du lobe secondaire est en général exprimé sous forme de rapport entre la densité de puissance dans le lobe en question et celle du lobe principal. Ce rapport est appelé le niveau des lobes secondaires et il est exprimé en dB.

Le lobe arrière (rayonnement arrière) : C'est le lobe secondaire présent dans la direction opposée à 180° du lobe principal. Le rapport avant/arrière est le rapport en dB de la puissance rayonnée dans la direction du maximum de rayonnement par rapport à celle rayonnée dans la direction opposée. Ces lobes secondaires sont indésirables et doivent être minimisés.

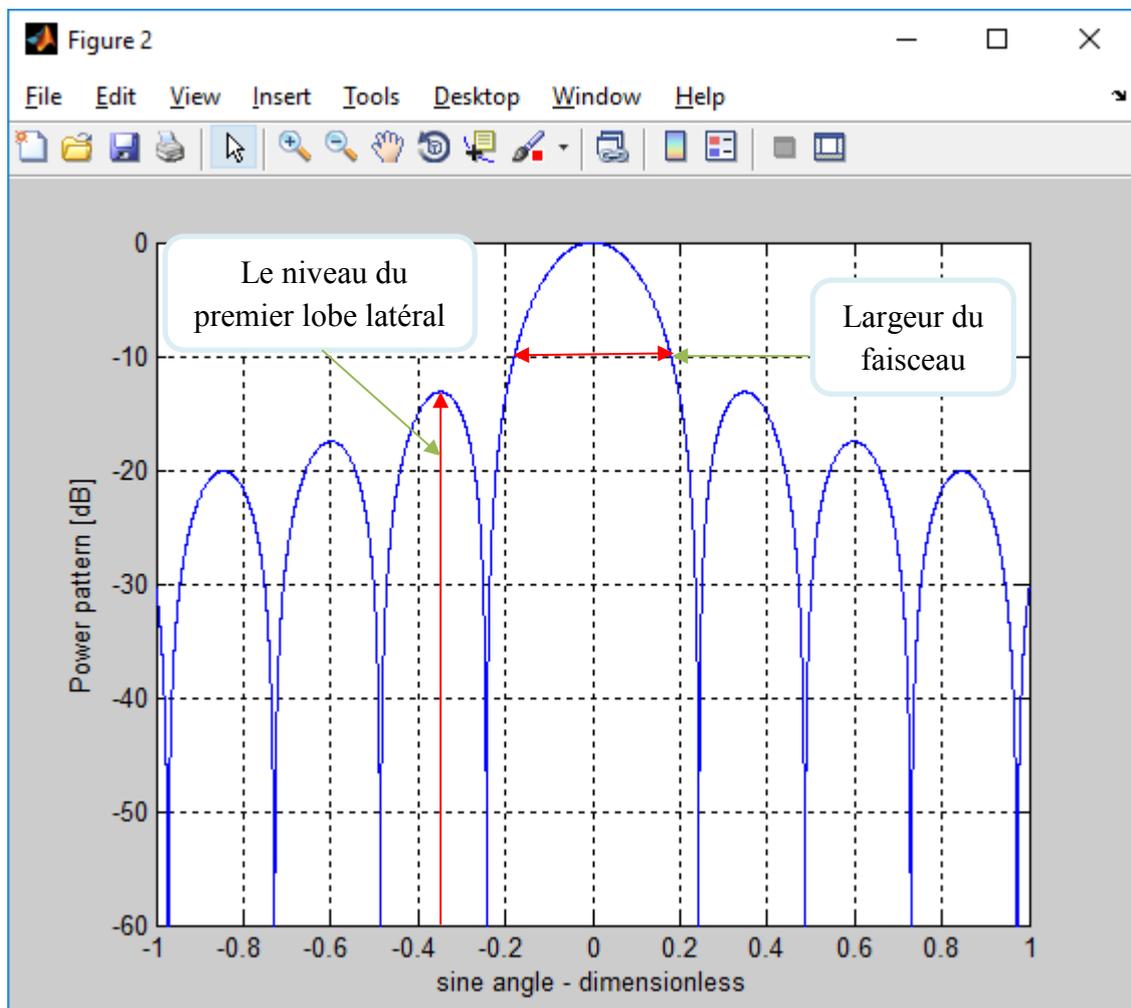


Figure 5 : *Diagramme de rayonnement normalisé pour le réseau de la figure 4.*

Cette figure 5 montre un diagramme de rayonnement normalisé à deux dimensions d'un réseau linéaire de taille $N = 16$ et l'espacement des éléments est $d = \lambda/4$.

Le premier lobe latéral se trouve à -12 dB du lobe principal qui n'est pas suffisant pour les applications radar. Ces lobes doivent être minimisés voire supprimés pour concentrer l'énergie dans le lobe principal. Elle représente la puissance du diagramme de rayonnement en fonction de sinus de l'angle. La largeur du faisceau au niveau du lobe principal est importante. L'énergie est importante au niveau des lobes secondaires comparée à la figure4.

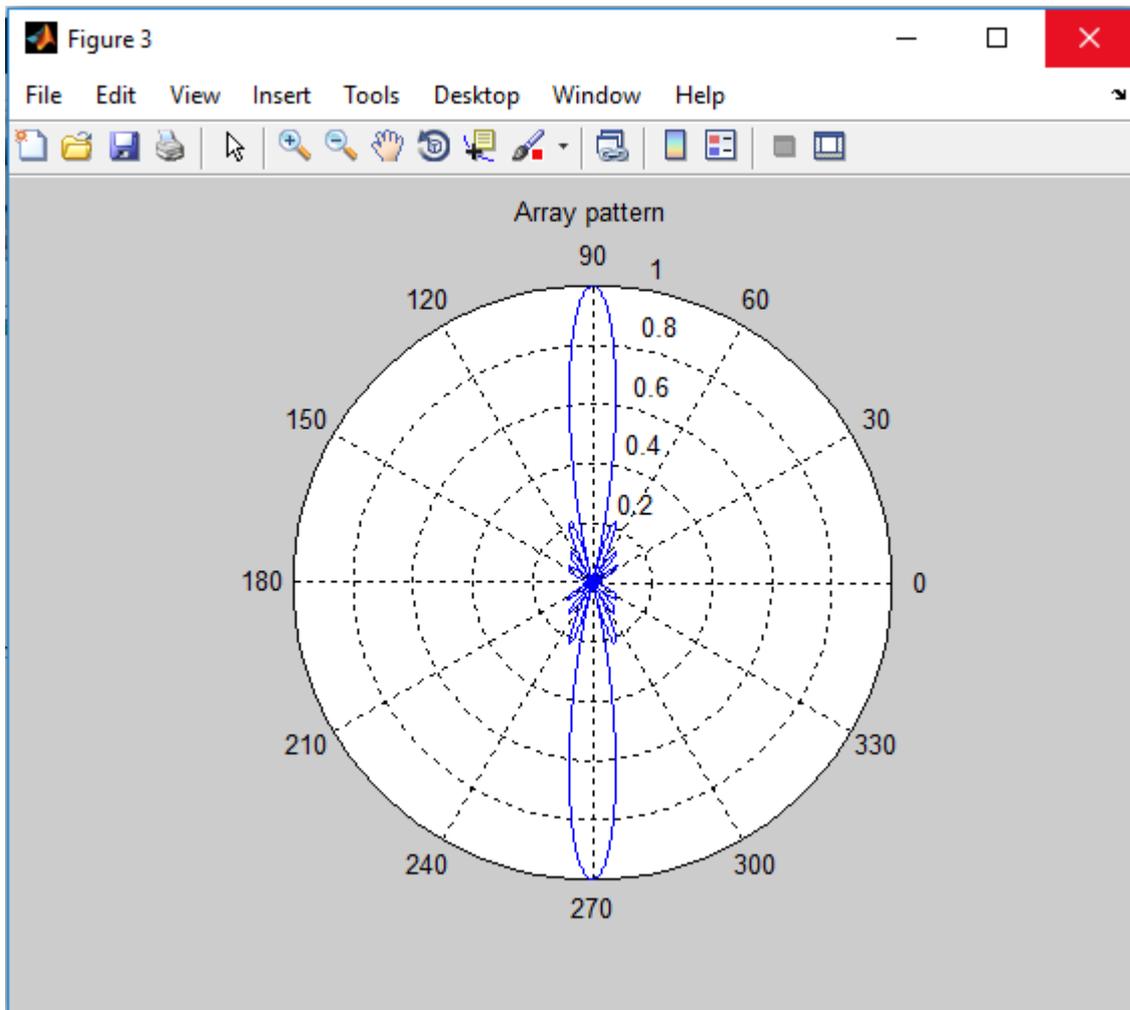


Figure 6 : *Diagramme rayonnement polaire pour le réseau de la figure4.*

Dans la figure 6, on note que les lobes secondaires sont faibles. Les deux lobes, l'un à 90° et l'autre à 270° sont symétriques. L'énergie est maximale au niveau de ces deux lobes.

II.5.2. Cas où la longueur d'onde $\lambda = 0,00319$ m, de fréquence $f_0 = 94$ GHz, $d = 0,0007975$, $N=16$.

La figure 7 représente aussi le diagramme de rayonnement normalisé pour un réseau linéaire. Ainsi les paramètres utilisés sont la longueur d'onde $\lambda = 0,00319$ m, l'espacement entre les éléments $d = 0,0007975$ m, la fréquence centrale $f_0 = 94$ GHz et le nombre d'éléments $N = 16$.

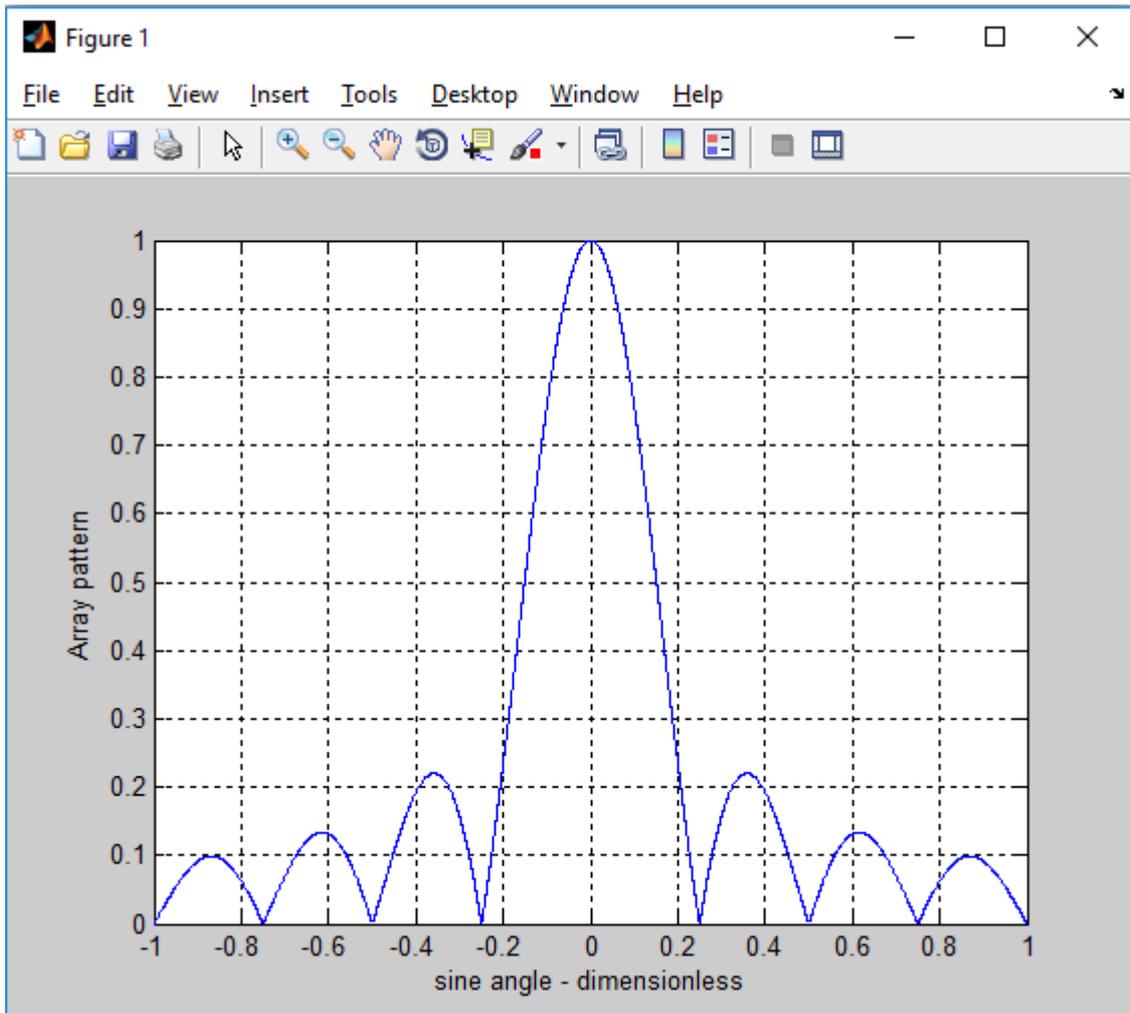


Figure 7 : *Diagramme de rayonnement normalisé pour un réseau linéaire $N = 16$, $d = 0.0007975$.*

Dans cette figure, nous avons utilisé une fréquence centrale de 94 GHz qui est plus grande que celle utilisée à la figure 4. Nous savons que si la fréquence augmente, l'atténuation augmente aussi et la directivité diminue. Malgré les différentes fréquences utilisées (77 et 96 GHz), leurs diagrammes de rayonnements sont presque similaires.

La figure ci-dessous est un diagramme à deux dimensions. Elle représente l'intensité de puissance en fonction des dimensions du sinus de l'angle. La direction du sinus de l'angle est la direction dans laquelle le signal est émis.

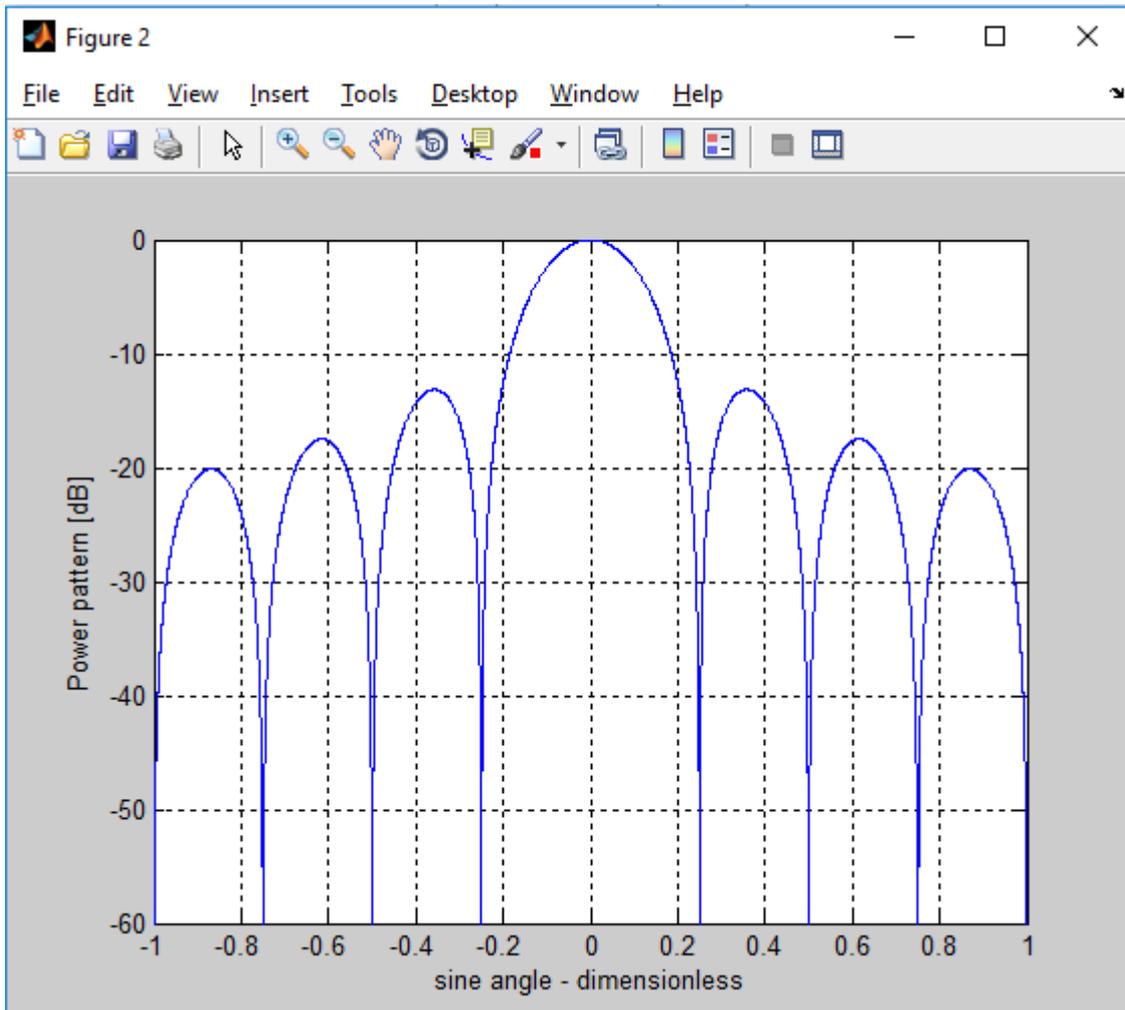


Figure 8 : *Diagramme de rayonnement normalisé pour le réseau de la figure 7.*

La largeur des faisceaux est plus importante que celle au niveau de la figure 5. L'énergie importante au niveau des lobes secondaires doit être aussi minimisée voire supprimée pour augmenter l'énergie au niveau du lobe principal.

La figure 9 montre un diagramme de rayonnement polaire suivant la direction des angles en degrés pour l'encombrement entre les lobes latéraux.

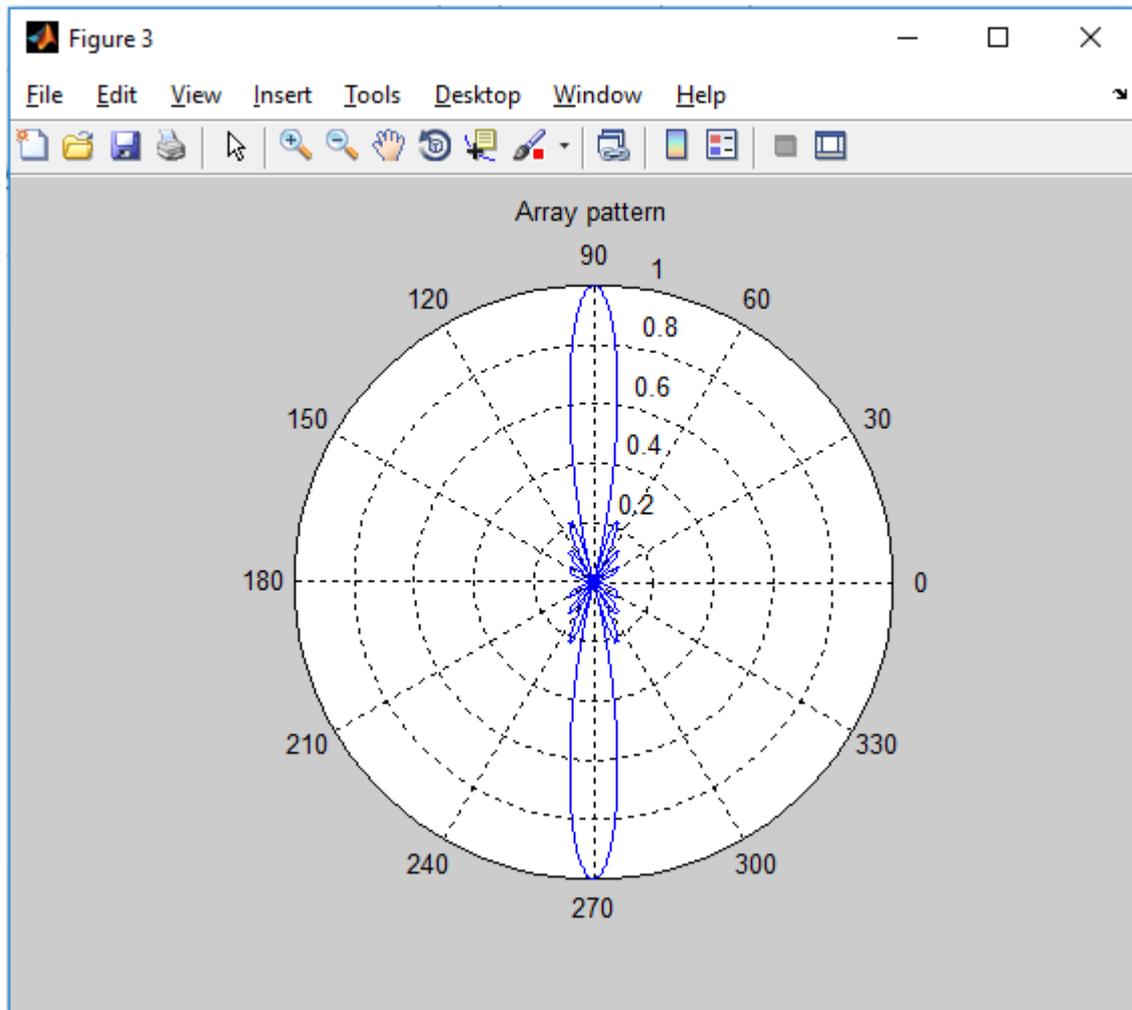


Figure 9 : Diagramme de rayonnement polaire pour le réseau de la figure 7.

Dans cette figure, la largeur des faisceaux des deux lobes principaux symétriques est grande par rapport à ceux de la figure 6 et les lobes secondaires sont faibles.

II.5.3. Cas où la longueur d'onde $\lambda = 0,00857$ m, de fréquence $f_0 = 35$ GHz, $N = 32$, $d = \lambda/4 = 0.00214$ m

La figure 10 représente aussi le diagramme de rayonnement normalisé pour un réseau linéaire. Les paramètres utilisés sont la longueur d'onde $\lambda = 0,00857$ m, l'espacement entre les éléments $d = 0.00214$ m, la fréquence centrale $f_0 = 94$ GHz et le nombre d'éléments $N = 32$.

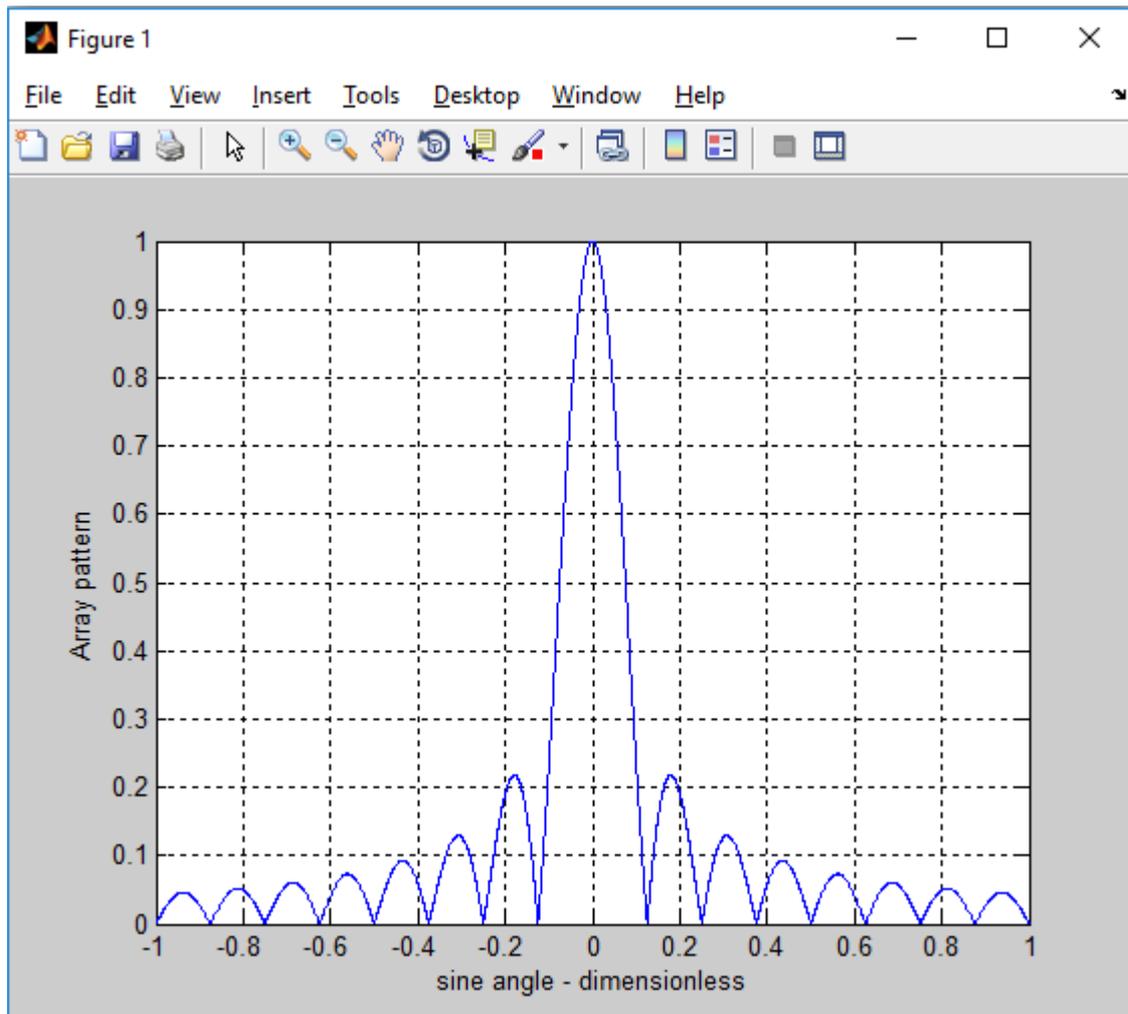


Figure 10 : *Diagramme de rayonnement normalisé pour un réseau linéaire $N = 32$, $d = \lambda/4$.*

Le faisceau principal est étroit, ce qui donne une directivité importante. Donc la bande passante est moins large. Les lobes secondaires sont aussi réduits.

Cette figure représente aussi le diagramme de rayonnement normalisé à deux dimensions avec une fréquence centrale de 35 GHz et le nombre d'éléments $N = 32$.

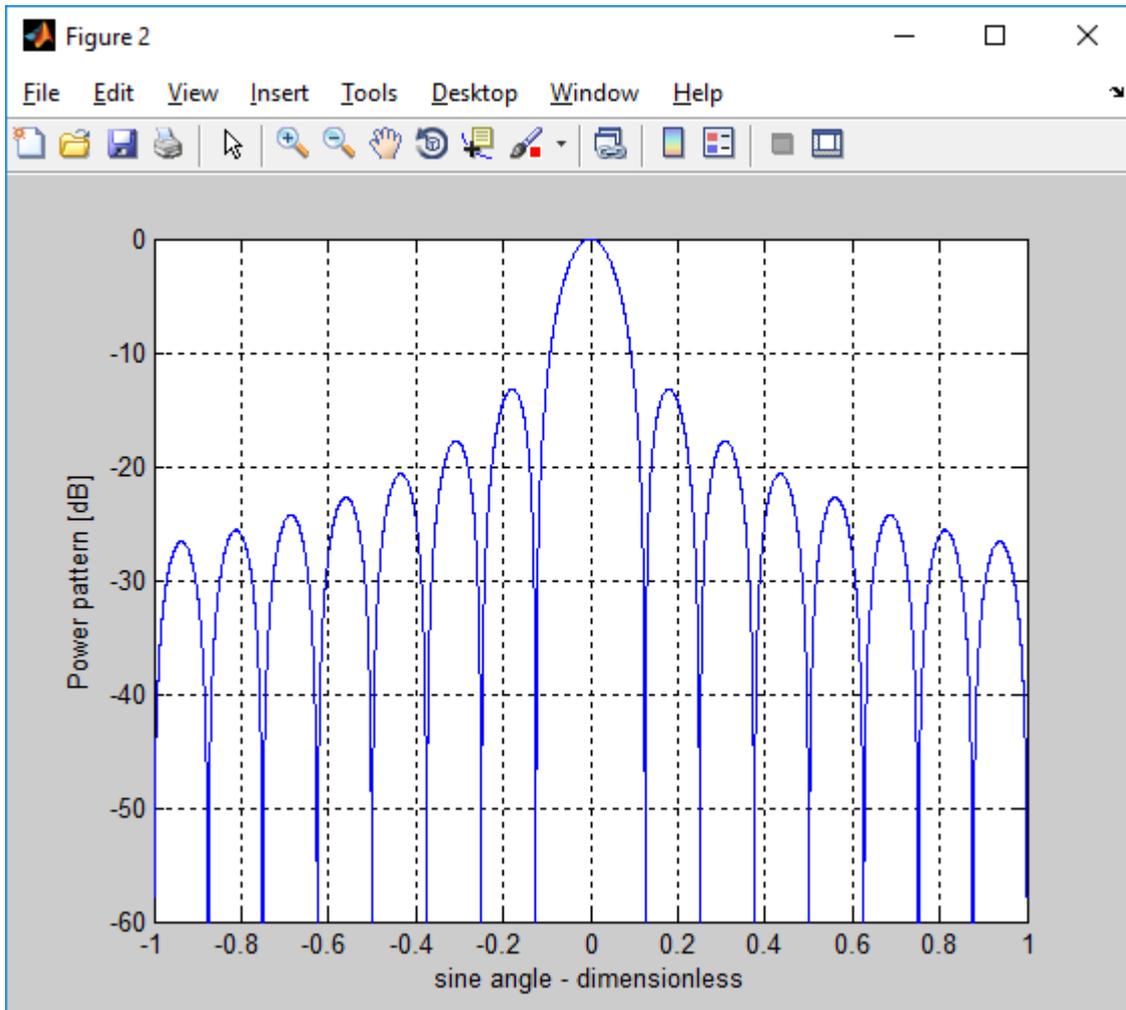


Figure 11 : *Diagramme de rayonnement normalisé du réseau linéaire pour $N = 32$ et $d = \lambda/4$*

Afin de réduire les lobes secondaires, le réseau doit être conçu pour rayonner plus de puissance vers le centre et beaucoup moins sur les bords. Cela peut être obtenu par le fenêtrage de la répartition actuelle sur la face de la gamme. Le fenêtrage réduit les niveaux des lobes latéraux au détriment de l'élargissement du faisceau principal. Ainsi, pour une application radar, le choix de la séquence d'effilement doit être basé sur le compromis entre la réduction des lobes latéraux et l'élargissement du faisceau principal.

Le schéma ci-dessous est le diagramme de rayonnement polaire qui représente la direction de transmission du signal en fonction des angles avec une fréquence de 35 GHz et $N = 32$.

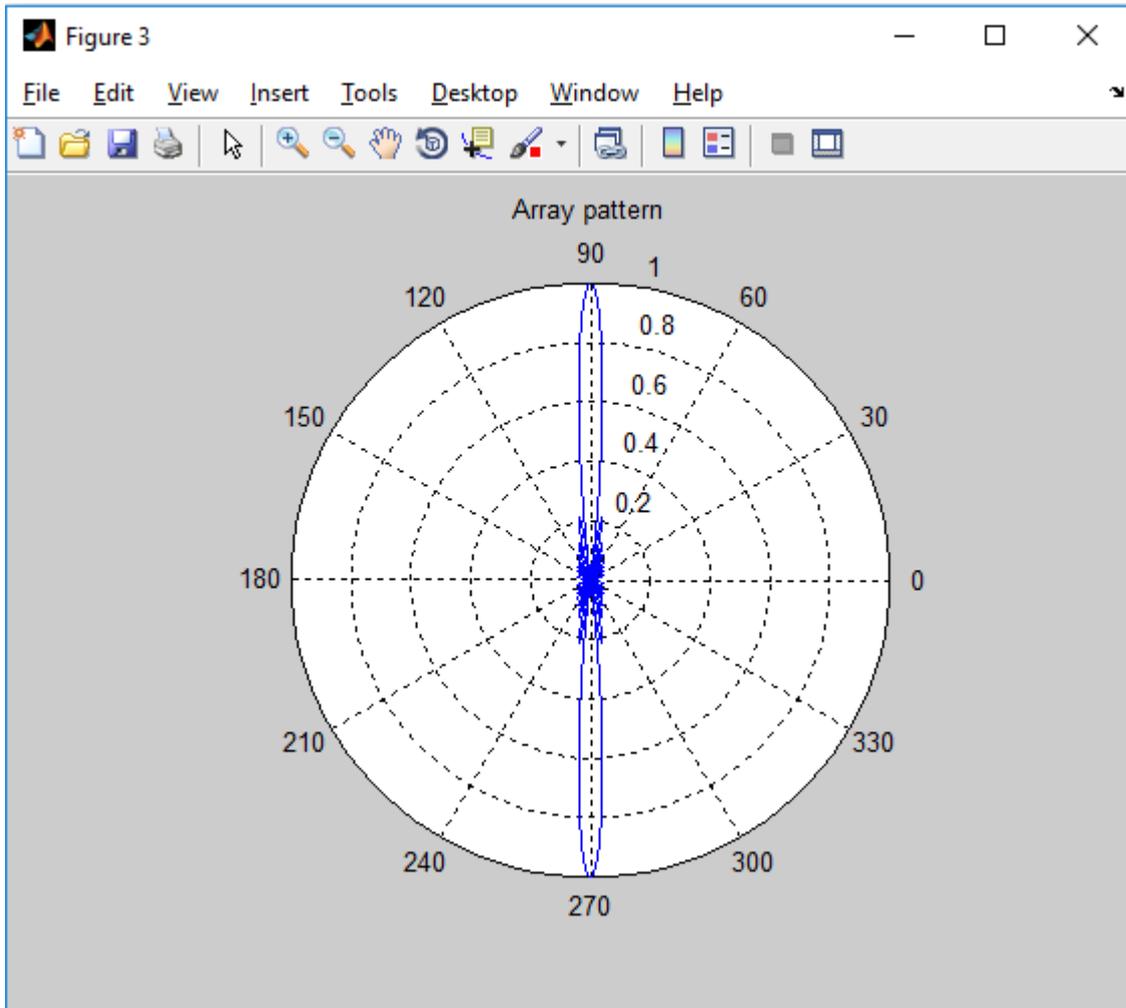


Figure 12 : *Diagramme de rayonnement polaire pour le réseau de la figure 10, $N = 32$ et $\lambda/4$.*

Dans cette figure, nous avons obtenu le faisceau désiré. Ceci veut dire que la largeur des deux lobes est très étroite. Donc la directivité est importante et l'énergie est faible au niveau des lobes secondaires. D'où une atténuation très faibles au niveau des lobes grinçants.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons utilisé différentes fréquences dans la bande millimétrique (30 - 300 GHz) : 77 GHz, 94 GHz et 35 GHz. Les fréquences 77 et 94 GHz sont un peu rapprochées de ce fait leurs diagramme de rayonnement sont presque similaires. Pour la fréquence 35 GHz, la largeur des faisceaux est étroite. Notez que plus la bande passante augmente, plus elle est difficile à gérer, l'efficacité spectrale diminue et la directivité diminue.

La taille des faisceaux est fonction du nombre et de l'espacement des éléments d'antenne. De plus si le nombre d'éléments augmente et l'espacement des éléments diminue, alors on a une forte directivité et inversement. Une forte atténuation entraîne une diminution de la directivité et vice-versa. Une forte directivité entraîne aussi une énergie importante au niveau du faisceau principal et faible au niveau des lobes secondaires. Le dernier chapitre étudiera le problème de suivi des cibles mobiles.

Chapitre III : Poursuite de cibles

III.1. Introduction

Les systèmes de radar de poursuite sont utilisés pour mesurer la position relative des cibles en distance, angle d'azimut, angle d'élévation et vitesse. Ensuite, en utilisant et en suivant ces paramètres mesurés, le radar peut prévoir leurs valeurs futures. La poursuite des cibles est importante pour les radars militaires ainsi que pour la plupart des radars civils. Dans les radars militaires, la poursuite est responsable de la conduite du tir et du guidage des missiles ; en fait, le guidage des missiles est presque impossible sans une bonne poursuite de la cible. Les systèmes radar commerciaux, tels que les radars de contrôle du trafic des aéroports civils, peuvent utiliser la poursuite comme moyen de contrôle des avions à l'arrivée et au départ [19]. Pour accomplir ce travail, nous utilisons les filtres suivants : Alpha-Béta ($\alpha\text{-}\beta$), Alpha-Béta-Gamma ($\alpha\text{-}\beta\text{-}\gamma$) et celui de Kalman. Le filtre Alpha-Beta-Gamma ($\alpha\text{-}\beta\text{-}\gamma$) est une forme simplifiée d'observateur de données échantillonnées pour les applications d'estimation, de lissage des données et de contrôle. Il est étroitement lié au filtre de Kalman dont le principal avantage est qu'il ne nécessite pas de modèle de système détaillé. Ce type de filtre est tout à fait adapté à la poursuite de cibles dans les systèmes de contrôle et de commande travaillant dans les Concept Track-While-Scan. Le filtre est capable de suivre des cibles en accélération, en plus de la prédiction de la position et de la vitesse. Les traces finales peuvent être mises à jour [20]. Le filtre de Kalman est un algorithme qui estime l'état d'un système à partir de données mesurées. Il a été principalement développé par l'ingénieur hongrois Rudolf KALMAN, du nom du filtre. L'algorithme du filtre est un processus à deux étapes : la première étape prédit l'état du système et la deuxième étape utilise des mesures bruyantes pour affiner l'estimation de l'état du système [21]. Ces filtres utilisent des techniques de poursuite : le suivi de la distance/vitesse, le lobage séquentiel et l'angle de poursuite [19].

III.2. Suivi de cibles multiples

Les systèmes radar de poursuite à balayage continu échantillonnent chaque cible une fois par intervalle de balayage, et utilisent des filtres sophistiqués de lissage et de prédiction pour estimer les paramètres de la cible entre les analyses. À cette fin, le filtre de Kalman et les filtres Alpha-Beta ($\alpha\beta$ ou g-h), Alpha-Beta-gamma ($\alpha\beta\gamma$ ou g-h-k) sont couramment utilisés. Une fois qu'une cible particulière est détectée, le radar peut émettre jusqu'à quelques impulsions pour vérifier les paramètres de la cible, avant qu'il établisse un fichier de suivi pour cette cible. La position, la vitesse et l'accélération de la cible comprennent les principales composantes des données conservées par un fichier de suivi.

Les principes de suivi récursif et des filtres de prédiction sont présentés dans cette partie. Enfin, les équations pour un filtre de Kalman multi-états à n dimensions sont présentées et analysées. En ce qui concerne la notation, les lettres minuscules, avec un trait sous la barre, sont utilisés.

III.3. Représentation d'une variable d'État d'un système LTI

Un système linéaire invariant dans le temps (continu ou discret) peut être décrit mathématiquement en utilisant trois variables. Il s'agit de l'entrée, de la sortie et de l'état des variables. Dans cette représentation, tout système LTI a des objets observables ou mesurables. Par exemple, dans le cas d'un système radar, la portée peut être un objet mesuré ou observé par le filtre de poursuite radar. Le vecteur d'état représentant la plage peut être donné par :

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} R \\ \dot{R} \\ \ddot{R} \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

Où R , \dot{R} , et \ddot{R} sont, respectivement, la position, la vitesse et l'accélération. Le vecteur d'état x peut être représentatif d'états continus ou discrets. Dans ce document, l'accent est mis sur la représentation des temps discrets, puisque la plupart des traitements de signaux radar sont effectués à l'aide d'ordinateurs numériques [19].

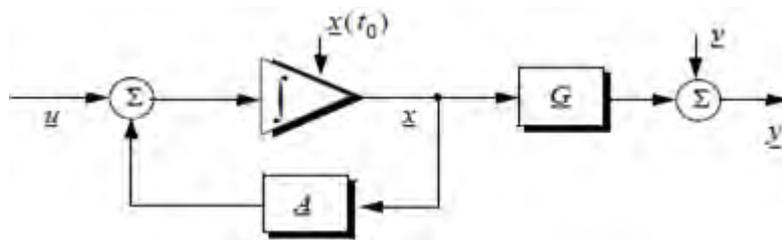


Figure 13 : Un système LTI.

III.4. Filtres de suivi à gain fixe

Les filtres à gain fixe ont été les premiers filtres rustiques et la plus célèbre implémentation des filtres à gain fixe ; les modèles cinématiques bruyants sont les filtres $\alpha\beta$ et $\alpha\beta\gamma$. Ces deux filtres sont des cas particuliers du filtre de Kalman unidimensionnel. Ils sont respectivement des filtres unidimensionnels du deuxième ordre et du troisième ordre [22]. Le filtre standard $\alpha\beta\gamma$ fournit des données lissées et prédites pour la position, la vitesse et l'accélération de la cible. Il s'agit d'un filtre récursif linéaire polynomial prédicteur/correcteur.

Ce filtre peut reconstruire la position, la vitesse et l'accélération constante à partir de mesures de position. Le filtre $\alpha\beta\gamma$ peut également fournir une estimation lissée (corrigée) de la position actuelle qui peut être utilisée dans des opérations de guidage et de contrôle de tir. Retenons que $\underline{x}(n|m)$ représente l'estimation pendant le nième intervalle d'échantillonnage, en utilisant toutes les données incluses le nième intervalle d'échantillonnage ; y_n est la nième valeur mesurée et e_n est le nième résidu (erreur). L'équation du filtre à gain fixe est donnée par :

$$\underline{x}(n|n) = \underline{\Phi} \underline{x}(n-1|n-1) + \underline{K} [y_n - \underline{G} \underline{\Phi} \underline{x}(n-1|n-1)] \quad (\text{III.2})$$

La matrice de transition nous permet le prochain état :

$$\underline{x}(n-1|n) = \underline{\Phi} \underline{x}(n|n) \quad (\text{III.3})$$

En remplaçant (III.3) dans (III.2) on obtient alors :

$$\underline{x}(n|n) = \underline{x}(n|n-1) + \underline{K} [y_n - \underline{G} \underline{x}(n|n-1)] \quad (\text{III.4})$$

Le terme entre parenthèses à droite de l'équation est souvent appelé le résidu, qui est la différence entre l'entrée mesurée et la sortie prévue. Elle signifie que l'estimation de $\underline{x}(n)$ est la somme de la prédiction et du résidu pondéré. Le terme $\underline{G} \underline{x}(n|n-1)$ représente l'état de la prédiction. Dans le cas de l'estimateur $\alpha\beta\gamma$: \underline{G} , \underline{C} et \underline{K} sont respectivement le vecteur de ligne, la matrice de gain et la matrice de covariance du bruit.

$$\underline{G} = [1 \quad 0 \quad 0], \quad \underline{K} = \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta/T \\ \gamma/T^2 \end{bmatrix}, \quad \underline{C}(n|n) = E \{ (\underline{x}(n|n)) \underline{x}^t(n|n) \} \quad y_n = v_n \quad (\text{III.5})$$

E indique l'opérateur de valeur attendue. Le bruit est supposé être un processus aléatoire moyen nul avec une variance égale à σ_v^2 . En outre, les mesures du bruit sont également supposées être non corrélées [19] :

$$E \{v_n v_m\} = \begin{cases} \delta \sigma_v^2 & n = m \\ 0 & n \neq m \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

$$\underline{x}(n|n) = \underline{A} \underline{x}(n-1|n-1) + \underline{K} y_n \quad (\text{III.7})$$

$$\text{Avec} \quad \underline{A} = (\underline{I} - \underline{K} \underline{G}) \underline{\Phi} \quad (\text{III.8})$$

L'un des principaux objectifs d'un filtre de poursuite est de diminuer l'effet de l'observation du bruit sur la mesure.

III.5. Le filtre $\alpha\beta$

Le traqueur $\alpha\beta$ produit, sur la base de la n ème observation, des estimations lissées pour la position et la vitesse, et une position prévue pour la $(n+1)$ ème observation. La figure 14 montre une implémentation de ce filtre. Notez que les indices “p” et “s” sont utilisés pour indiquer, respectivement, les valeurs prédites et lissées. Le filtre $\alpha\beta$ peut suivre une rampe d'entrée (vitesse constante) sans les erreurs d'état. Toutefois, une erreur d'état stable s'accumule lorsque l'accélération est présente dans l'entrée. Un lissage est effectué pour réduire les erreurs dans la position prévue en ajoutant une différence pondérée entre les valeurs mesurées et les valeurs prédites à la position prédite, comme suit:

$$x_s(n) = x(n|n) = x_p(n) + \alpha(x_0(n) - x_p(n)) \quad (\text{III.9})$$

$$\dot{x}_s(n) = \dot{x}'(n|n) = \dot{x}_s(n-1) + \frac{\beta}{T}(x_0(n) - x_p(n)) \quad (\text{III.10})$$

x_0 est la position des échantillons d'entrée. La position prédite est donnée par:

$$x_p(n) = x_s(n|n-1) = x_s(n-1) + T\dot{x}_s(n-1) \quad (\text{III.11})$$

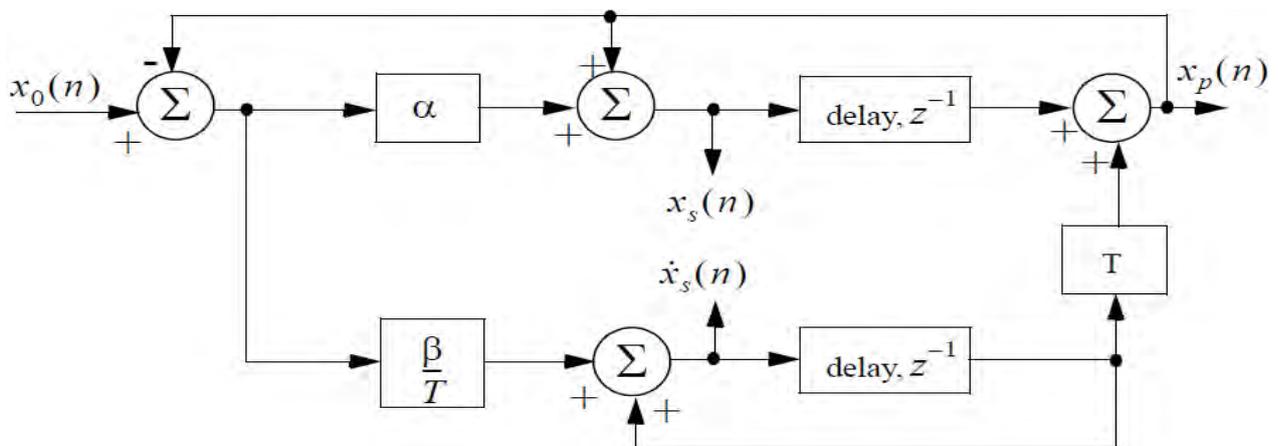


Figure 14 : Une mise en œuvre d'un traqueur $\alpha\beta$ [19].

III.6. Critères pour le choix des coefficients des filtres $\alpha\beta$ et $\alpha\beta\gamma$

Le problème majeur dans l'utilisation du filtre $\alpha\beta$ ou $\alpha\beta\gamma$ pour la poursuite d'une cible manœuvrant ou non-manœuvrant est de déterminer les coefficients optimaux du gain d'adaptation α , β et γ tout en assurant la stabilité du filtre.

La relation fonctionnelle entre α et β a été établie en 1962 par BENEDICT et BORDNER, d'où le nom de la relation (BENEDICT-BORDNER). Cependant, la performance de manœuvrabilité du filtre dépend fortement du choix des paramètres α et β [23].

$$\beta = \frac{\alpha^2}{2 - \alpha} \quad \text{(III.12)}$$

Le filtre $\alpha\beta$ est stable si ses coefficients vérifient les conditions suivantes [23]:

$$0 < \alpha < 1 \quad \text{et} \quad \alpha = \sqrt{2\beta} - \frac{\beta}{2} \quad \text{(III.13)}$$

Le double objectif du traqueur $\alpha\beta$ peut-être décrit comme suit :

1. Le traqueur doit réduire au maximum le bruit de mesure.
2. Le filtre doit être capable de suivre des cibles en mouvement, avec le moins de résidus (erreur de poursuite) possible.

Une autre sous-classe importante du traqueur $\alpha\beta$ est le filtre à amortissement critique, souvent appelé filtre à mémoire d'évanouissement [19]. Dans ce cas, les coefficients du filtre sont choisis sur la base d'un facteur de lissage ξ , où $0 \leq \xi \leq 1$ et les coefficients de gain sont donnés par :

$$\alpha = 1 - \xi^2 \quad \text{et} \quad \beta = (1 - \xi)^2 \quad \text{(III.14)}$$

III.7. Le filtre $\alpha\beta\gamma$

Le traqueur $\alpha\beta\gamma$ produit, pour la n ème observation, des estimations lissées de la position, la vitesse et l'accélération. Il produit également la position et la vitesse prédites pour la $(n+1)$ ème observation. La figure 15 illustre une implémentation du traqueur $\alpha\beta\gamma$. Le traqueur $\alpha\beta\gamma$ suivra une entrée dont l'accélération est constante sans aucune erreur de régime permanent. Là encore, afin de réduire l'erreur à la sortie du traqueur, une différence pondérée entre les valeurs mesurées et prédites est utilisée pour estimer la position, la vitesse et l'accélération lissées comme suit :

$$\hat{x}_s(n) = x_p(n) + \alpha(x_0(n) - x_p(n)) \quad \text{(III.15)}$$

$$\dot{\hat{x}}_s(n) = \dot{x}_s(n-1) + T \ddot{x}_s(n-1) + \frac{\beta}{T}(x_0(n) - x_p(n)) \quad \text{(III.16)}$$

$$\ddot{x}_s(n) = \ddot{x}_s(n-1) + \frac{2\gamma}{T^2}(x_0(n) - x_p(n)) \quad (\text{III.17})$$

$$x_p(n+1) = x_s(n) + T \dot{x}_s(n) + \frac{T^2}{2} \ddot{x}_s(n) \quad (\text{III.18})$$

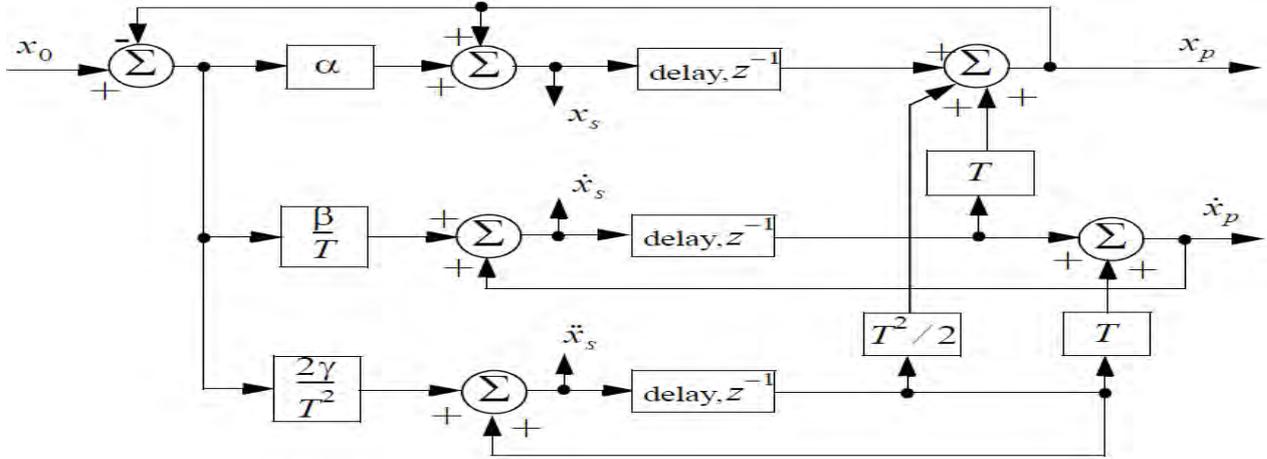


Figure 15 : Une mise en œuvre pour un traqueur $\alpha\beta\gamma$ [19].

L'extension de la relation (III.12) au filtre $\alpha\beta\gamma$, a été faite par Simlson en 1963 [23] :

$$2\beta = \alpha \left(\alpha + \beta + \frac{\gamma}{2} \right) \quad (\text{III.19})$$

Neal et Benedict en 1967 [23] ont ajouté une autre relation aux conditions précédentes pour assurer la stabilité du filtre $\alpha\beta\gamma$. Cette relation est :

$$\gamma = \frac{\beta^2}{\alpha} \quad (\text{III.20})$$

Les coefficients des gains α , β et γ ne peuvent pas être choisis indépendamment [23].

Pour $\gamma = 0$ on a donc un filtre à amortissement critique, les coefficients de gain sont :

$$\alpha = 1 - \xi^3 \text{ et } \beta = 1.5 (1 - \xi^2) (1 - \xi) = 1.5 (1 - \xi)^2 (1 + \xi), \gamma = (1 - \xi)^3. \quad (\text{III.21})$$

Notez qu'un lissage important a lieu lorsque $\xi \rightarrow 1$, alors que $\xi = 0$ signifie pas de lissage.

Nous avons implémenté le filtre $\alpha\beta\gamma$ sous la forme de la fonction **ghk_tracker.m** en régime permanent. La syntaxe d'utilisation est la suivante : **[résidu, estimation] = ghk_tracker (X0, smooconf, inp, npts, T, nvar)** et les paramètres utilisés sont décrits dans le tableau.

Tableau I : Les paramètres des filtres $\alpha\beta$ et $\alpha\beta\gamma$

Symbole	Description	Statut
X0	vecteur d'état initial	En entrée
smoocof	coefficient de lissage souhaité	En entrée
inp	une série de mesures de la position	En entrée
npts	nombre de points en position d'entrée	En entrée
T	intervalle d'échantillonnage	En entrée
nvar	la variance du bruit souhaitée	En entrée
résiduel	tableau d'erreur de position (résidu)	En sortie
estimation	l'ensemble des positions prévues	En sortie

[résidu, estimation] = ghk_tracker1 (X0, smoocof, inp, npts, T)

Pour illustrer la manière d'utiliser les fonctions ghk_tracker.m et ghk_tracker1.m, on peut se référer aux entrées présentées dans les **figures 16** et **17**. La **figure 16** suppose une entrée avec une manœuvre paresseuse, tandis que la **figure 17** suppose un cas de manœuvre agressive. Les **figures 18, 19, 20** et **21** montrent l'erreur résiduelle et la position prédite correspondant à la **figure 16** pour deux cas : un lissage important et un lissage faible avec et sans bruit. Le bruit est un gaussien blanc avec une moyenne nulle et une variance de $\sigma_v^2 = 0.05$ qui est la valeur standard. Le filtre est méthode récursive pour l'estimation de l'état d'un système linéaire. Ils sont sous optimaux au sens de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne pour les systèmes linéaires affectés par des bruits additifs blancs gaussiens. Les **figures 22** et **24** montrent l'erreur résiduelle et la position prédite correspondant à la **figure 17** avec et sans bruit. Les fonctions ghk_tracker.m et ghk_tracker1.m sont respectivement les fonctions avec et sans lissage. Pour utiliser les codes ci-dessous, on peut alterner les fonctions selon le type de lissage.

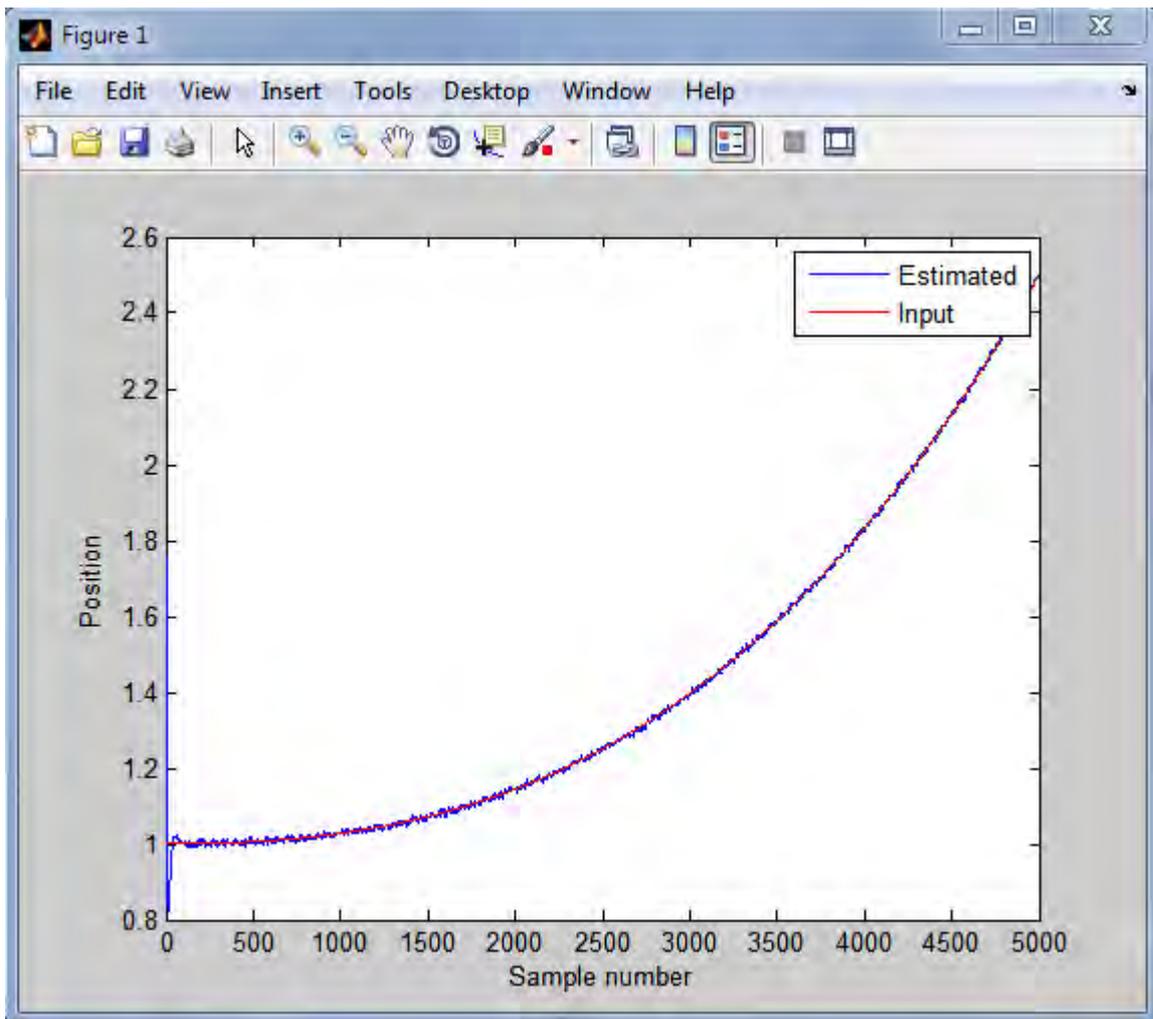


Figure 16 : *Position (données vraies) : manœuvres paresseuses.*

Dans cette figure, le nombre d'échantillonnage est représenté en abscisse et la position de la cible en ordonnée. La courbe en bleu montre l'estimation de la position de la cible tandis que la courbe en rouge génère la séquence d'entrée des données vraies de la position. Cette figure représente une manœuvre paresseuse. Elle passe par plusieurs points de référence importants et nécessite un temps assez long. Le temps de corrélation peut varier de 0 à 60 secondes pour ce type de manœuvre. On observe de légères turbulences atmosphériques.

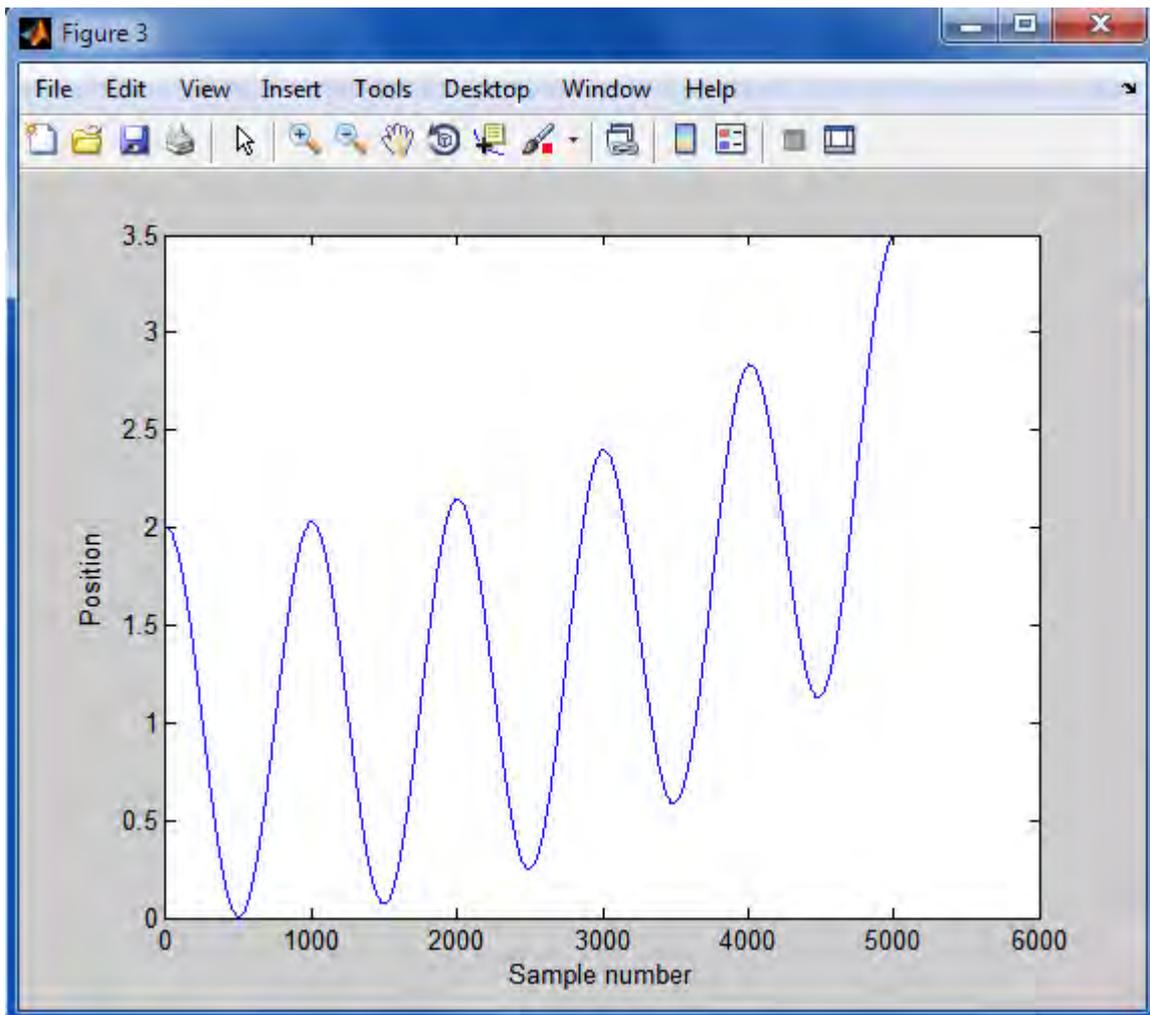


Figure 17 : *Position (données réelles) : manœuvre agressive.*

La manœuvre agressive est un combat utile ou un moyen d'éviter les obstacles manœuvre, permettant un changement rapide de direction de vol. Elle est sévère, intensive et rapide. Elle implique l'abandon temporel des conditions de fonctionnement stables. Elle peut être traduite par un problème de contrôle du temps minimum. Le temps de corrélation de l'accélération est dû à la manœuvre de la cible ou aux turbulences atmosphériques. Le temps de corrélation peut varier de 0 à 10 secondes pour les manœuvres agresses. Les erreurs sont minimales sur la trajectoire.

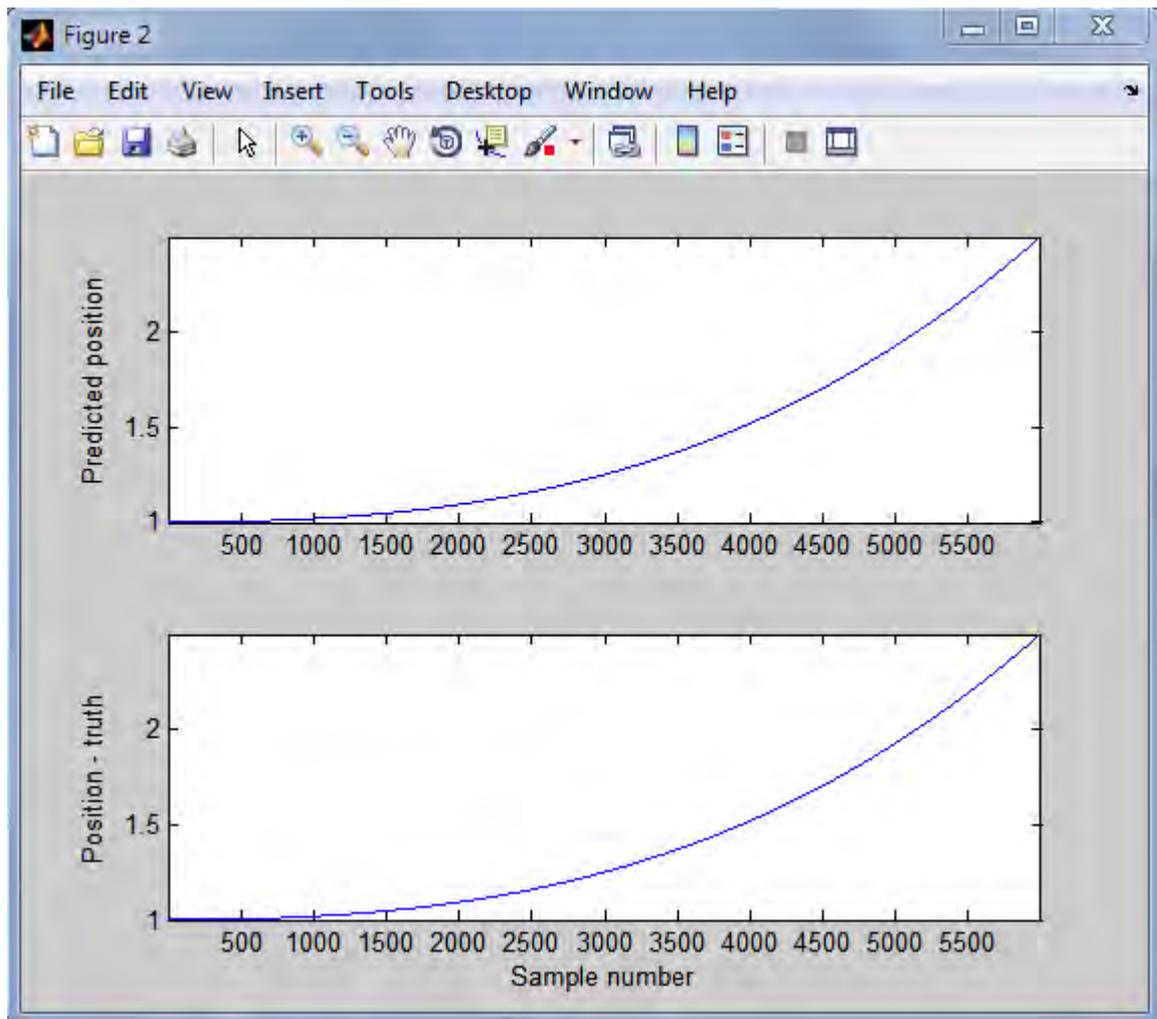


Figure 18 : *Positions prédite et position réelle.*

Les positions prédites et réelles ici présentées sont identiques, c'est-à-dire qu'elles ont la même allure. Le bruit est absent. Les coefficients de gains sont importants car le coefficient de lissage est faible $\xi = 0.1$; cela traduit la bonne qualité du signal à l'aide du filtre $\alpha\beta\gamma$.

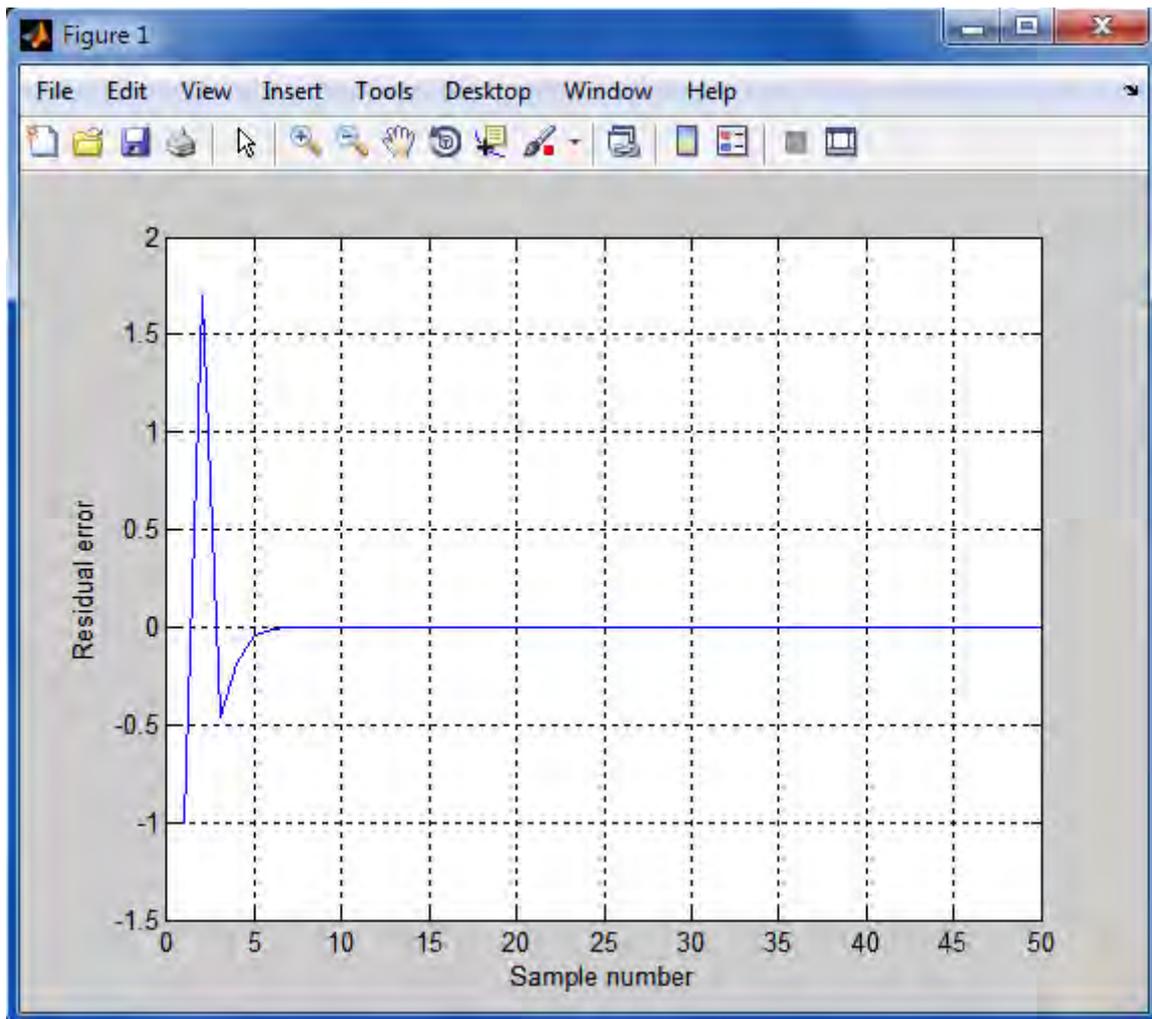


Figure 19 : *Position résiduelle (erreur).*

Cette figure montre l'erreur résiduelle de la cible par rapport au nombre d'échantillonnage. Les erreurs de suivi se situent sur l'intervalle $[0, 6]$, donc un retard de cinq itérations. Il n'y a pas de bruit. Le coefficient de lissage est faible. Les coefficients de gain sont importants. De ce fait, l'erreur se résorbe assez rapidement pour atteindre zéro.

Cependant, dans le cas où les coefficients de gain sont petits et le coefficient de lissage important, en absence du bruit, l'erreur met du temps à se stabiliser. Ceci est dû à la faiblesse des coefficients de gain.

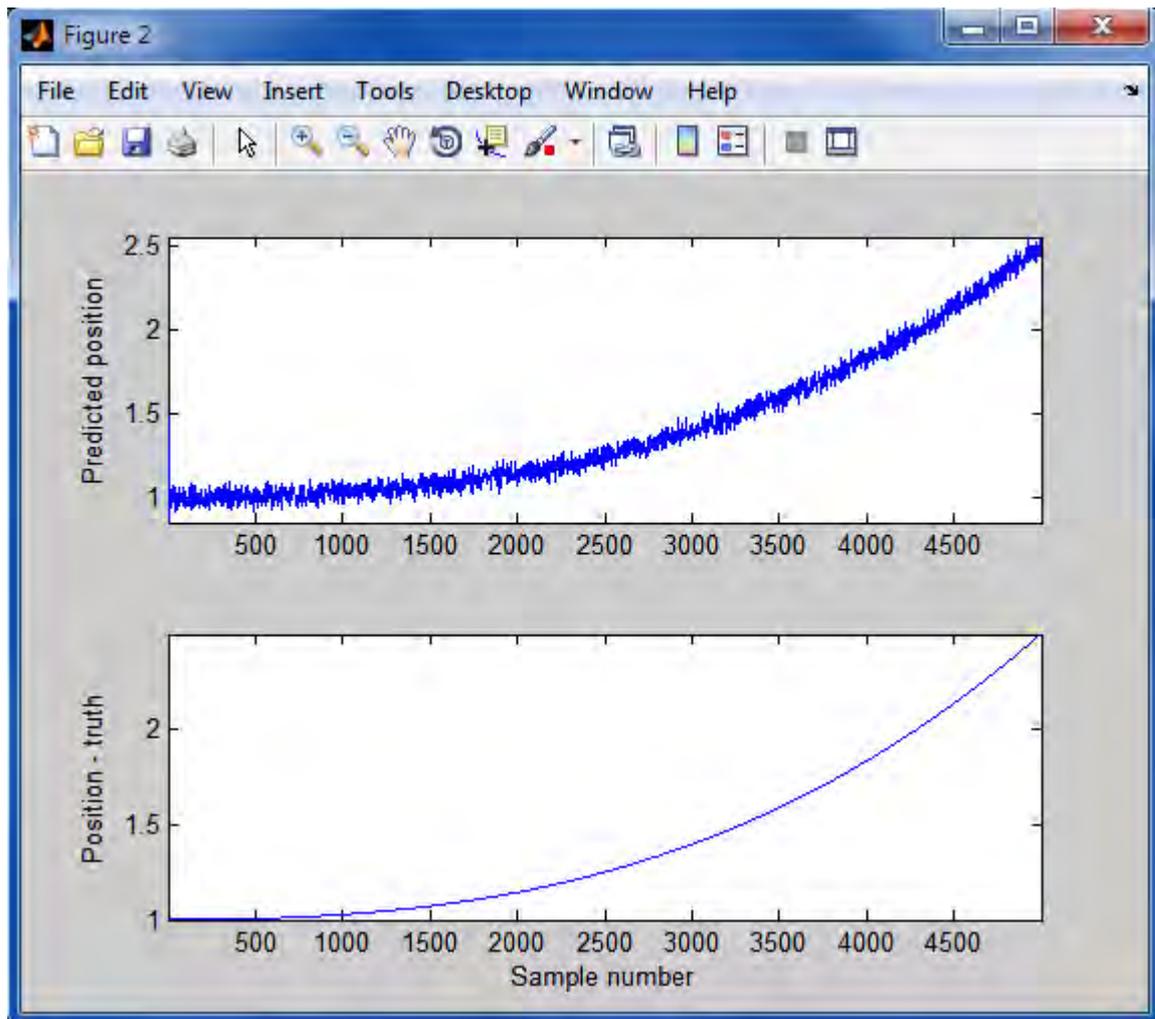


Figure 20 : *Position prédite et position réelle.*

Ce schéma montre la position prédite qui nous permet de dire l'emplacement futur de la cible et la position vraie de la cible le long de sa trajectoire. Nous observons beaucoup d'erreur de suivi sur la position prédite et cela est dû à la présence du bruit. Mais avec un petit coefficient de lissage $\xi = 0.1$ et de coefficients de gain importants, on retrouve la position vraie de la cible. Ces résultats montrent que le filtre tend vers les bonnes valeurs. Ce qui traduit la bonne qualité du signal.

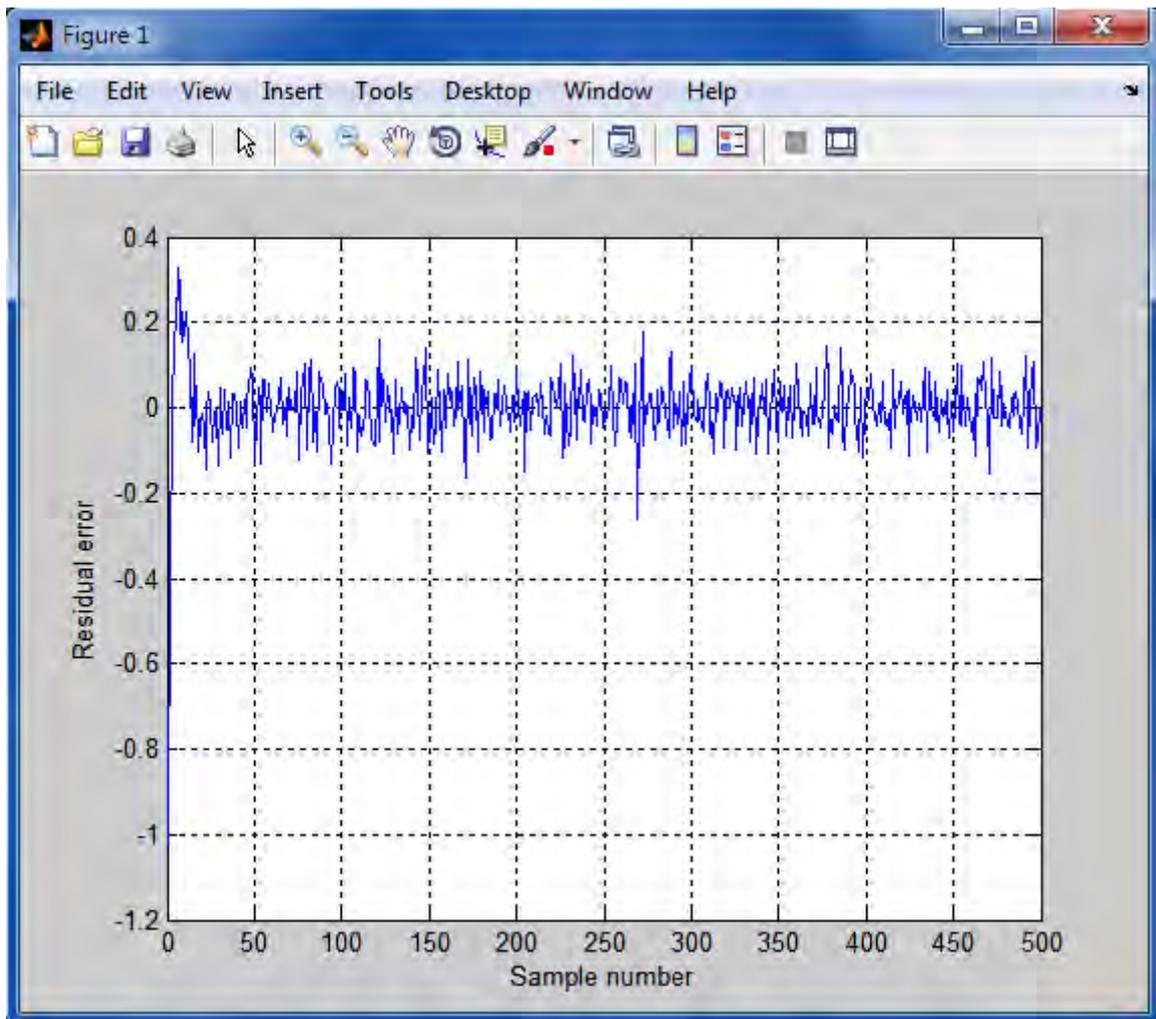


Figure 21 : *Position résiduelle (erreur).*

Cet aspect désigne l'erreur résiduelle de la cible le long de sa trajectoire avec de faibles amplitudes qui sont proches de zéro. Nous avons noté une fluctuation sur un court intervalle et ensuite de petites variations. Le bruit est présent. La variation est due au bruit. Le coefficient de lissage est faible. Les coefficients de gain sont importants, et l'erreur se résorbe rapidement.

Même si le bruit est présent, le coefficient de lissage important $\xi = 0.9$ et les coefficients de gains petits, il est possible de retrouver le signal utile. Mais au niveau de l'erreur de suivi, on observe un retard de quelques itérations et l'erreur ne parvient pas à se stabiliser.

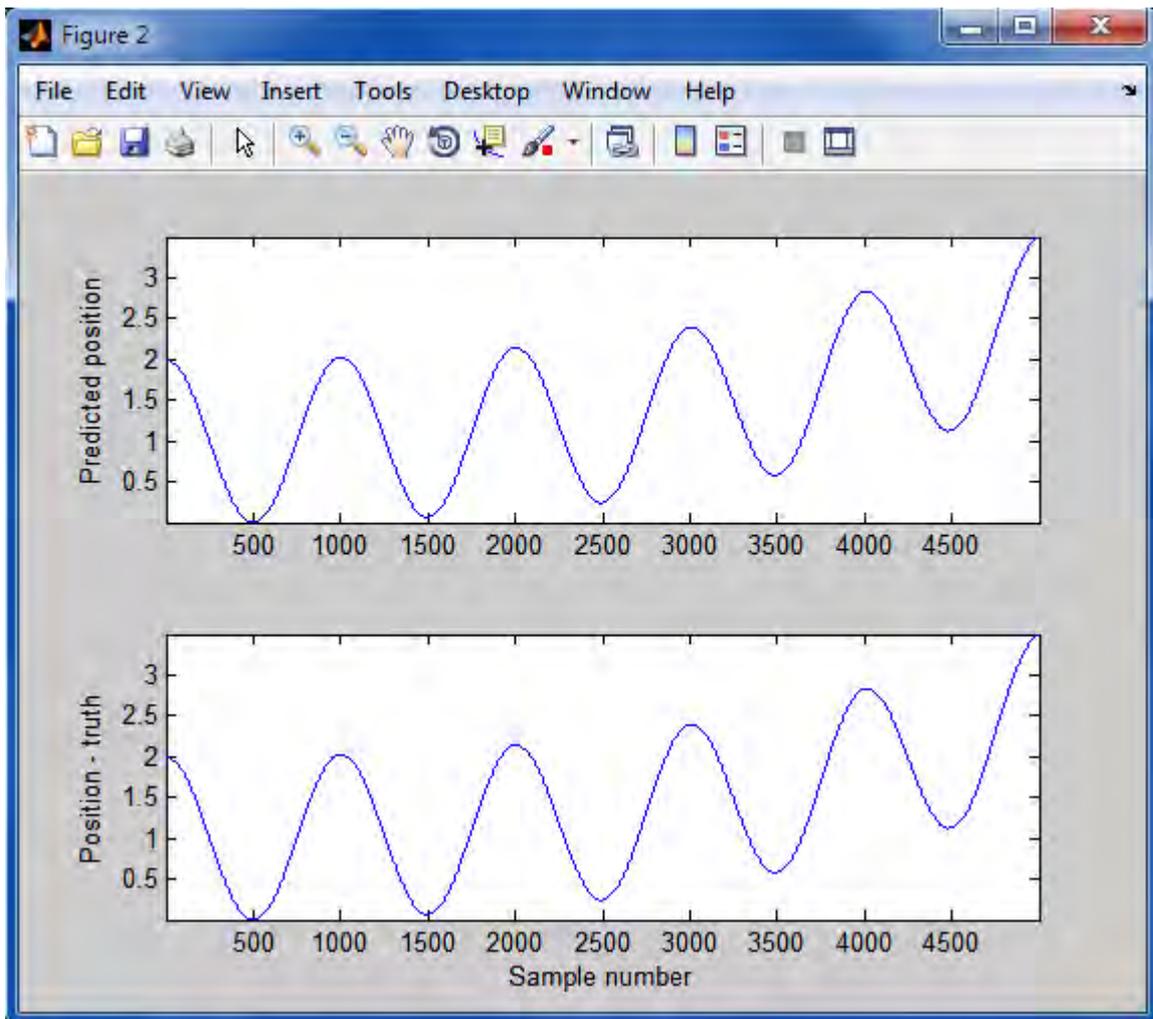


Figure 22 : *Position prédite et position réelle.*

Les positions réelles et prédites sont présentées dans la **figure 22**. Le bruit est présent. Le coefficient de lissage est petit $\xi = 0.1$. Les coefficients de gain sont importants. De ce fait l'emplacement futur de la cible et sa vraie position sont les mêmes durant le long de la trajectoire. D'après les résultats obtenus dans les figures nous remarquons que le filtre a donné de bons résultats, le signal de sortie (position prédite) suit l'allure du signal original (position vraie).

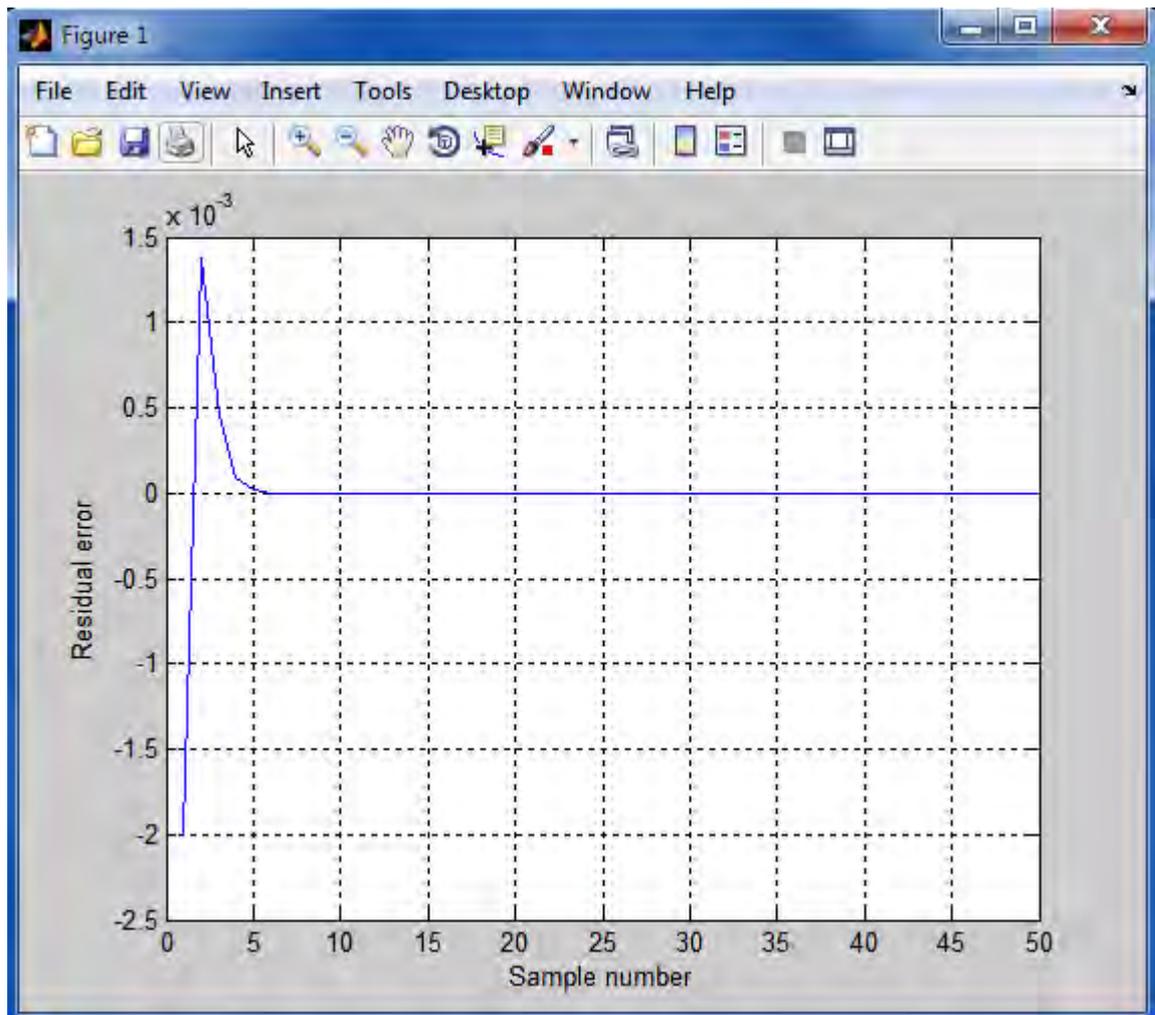


Figure 23 : *Position résiduelle (erreur).*

Cette figure illustre l'erreur de suivi avec une amplitude importante entre 0 et 5. Pas de bruit. Le coefficient de lissage est faible. Les coefficients de gain sont importants. L'erreur se résorbe rapidement. L'erreur a effectué un retard de 5 itérations avant de se stabiliser. Le filtre converge vers la solution.

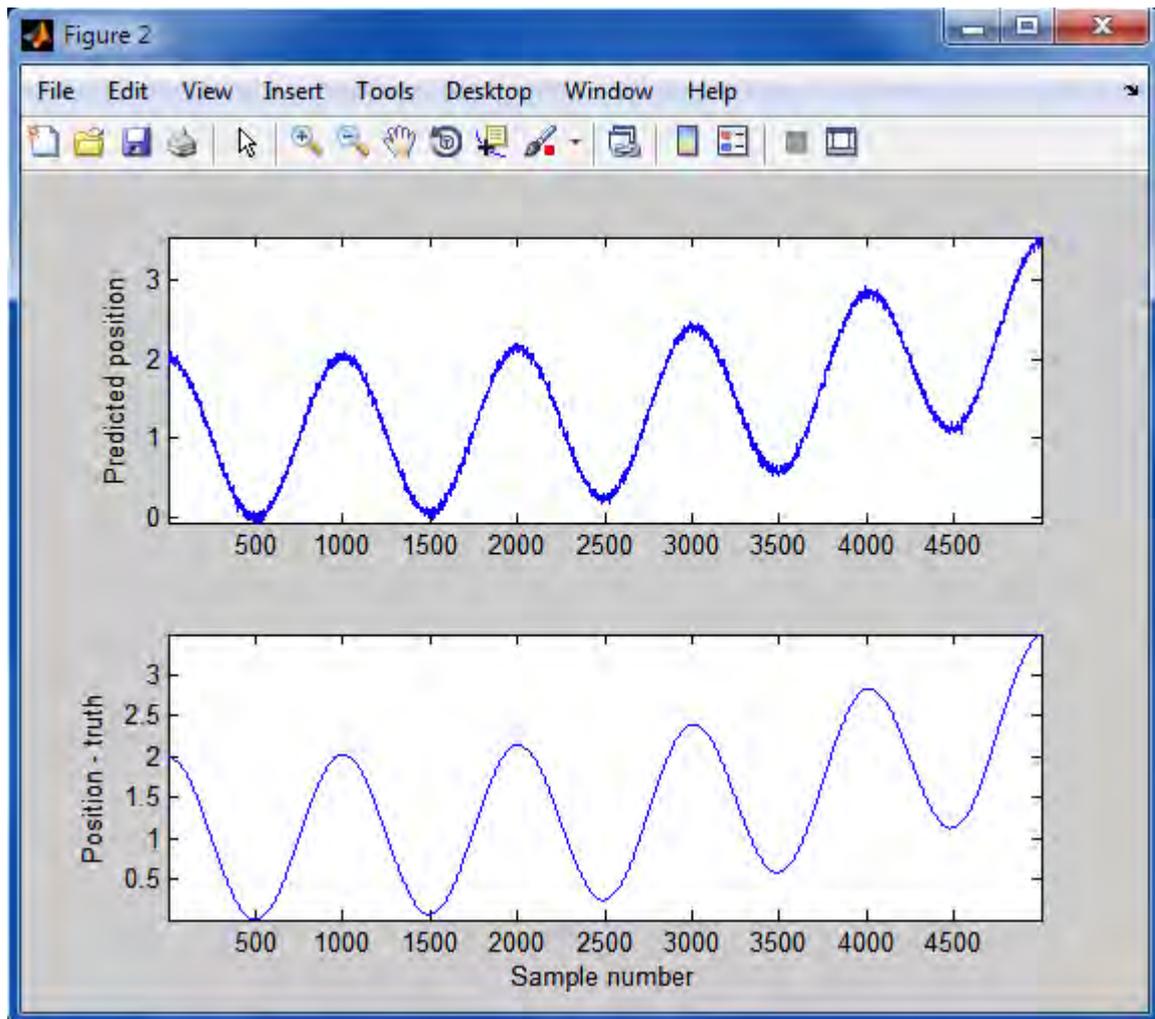


Figure 24 : *Position prédite et position réelle.*

Les deux courbes sont respectivement les vraies positions et les positions prédites de la cible. Elles ont la même allure mais en présence du bruit, nous observons les erreurs de suivi sur l'emplacement futur de l'objet. Les coefficients de gain sont faibles. Nous utilisons un coefficient de lissage important $\xi = 0.8$ pour retrouver la vraie position de l'objet. Selon les résultats illustrés ci-dessus, nous pouvons dire que le filtre a réussi à enlever le bruit. Nous avons obtenu le signal réel.

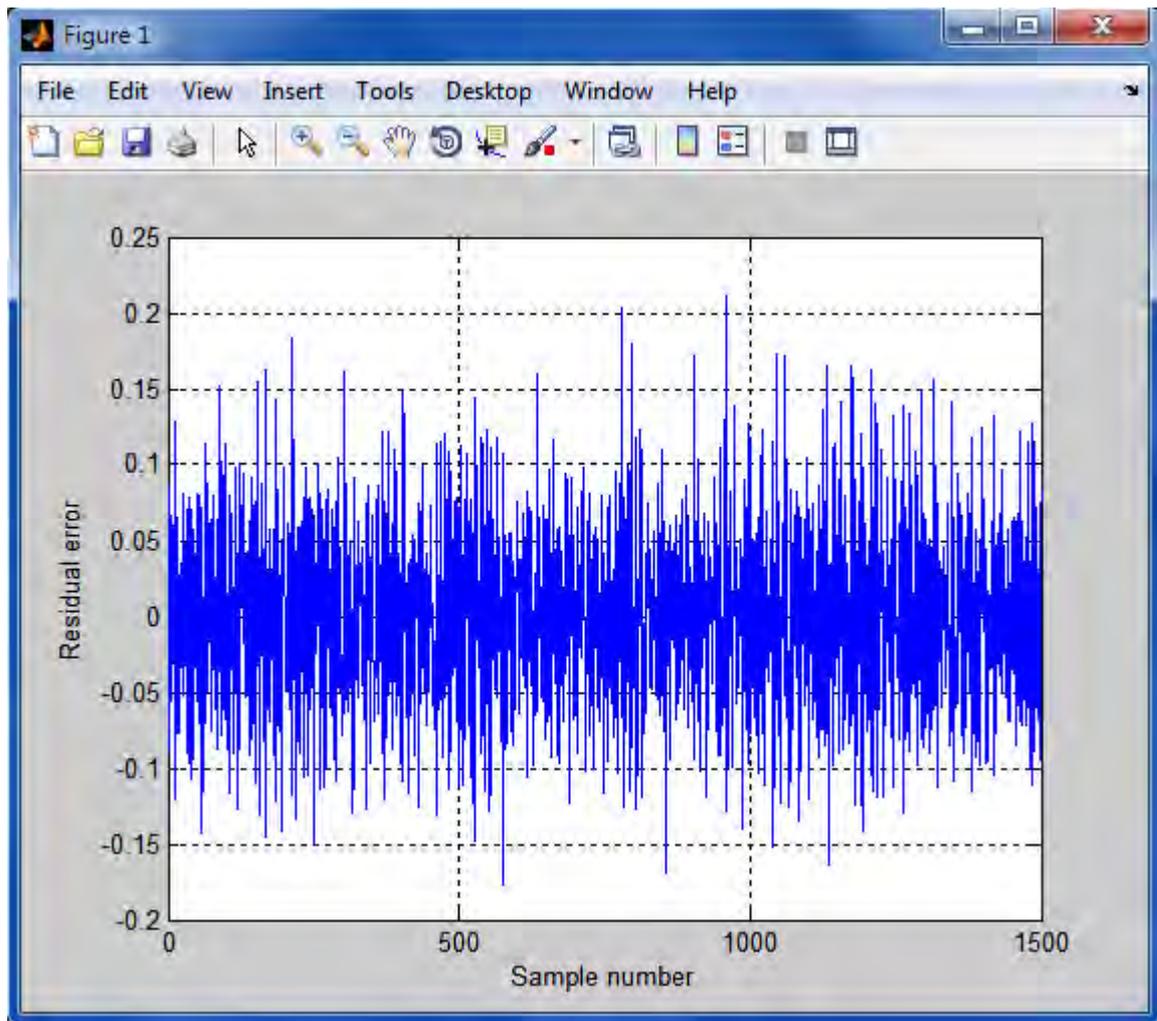


Figure 25 : *Position résiduelle (erreur).*

Cet aspect montre l'erreur résiduelle avec d'importantes variations. Les coefficients de gain sont faibles. Le bruit est présent. Il n'y a pas de lissage. L'erreur reste assez importante, cependant, sa moyenne se situe autour de zéro. La variation est due au bruit. Le résultat obtenu à travers le filtre montre que met du temps l'erreur met à se stabiliser.

Conclusion partielle

Nous pouvons retenir que si les coefficients de gain sont importants et le coefficient de lissage faible que ça soit en présence et en absence du bruit, nous obtenons un bon lissage. Mais nous avons l'inverse dans le cas où les coefficients de gain sont petits.

III.8. Le filtre de Kalman

Le filtre de Kalman est un estimateur linéaire qui minimise l'erreur quadratique moyenne tant que la dynamique de la cible est modélisée avec précision. Tous les autres filtres récurrents, tels que les filtres de Benedict-Bordner, sont des cas particuliers de la solution générale fournie par le filtre de Kalman pour le problème de l'estimation de la moyenne carrée. Il présente les avantages suivants [19] :

1. Les coefficients de gain sont calculés de manière dynamique. Cela signifie que le filtre même peut être utilisé pour une variété d'environnements de cibles en manœuvre.
2. Le calcul du gain du filtre de Kalman s'adapte aux différents historiques de détection, y compris les détections manquées.
3. Le filtre de Kalman fournit une mesure précise de la matrice de covariance. Cela permet une meilleure mise en œuvre des processus de contrôle et d'association.
4. Le filtre de Kalman permet de compenser partiellement les effets de mauvaise corrélation et de mauvaise association.

La figure 26 présente un schéma fonctionnel du filtre de Kalman [19]. Les équations du filtre de Kalman peuvent être déduites de cette figure.

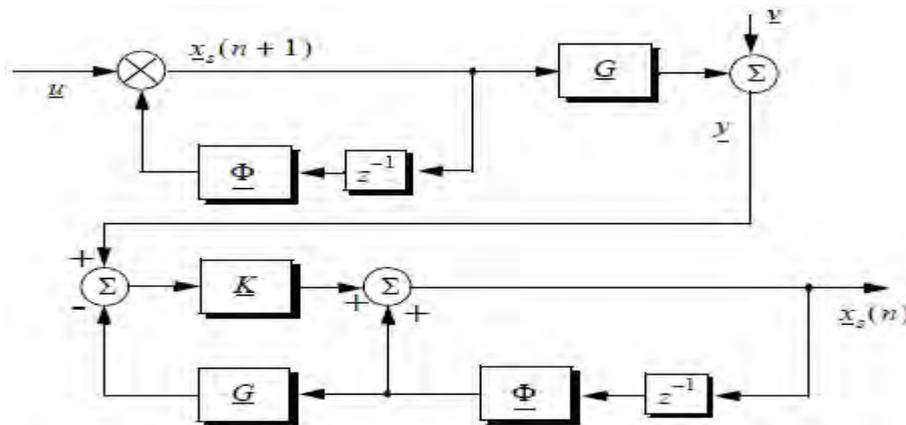


Figure 26 : Structure du filtre de Kalman.

L'équation de filtrage est :

$$\underline{x}(n|n) = \underline{x}_s(n) = \underline{x}(n|n-1) + K(n) [y(n) - \underline{G} \underline{x}(n|n-1)] \quad \text{(III.22)}$$

Le vecteur de mesure est : $\underline{y}(n) = \underline{G} \underline{x}(n) + \underline{v}(n)$. Où $\underline{v}(n)$ est la moyenne nulle, bruit blanc gaussien avec covariance R_c [19]:

$$\mathcal{R}_c = E \{ \underline{y}(n) \underline{y}^t(n) \} \quad \text{(III.23)}$$

III.8.1. Principe de fonctionnement du filtre de kalman

L'estimation optimale consiste à trouver la meilleure estimation de l'état en minimisant un critère qui est la variance de l'erreur d'estimation. Le filtrage de Kalman comporte deux phases distinctes : Prédiction et mise à jour.

La phase de **prédiction** utilise l'état estimé de l'instant précédent pour produire une estimation courante. Dans l'étape de **mise à jour**, les observations de l'instant courant sont utilisées pour corriger l'état prédit dans le but d'obtenir une estimation plus précise.

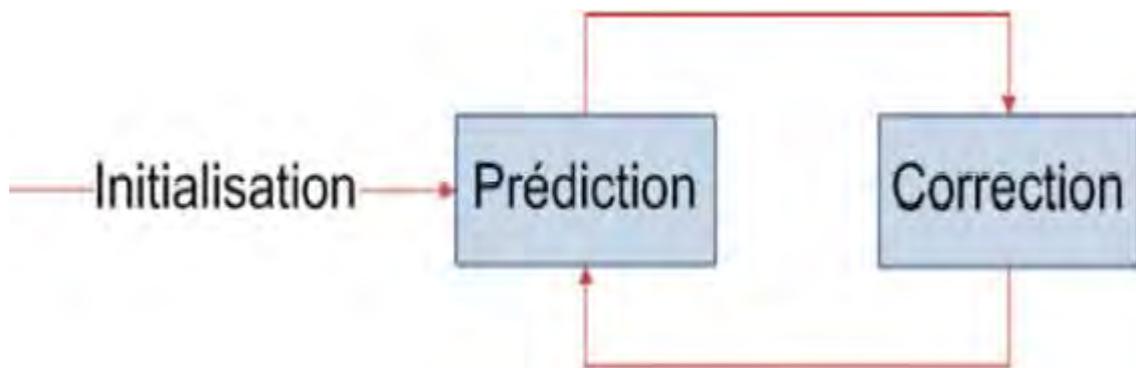


Figure 27 : Les phases du filtre de Kalman

III.8.2. Stabilité du filtre de Kalman

L'un des avantages du filtre de Kalman provient du fait que, pratiquement, son gain varie dans le temps. Cependant, pour des applications où le filtre, après un certain nombre d'itérations, atteint un état quasi-permanent, le gain est constant. La stabilité du filtre est alors liée aux racines du polynôme caractéristique et spécialement aux pôles qui annulent le dénominateur [24].

III.8.3. Le Singer $\alpha\beta\gamma$ - filtre de Kalman

Le filtre Singer est un cas particulier de Kalman où le filtre est régi par un modèle dynamique cible spécifié dont l'accélération est un processus aléatoire avec une fonction d'autocorrélation donnée par [19]:

$$E = \{\ddot{x}(t) \ddot{x}(t + t_1)\} = \sigma_a^2 e^{-\frac{|t|}{\tau_m}} \quad \text{(III.24)}$$

τ_m est le temps de corrélation de l'accélération due à la manœuvre de la cible ou aux turbulences atmosphériques. Le temps τ_m de corrélation peut varier de 10 secondes pour les manœuvres agressives à 60 secondes pour les manœuvres paresseuses. Deux cas limitatifs présentent un intérêt :

1. Le cas de l'intervalle d'échantillonnage court ($T \ll \tau_m$): Nous avons le filtre $\alpha\beta\gamma$ (accélération constante).
2. Le long intervalle d'échantillonnage ($T \gg \tau_m$). Cette condition représente le cas où l'accélération est un processus de bruit blanc. Les termes de corrélation croisée deviennent très petits. Dans ce cas les estimations de l'accélération ne sont plus disponibles et un modèle de filtre à deux états peut être utilisé pour remplacer le modèle à trois états.

Le filtre de Kalman et les filtres $\alpha\beta\gamma$ sont liés par la matrice de transition d'état appropriée $\underline{\Phi}$ et le vecteur de gain \underline{K} . La fonction MATLAB "**kalman_filter.m**" implémente un filtre d'état Singer- $\alpha\beta\gamma$ Kalman. La syntaxe est la suivante : **[résidu, estimation] = kalman_filter(npts, T, X0, inp, R, nvar)**

Tableau II : Les paramètres du filtre de Kalman.

Symbole	Description	Statut
Npts	nombre de points en position d'entrée	En entrée
T	Intervalle d'échantillonnage	En entrée
X0	Vecteur d'état initial	En entrée
Inp	tableau d'entrée	En entrée
R	variance du bruit voir Eq. (III.23)	En entrée
Nvar	variance du bruit à l'état souhaité	En entrée
résiduel	tableau des erreurs de position (résiduelles)	En sortie
estimation	l'ensemble des positions prévues	En sortie

Pour illustrer la manière d'utiliser les fonctions "kalman_filter.m", considérons les entrées indiquées dans les **figures 16** et **17**. Les **figures 28** et **29** montrent l'erreur résiduelle et la position prédite correspondant aux **figures 16** et **17**.

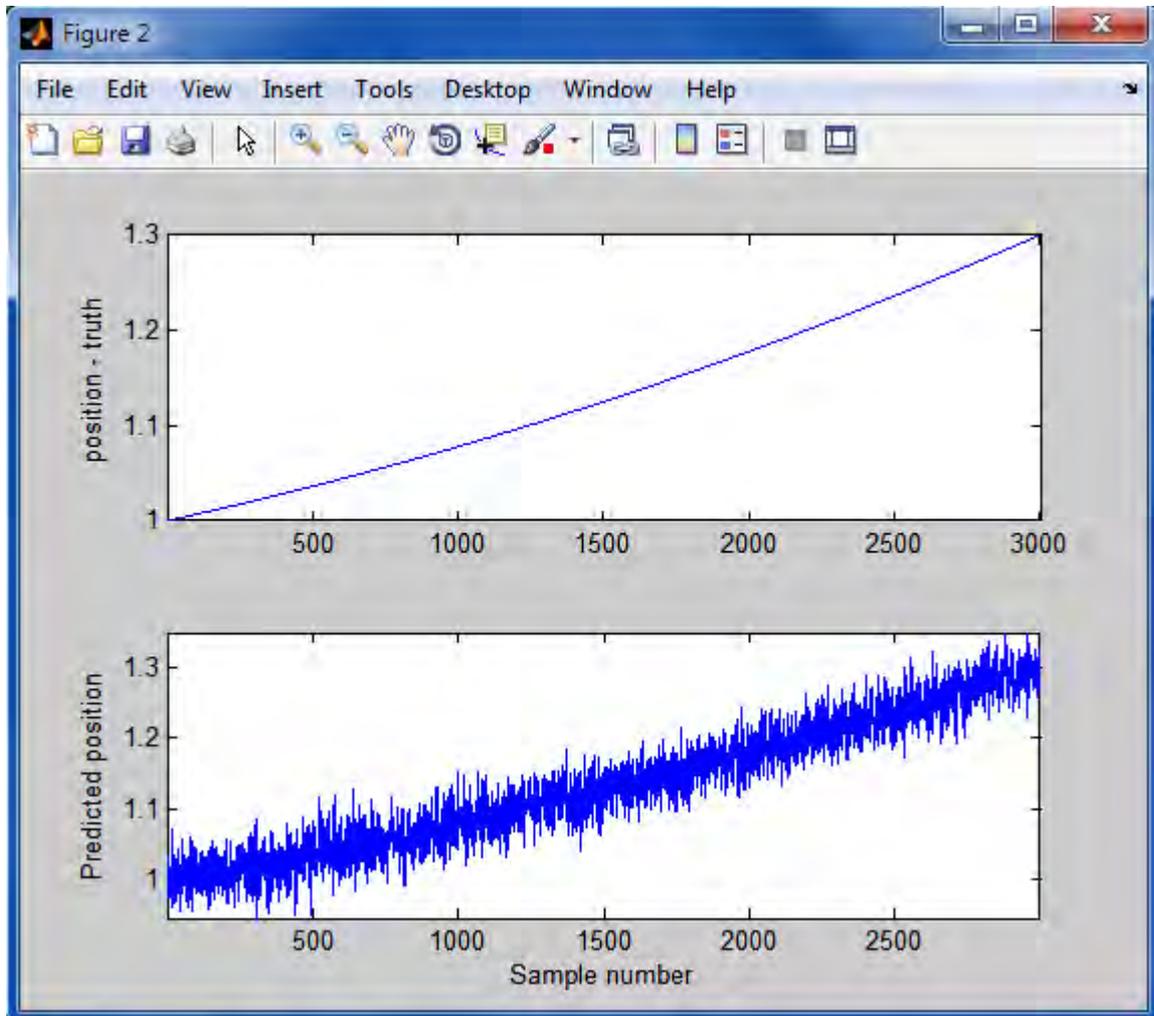


Figure 28 : Positions réelles et prédites. Manœuvres paresseuses.

Le filtre de Kalman est un algorithme qui estime l'état d'un système à partir de données mesurées. C'est un algorithme d'estimation optimal. L'algorithme du filtre est un processus en deux étapes : la première étape prédit l'état du système et la deuxième étape utilise des mesures bruyantes pour affiner l'estimation de l'état du système. Dans cette figure, nous avons les positions prédites et réelles. Au niveau de la position prédite, on note une variation intense sur la trajectoire. Cette variation représente les erreurs de position qui sont dues au bruit. À

l'aide du filtre de kalman, on retrouve les positions réelles de la cible. Le temps de corrélation est assez long : manœuvre paresseuse.

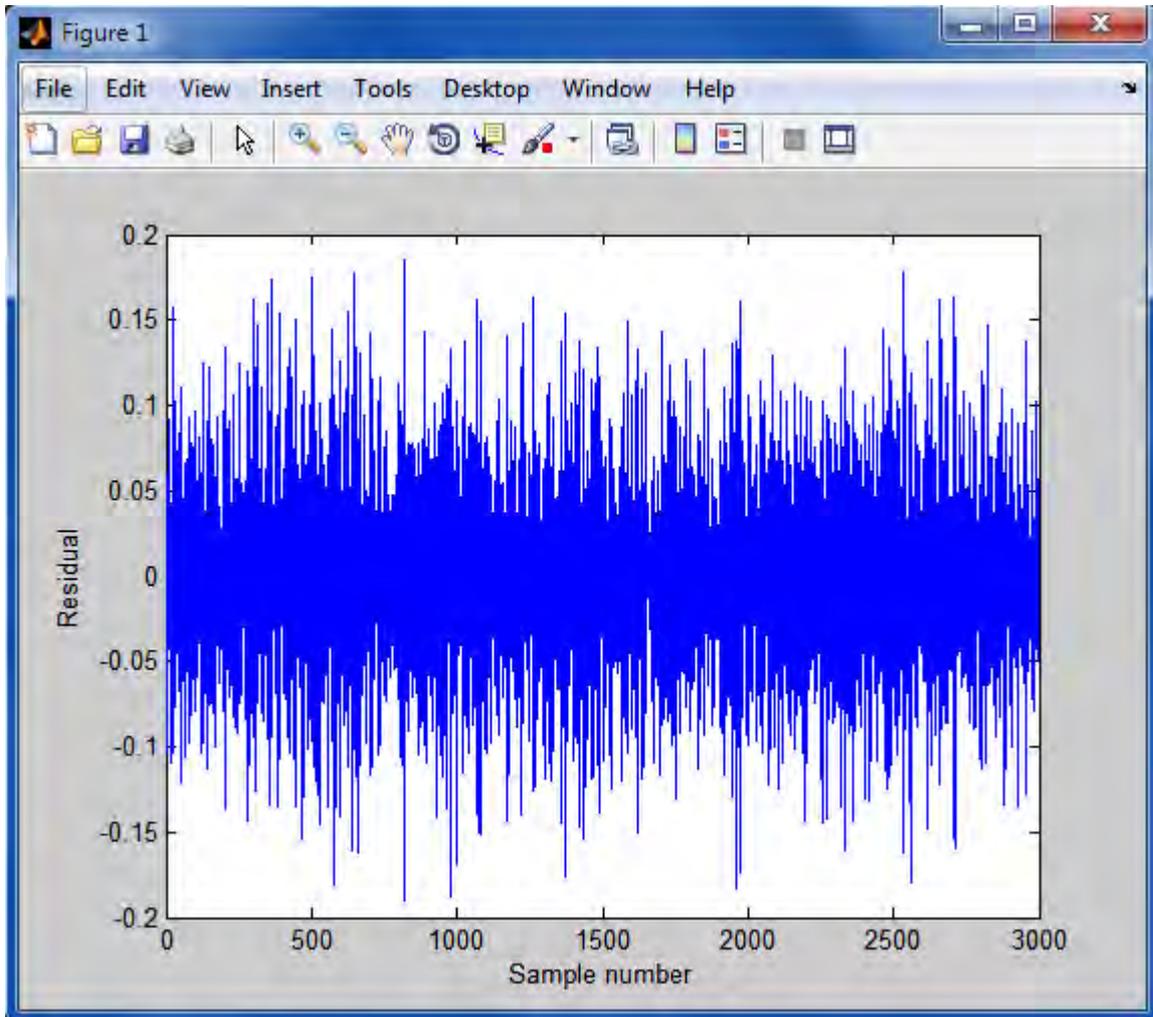


Figure 29 : Résidu correspondant à la **figure 28**.

Le schéma ici présent montre l'erreur résiduelle suivant le nombre d'échantillonnage. Le bruit est présent. La variation est due au bruit. L'erreur est importante, sa moyenne se situe au tour de zéro. Au bout de 3000 itérations, le filtre n'a pas trouvé la solution. L'erreur met du temps pour se stabiliser.

Dans le cas de la manœuvre agressive où il y'a la présence du bruit, on note des variations dues à ce dernier. Ces variations représentent les erreurs de suivi de la cible. L'utilisation du filtre de Kalman permet d'extraire le bruit pour retrouver l'information utile. Au niveau du résidu de la cible, on observe de petites variations serrées autour de zéro. Le bruit est présent. Le filtre de Kalman permet d'obtenir le signal désiré. L'erreur résiduelle est proche de zéro.

Dans cette partie, les entrées peuvent être initialisées ($x = 0$, $y = 0$, $z = 0$, Start_loc, R, Phi, P0,..) pour correspondre à l'un ou l'autre type de cible (avion et missile). Ainsi, lorsque vous cliquez sur le bouton "ResetMissile", les coordonnées initiales de détection x , y et z du missile sont chargées dans le champ "Lieu de départ". La vitesse de la cible correspondante est également chargée dans le champ "vitesse dans la direction x " du champ. Enfin, tous les autres champs associés au filtre de Kalman sont également chargés en utilisant les valeurs par défaut qui sont appropriées pour cette étude. L'objectif est de lancer le missile. Pour cela nous avons pris comme lieu de départ : $x = 10000$, $y = 0$ et $z = 2000$.

Les paramètres utilisés dans cette conception sont nombreux. Parmi lesquels nous pouvons :

Start_loc : emplacement de départ (lieu de départ) de la cible (m) ;

Xvelocite : vitesse de la cible dans la direction des x (m/s) ;

Yamplitude : amplitude de l'oscillation direction y (m) ;

Yperiode : période d'oscillation direction y (m) ;

Zamplitude : amplitude de l'oscillation en direction z (m) ;

Zperiode : période d'oscillation direction z (m) ;

Temps d'échantillonnage : longueur de l'intervalle de la trajectoire en seconde ;

Delta : temps entre les échantillons en secondes ;

Sigmaaz : écart-type d'erreur azimutale en radians ;

Sigmaael : écart-type d'erreur d'élévation en radians ;

Sigmarange : écart-type d'erreur de la plage (m).

Remarque : Toutes les coordonnées sont en coordonnées de référence radar.

R : la variance du bruit de mesure ;

nvar : la variance du bruit d'état ;

X0 : estimation initiale du vecteur d'état (m) ;

P0 : estimation initiale de la matrice de covariance (m, m/s) ;

Phi : matrice de transition d'état ;

R : erreur de mesure de la matrice de covariance (m) ;

Q : erreur d'état de la matrice de covariance (m, m/s).

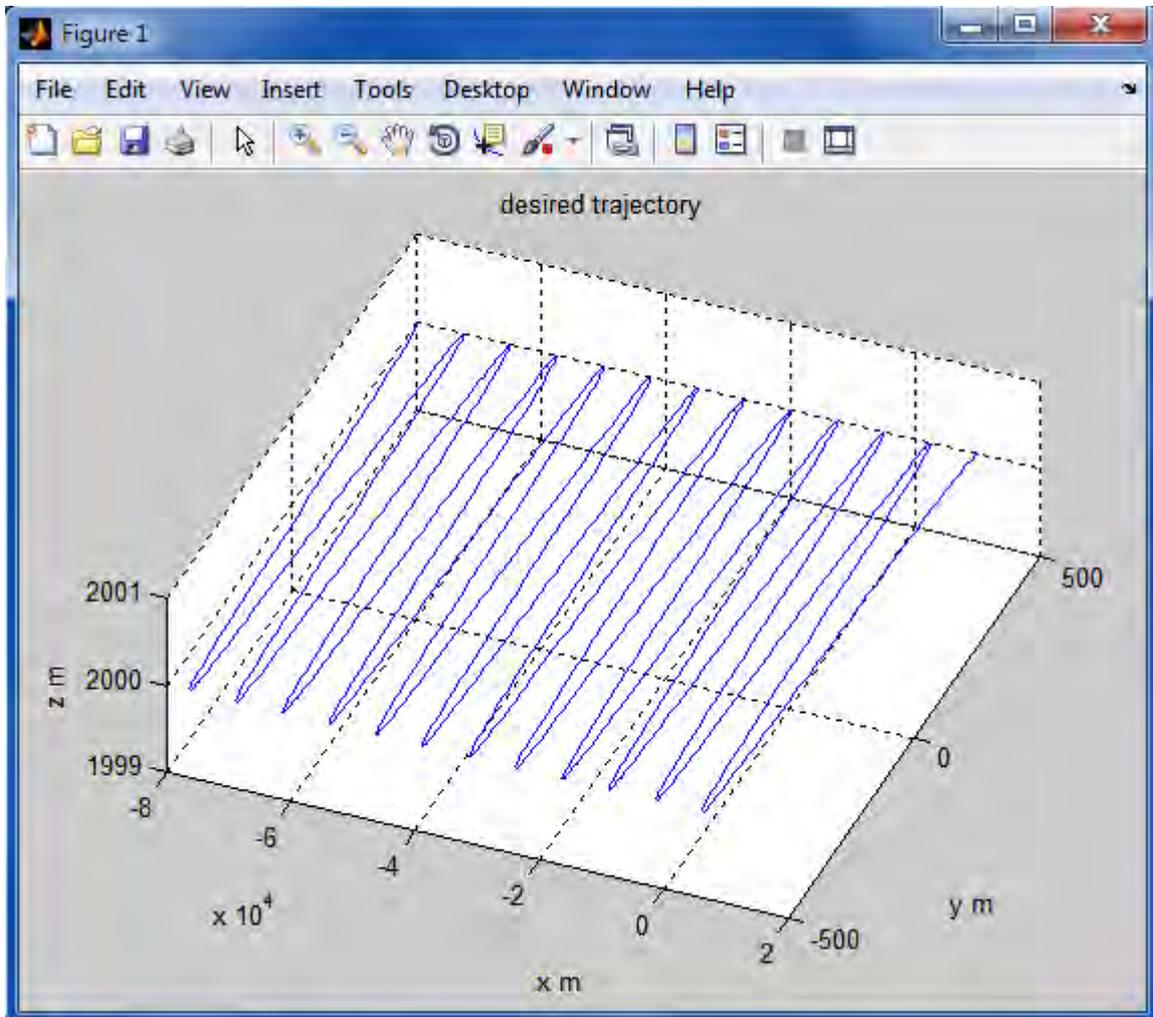


Figure 30 : *Trajectoire non corrompue du missile.*

Cette figure illustre la trajectoire du missile en trois dimensions. Elle désigne la trajectoire désirée de la cible ; le bruit est absent, donc la trajectoire n'est pas corrompue. Les erreurs des angles d'azimut et d'élévation sont respectivement 0.001 et 0.0001. Donc elles sont faibles.

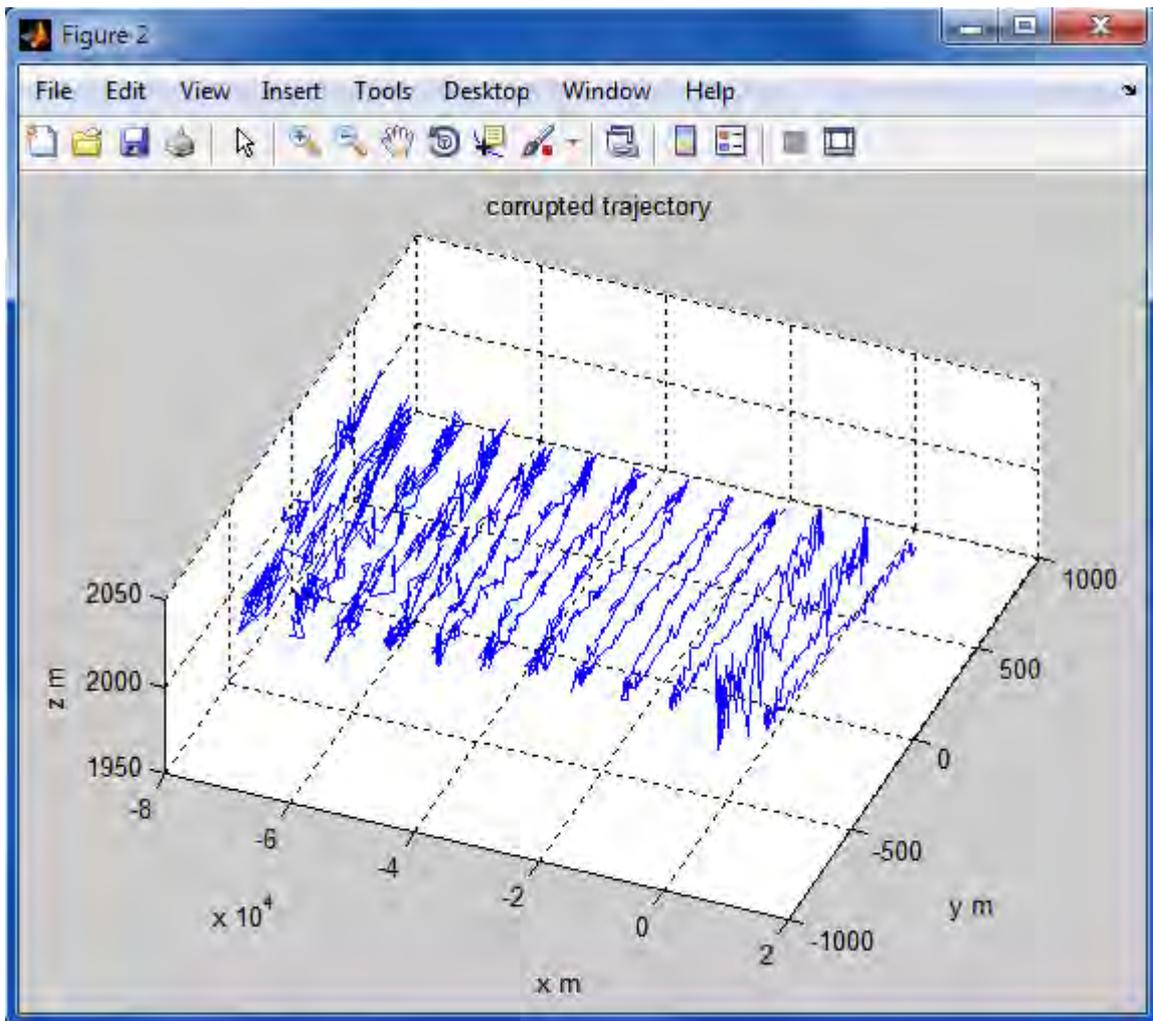


Figure 31 : *Trajectoire corrompue du missile.*

A partir de la trajectoire désirée (figure 30), nous avons ajouté du bruit blanc gaussien et aléatoire pour créer les erreurs de position de la cible. La variation est due au bruit. La trajectoire est corrompue. En conséquence, nous savons que les mesures radar donnent des résultats inexacts. Les informations sur la position du missile ne sont plus fiables : la trajectoire est altérée.

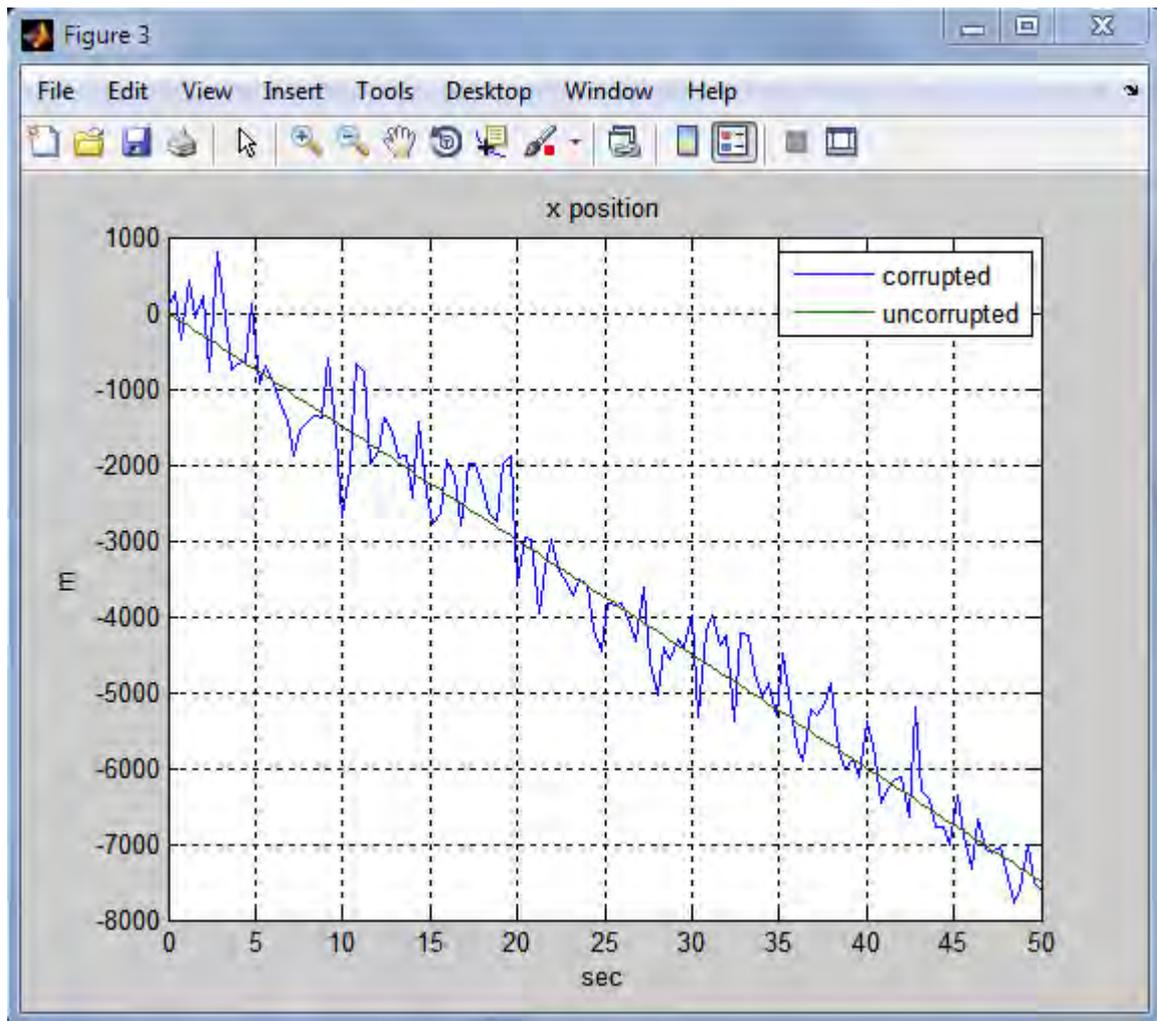


Figure 32 : Position 'x' du missile de 0 à 50 secondes.

Cette figure montre les trajectoires corrompues et non corrompues en position x. Le trajet en bleu représente la trajectoire altérée. On note des variations importantes de la trajectoire altérée tout au long de la trajectoire non corrompue. Ces variations sont causées par la présence de l'erreur de mesure de la matrice de covariance, la variance du bruit d'état et des erreurs d'azimut et d'élévation qui sont importantes. Les amplitudes et les périodes en "y" sont élevés par contre les amplitudes et les périodes en "z" sont nulles. Nous observons des erreurs de position dans l'intervalle de 0 à 50 secondes avec le lieu de départ qui est à 1000 mètres.

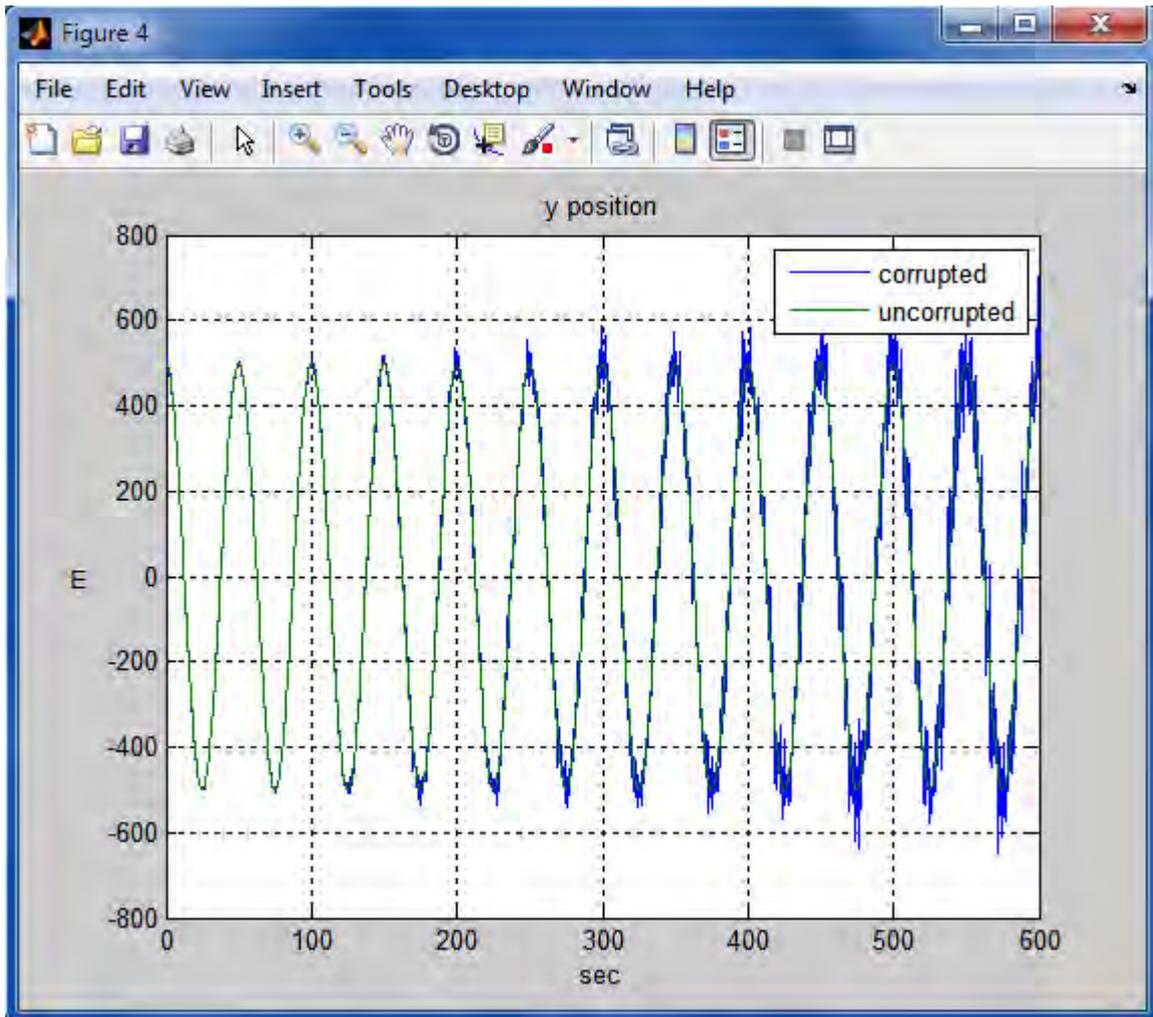


Figure 33 : *Position "y" du missile.*

Dans cette nous avons aussi la trajectoire altérée (bleue) et celle non corrompue (vert) en position z. Le bruit blanc gaussien, l'erreur sur la matrice de covariance et l'erreur sur la variance d'état sont présents. Les amplitudes en y sont élevées, de mêmes que les périodes. Les amplitudes augmentent au fur et à mesure tout au long de l'intervalle d'échantillonnage, et ont une altitude de 500 mètres autour de zéro. Nous notons la trajectoire altérée de 100 à 600 secondes.

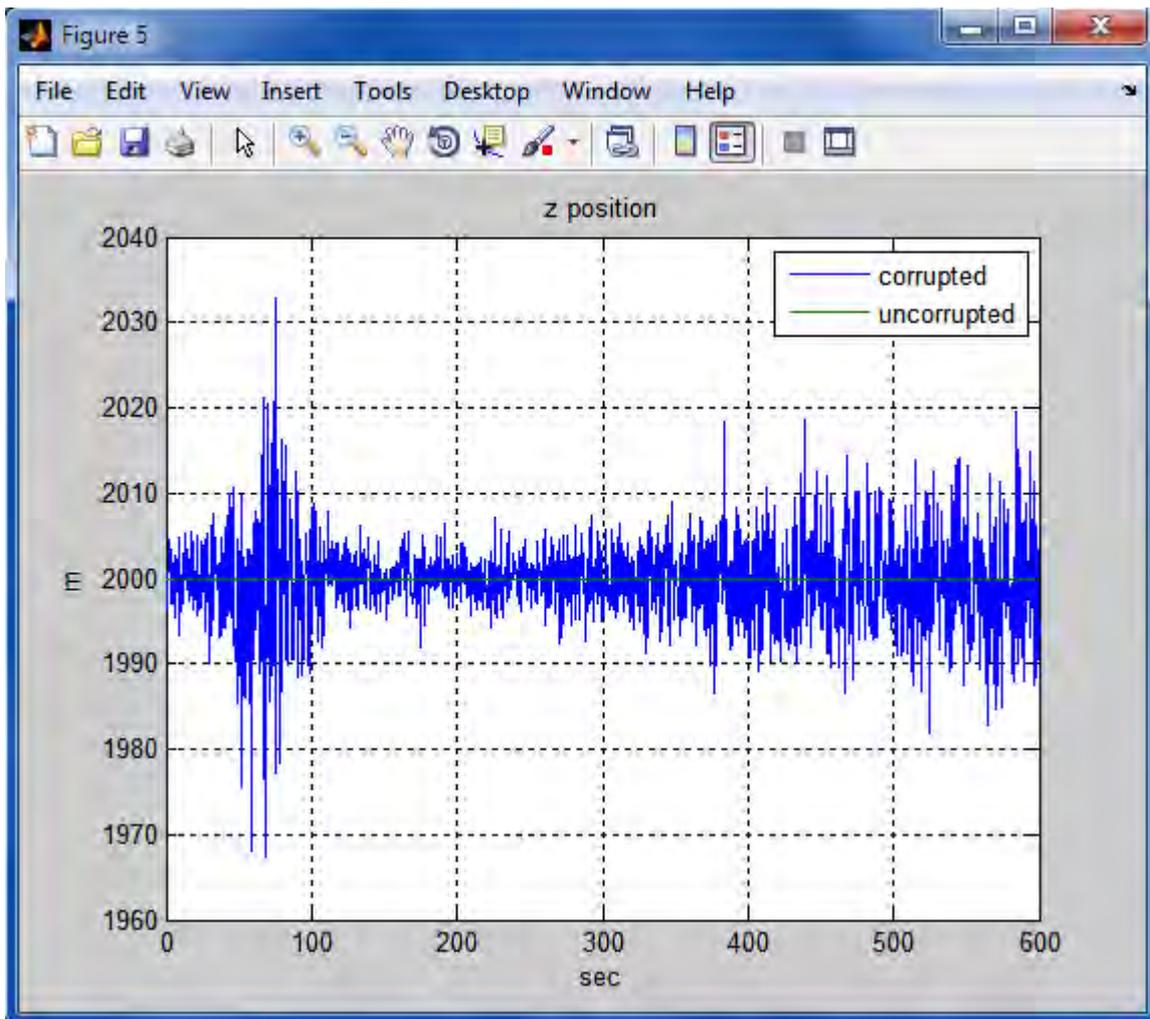


Figure 34 : Position "z" du missile.

Les bruits présents dans cette position sont les mêmes que celles dans les positions x et y. Ici, les amplitudes et les périodes en z sont nulles. Mais on note des variations intenses de la trajectoire altérée sur deux intervalles. D'abord entre 0 et 100 secondes, nous observons des variations qui ont une altitude de plus 30 mètres autour de la trajectoire non corrompue. Ensuite de 100 à 300 secondes, les variations sont minimales. Et enfin entre 300 et 600 secondes, les changements de position de la cible sont moyens. L'erreur met du temps à se stabiliser. Nous rappelons que le lieu de départ de la cible au niveau de la position z se trouve à 2000 mètres. La figure 34 montre que l'erreur d'estimation d'état est plus importante après l'étape de séparation (environ 50 à 110 secondes) et pendant le suivi final, où le capteur radar absorbe beaucoup de bruit en raison de la proximité de la surface de la terre.

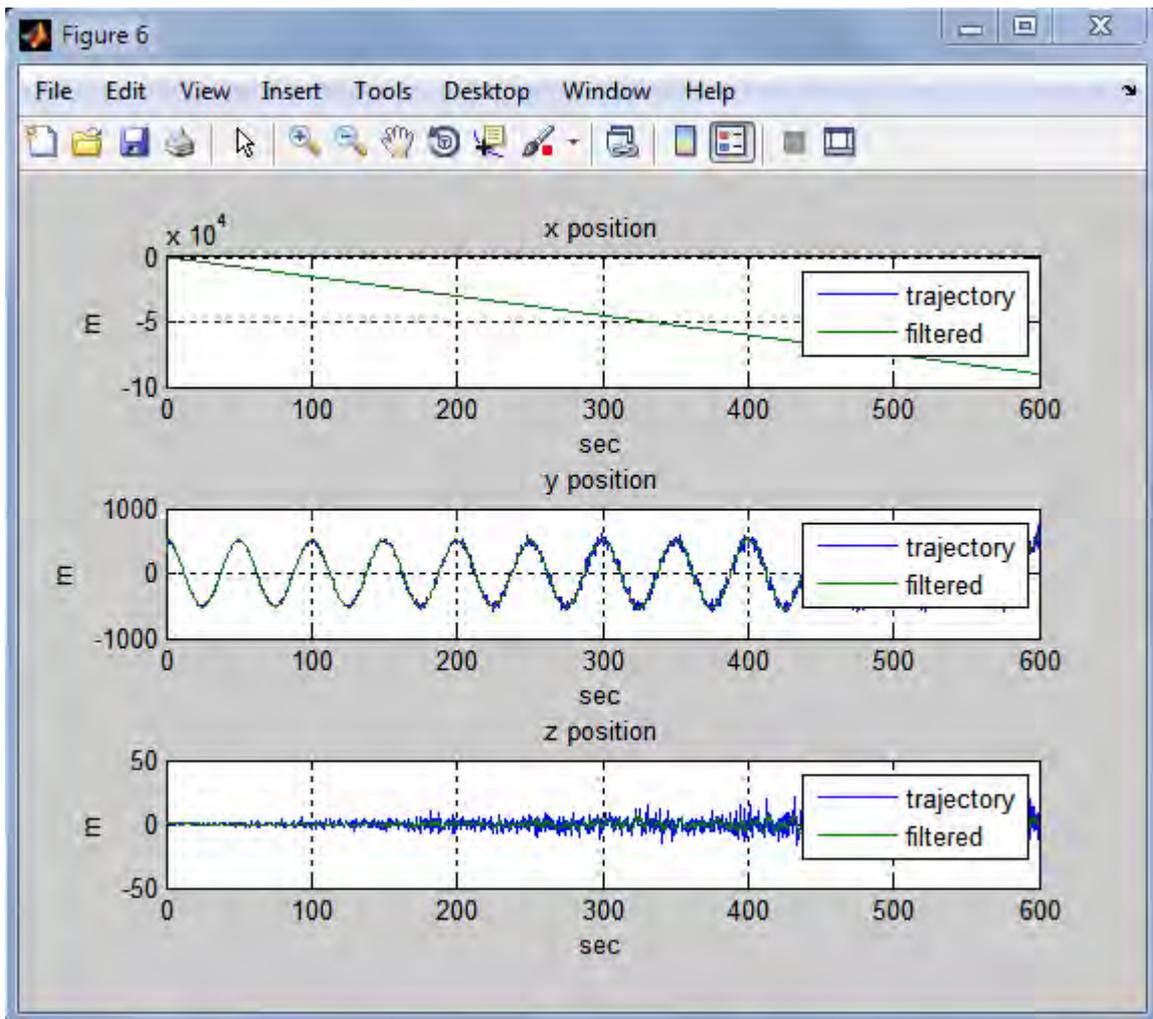


Figure 35 : *Trajectoire du missile et trajectoire filtrée.*

Dans cette figure, nous avons la trajectoire du missile (bleu) et la trajectoire filtrée (vert) dans les différentes positions x, y et z. En x, les trajectoires sont identiques. L'erreur s'est stabilisée rapidement. En position y, les amplitudes sont à 500 mètres autour de zéro. L'erreur se stabilise entre 0 et 100 secondes. Et les erreurs de position augmentent petit à petit tout le long de l'intervalle. L'erreur se stabilise lentement. En z, les erreurs de suivi progressent à chaque pas de mesure sur l'intervalle d'échantillonnage. L'erreur mettra du temps pour se stabiliser.

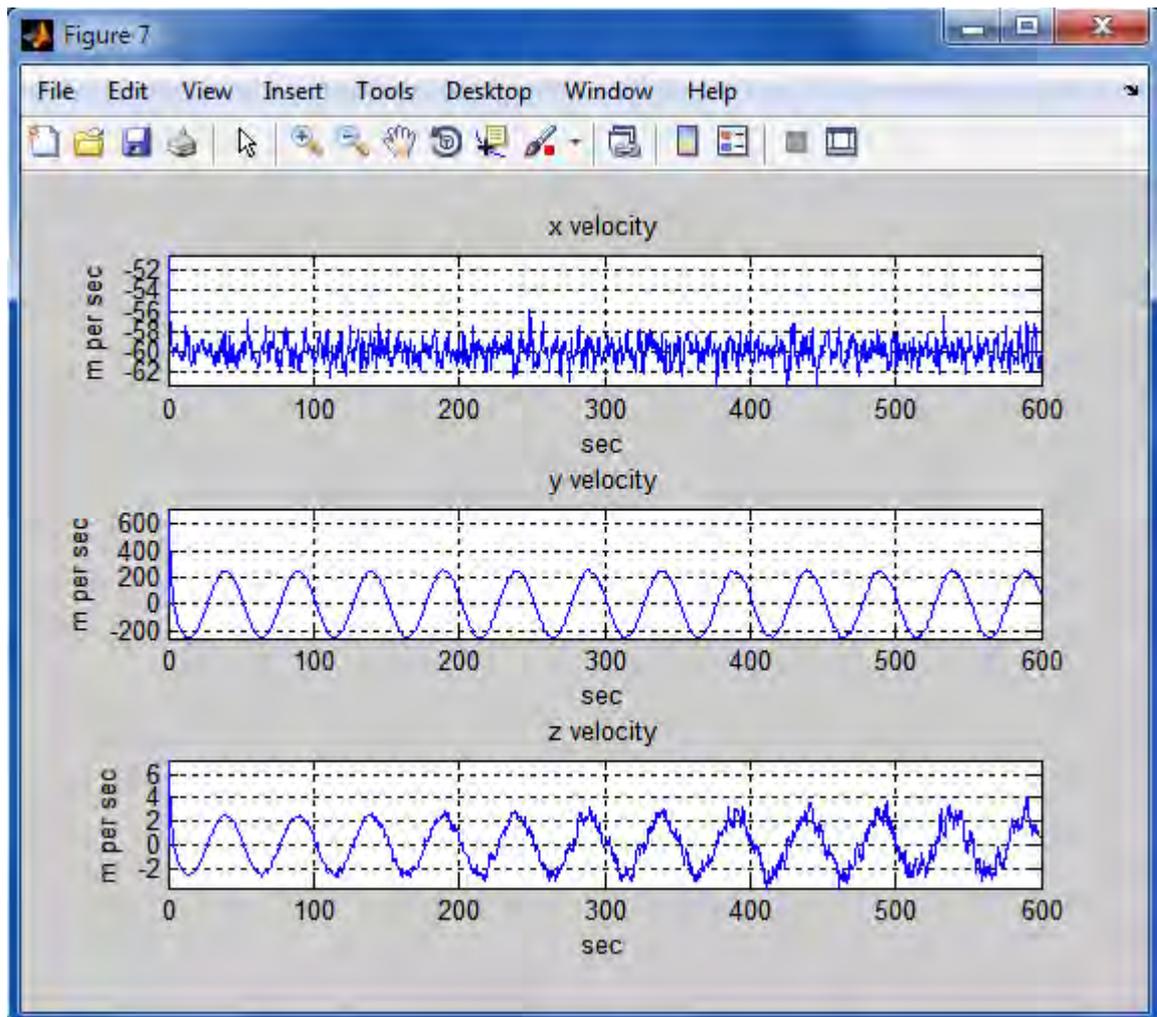


Figure 36 : *Vitesse du missile filtrée.*

Comme précédemment, ce schéma montre les vitesses dans les différentes positions x, y et z. Sur la courbe des vitesses suivant 'x', on note des variations le long de la trajectoire. Nous avons pris en compte les bruits et les erreurs de suivi constatées sont dues à ces bruits avec une stabilisation lente des erreurs. Par contre au niveau de la position y, on a la même allure. L'erreur s'est stabilisée. Enfin à la position z, nous observons la stabilité des erreurs de suivi entre 0 et 100 secondes. Et au-delà de 100 secondes les turbulences augmentent. L'erreur se résorbe lentement.

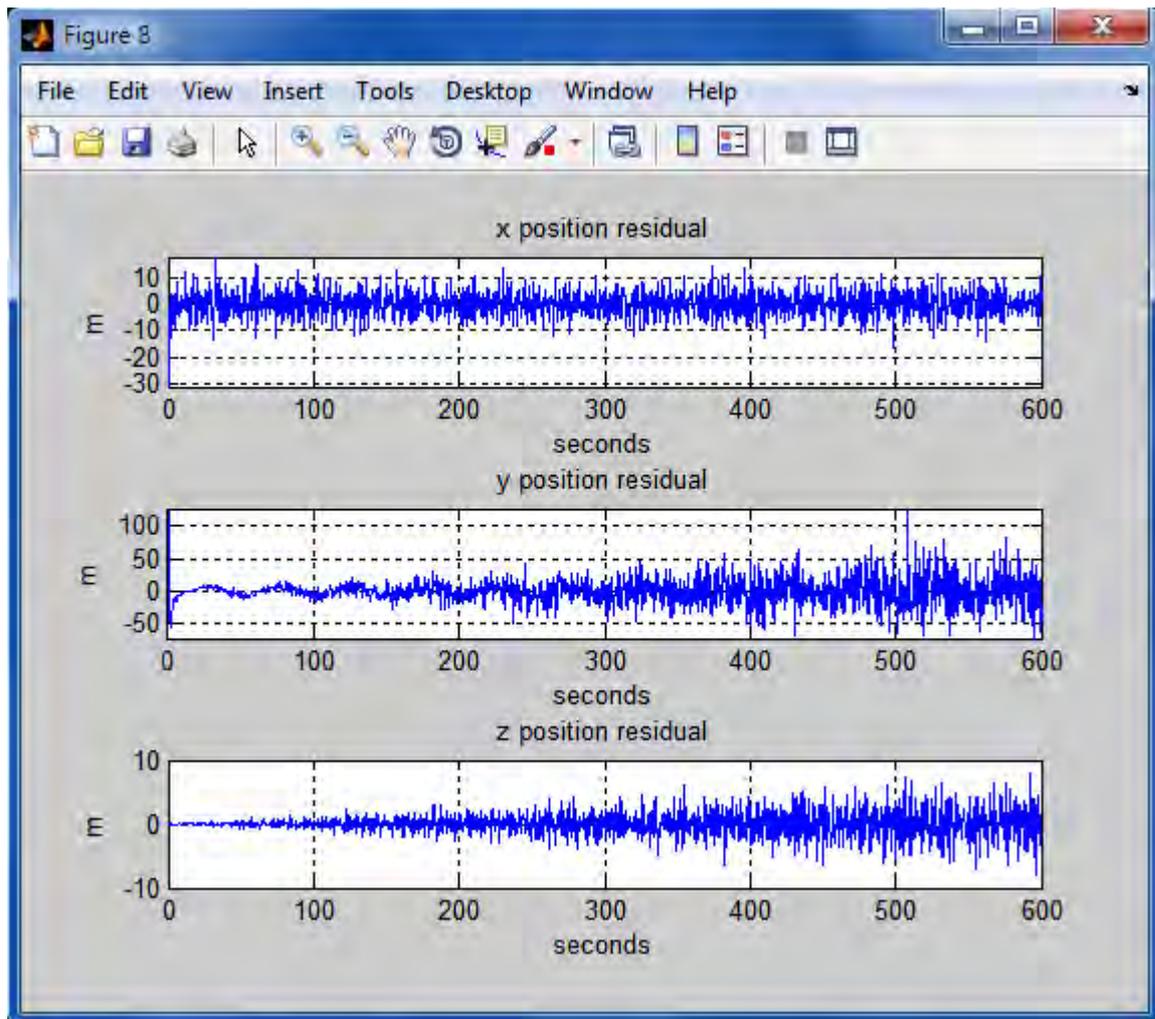


Figure 37 : *Résidus de position du missile.*

Dans cette figure, l'observation des erreurs de suivi se fait dans les positions x, y et z. En x les variations s'intensifient autour de zéro tout au long de l'intervalle d'échantillonnage. Les bruits sont présents ; les variations sont dues aux bruits et l'erreur résiduelle se stabilise très lentement. En y et z, les turbulences augmentent progressivement, les changements de positions aussi. La stabilité de l'erreur sera lente avant de converger vers la vraie valeur.

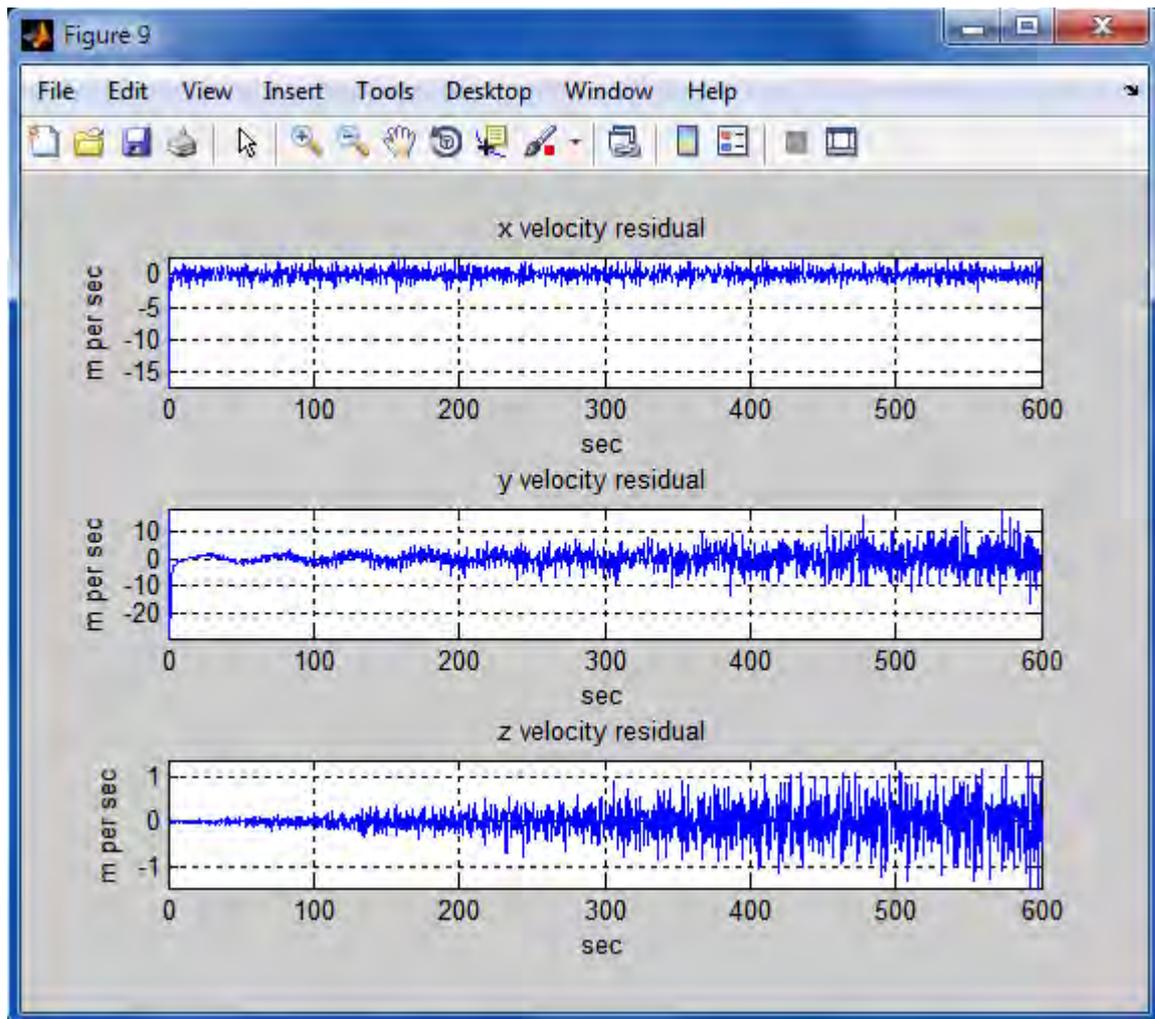


Figure 38 : *Résidus de vitesse des missiles.*

Cette figure donne les erreurs de résidu de vitesse sur les axes x, y et z. Les résidus de vitesse en x sont minimales et tournent autour de zéro suivant la variation est constante. Les bruits sont presque absents. L'erreur se résorbe rapidement ; l'erreur résiduelle au niveau de y sera stable très lentement car les fluctuations progressent. Suivant l'axe des z, il sera très difficile de converger vers la vraie valeur, car les variations augmentent progressivement à cause du bruit.

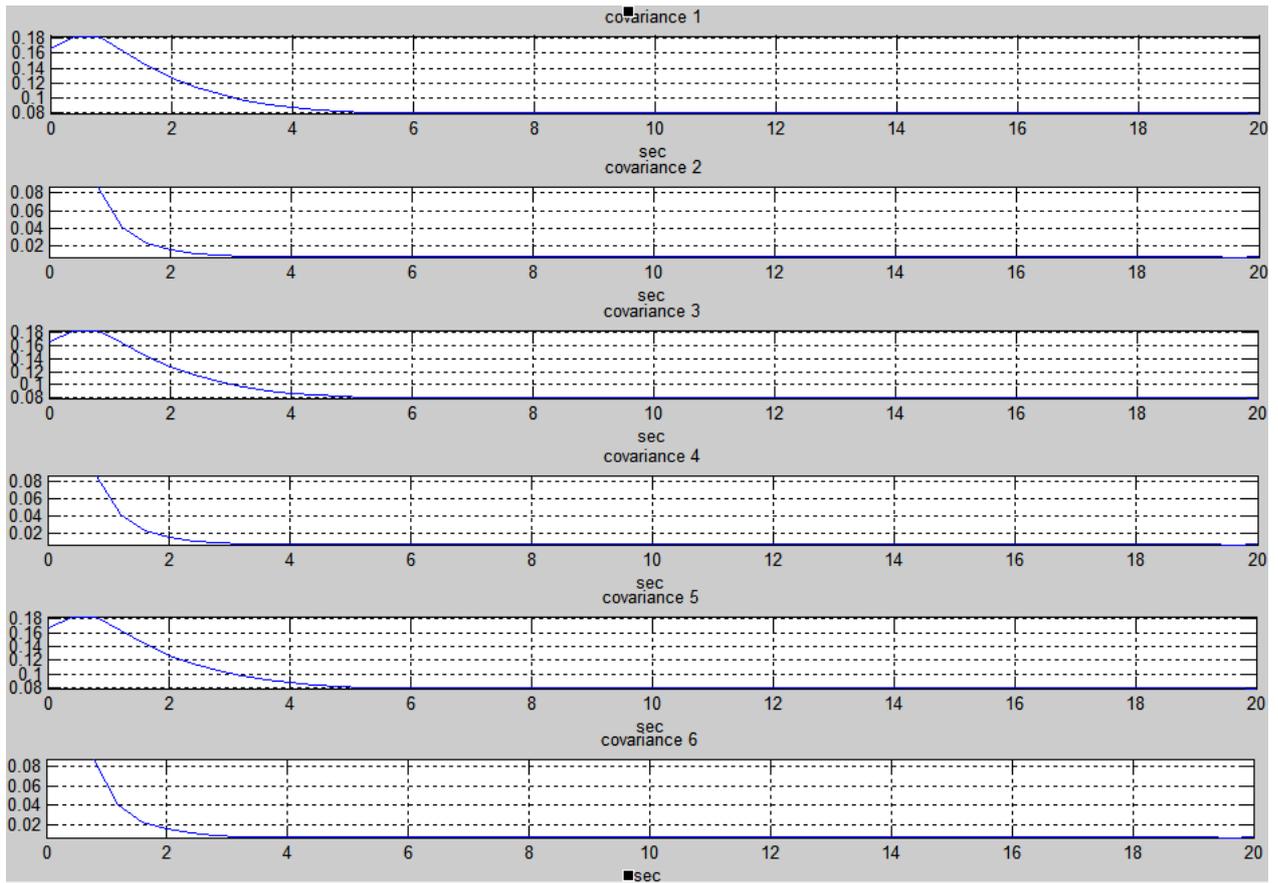


Figure 39 : Composantes de la matrice de covariance des missiles en fonction du temps.

La figure suivante nous donne les covariances de l'erreur d'estimation du signal traité par le filtre de kalman. Cette matrice de covariance des erreurs est maintenue dans le cadre du processus normal de calcul du filtre de Kalman. Elle peut être considérée comme une mesure de l'incertitude de l'état cinématique (appelée estimation de l'état) de la cible. Cette figure représente une matrice de covariance d'un modèle à six états. Les covariances 1, 3 et 5 ont la même allure. Les erreurs augmentent de 0 à une seconde, et décroissent au-delà de la quatrième seconde et se stabilisent au pour le restant du temps. Les covariances 2, 4 et 6 ont aussi la même variation. Les erreurs diminuent rapidement entre la première et la troisième seconde. Elles se résorbent rapidement à partir de la troisième seconde. Les erreurs sont stabilisées. D'après les résultats obtenus, on peut dire que le filtre de kalman a permis de débruiter le signal. La covariance de l'erreur d'estimation est proche de 0 ce qui traduit la bonne qualité de l'estimation.

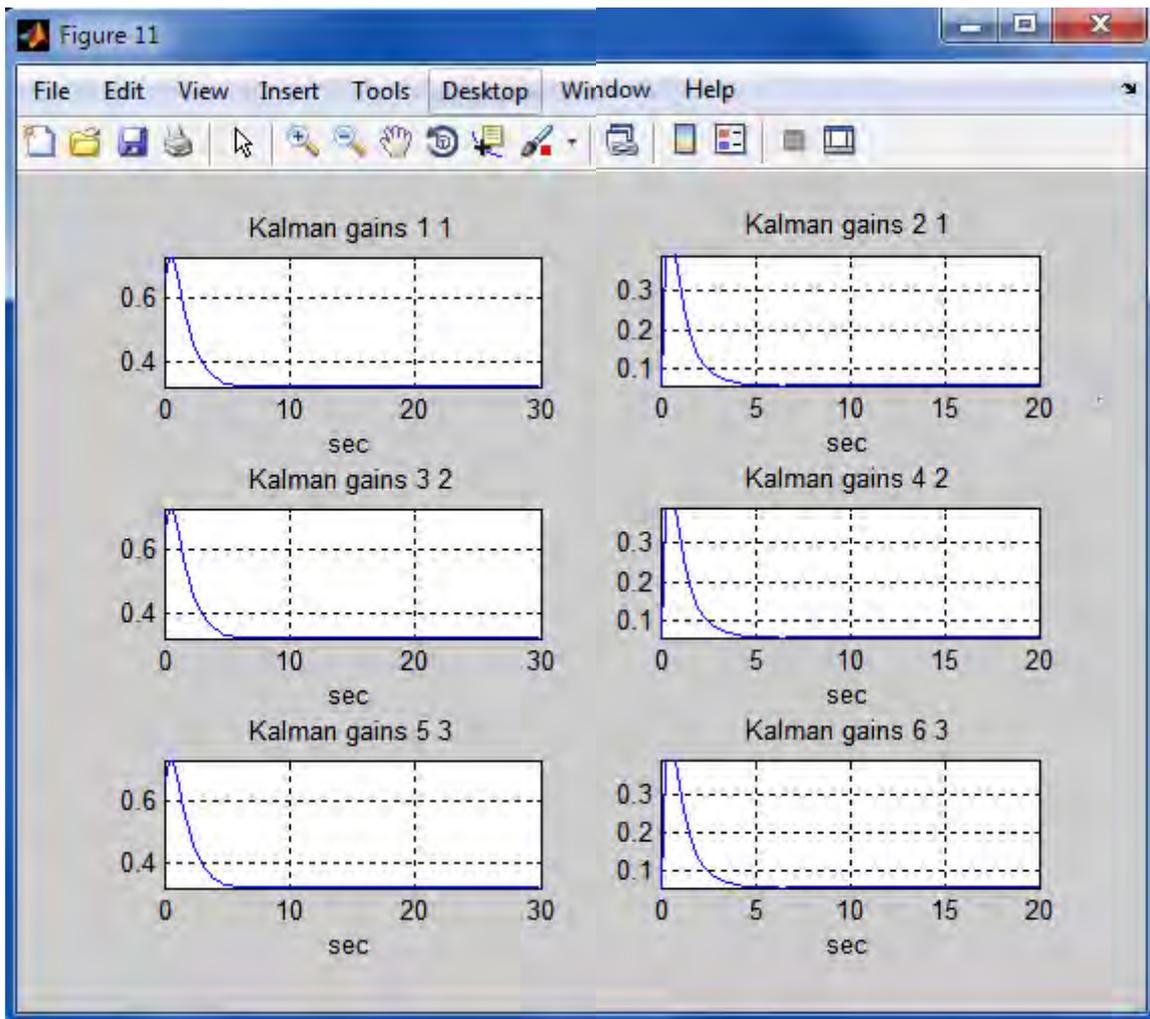


Figure 40 : Gains du filtre de Kalman en fonction du temps.

Le gain de Kalman est calculé de manière à minimiser la covariance d'erreur à posteriori. Dans la phase de mise à jour (correction), l'estimation à priori est corrigée par l'ajout du terme correctif qui est multiplié par le gain de Kalman. On peut remarquer aussi que le gain de Kalman varie selon la confiance (précision des mesures) que l'on peut accorder aux observations, c'est-à-dire le gain de Kalman augmente si les observations deviennent plus précises et inversement. De même que précédemment, cette image désigne les gains du filtre de kalman. Les gains de Kalman 11, 32 et 53 ont la même variation. Les gains décroissent rapidement. L'erreur s'est stabilisée. Les gains de Kalman 21, 42 et 63 diminuent légèrement avec la stabilité de l'erreur. Ils deviennent constants à partir de la cinquième seconde. Nous remarquons que le filtre de kalman converge vers la solution et que les gains font un retard entre zéro et cinq itérations pour se stabiliser.

III.9. Combinaison Kalman-MIMO

Pour un système radar MIMO à SNR élevé et un nombre relativement important d'éléments d'émission/réception, le filtre de Kalman offre une performance de suivi optimale. Cette combinaison permet de montrer la performance sur le suivi de la cible. Dans cette figure, nous avons désigné le rectangle discrétisé comme zone de recherche et l'ellipse, la région de confiance qui est très proche de 100%. Les étoiles, le triangle et le carré sont respectivement les points de la grille, les emplacements réel et prévu de la cible. Nous limitons ici l'espace de recherche de l'estimateur de probabilité maximale par un rectangle qui circonscrit une ellipse.

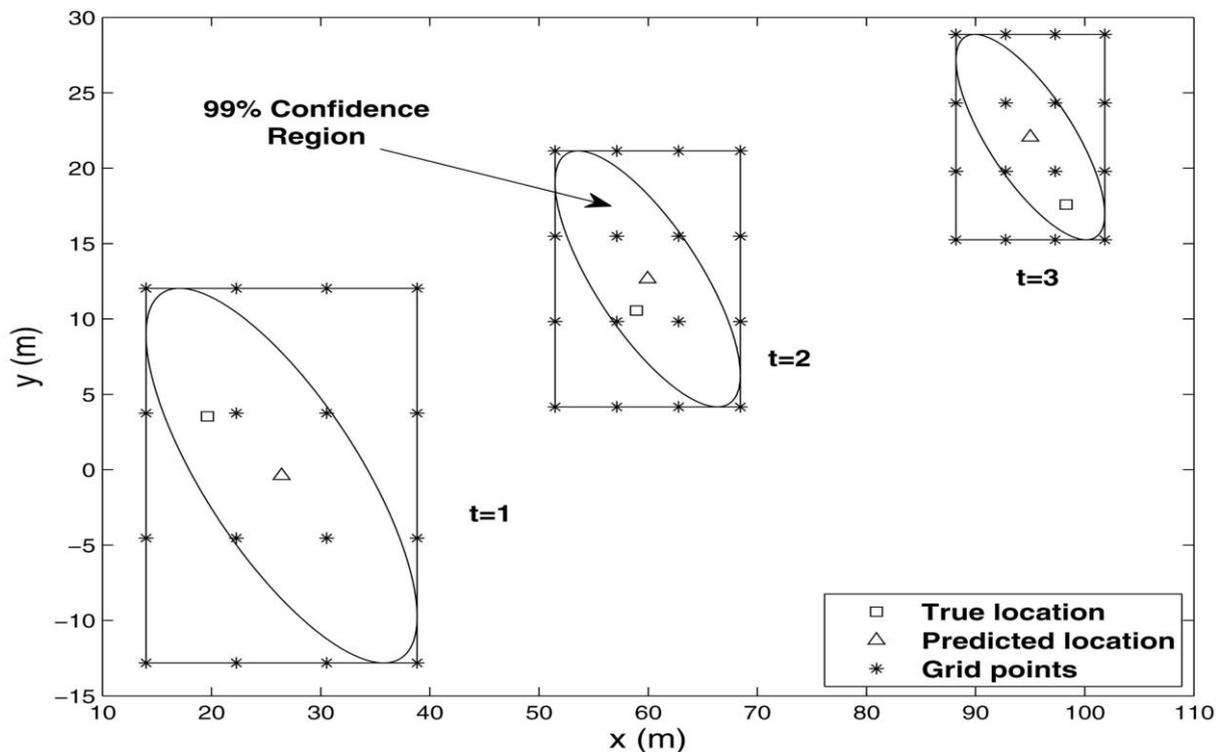


Figure 41 : *Illustration des régions de confiance à 99 % fournies par la prédiction FK+MIMO.*

Si la cible est située dans la région du rectangle avec une probabilité proche de l'unité, la région ne doit pas correspondre à une position en dehors de ce rectangle. Par conséquent, l'espace de recherche et le nombre de positions ont été considérablement réduits. La zone rectangulaire qui circonscrit la région de confiance de la prédiction est discrétisée uniformément en points dans un espace bidimensionnel. L'estimateur évalue la probabilité à ces points, en faisant correspondre la région aux emplacements des cibles représentées par ces points. De cette manière, un point approximatif est trouvé, à partir duquel un algorithme d'optimisation standard est ensuite utilisé pour affiner la recherche de ce point.

Les régions de confiance à 99 % fournies par la prédiction FK ont été illustrées à la figure 41 pour trois itérations FK consécutives. Comme on peut le voir, la véritable localisation de la cible a toujours été située dans la zone de confiance à 99% de la prédiction FK [25].

III.10. Conclusion

Dans ce document, nous utilisons les filtres $\alpha\beta$, $\alpha\beta\gamma$ et le filtre de Kalman pour obtenir de meilleures données sur la trajectoire des cibles. Les filtres $\alpha\beta$ et $\alpha\beta\gamma$ sont respectivement des modèles de deux et de trois états. Ils utilisent des coefficients de lissage pour enlever le bruit dans le signal. Autrement dit, ils sont des traqueurs unidimensionnels de second et de troisième ordre. Ils sont équivalents aux cas particuliers du filtre de Kalman. La structure générale de cette classe d'estimateurs est similaire à celle du filtre de Kalman. Le filtre de kalman est outil de filtrage de type stochastique, simple à utiliser dans le cas de systèmes linéaires. C'est un algorithme d'estimation optimal. Il est un modèle à six états, qui utilise la prédiction et la mise à jour pour obtenir la bonne qualité du signal. De plus la combinaison du filtre de Kalman et les systèmes radar nous permet d'avoir de bonnes performances en termes de suivi.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'antenne est l'élément fondamental dans le système de communication et permet d'émettre et de recevoir les ondes électromagnétiques. Il constitue l'outil de transmission sans fil incontournable de nos jours permettant la transmission de données avec un débit très élevé pour les longues et moyennes distances. Pour améliorer la transmission des données à un débit élevé, on adopte le système radar qui permet d'augmenter de façon significative les performances en termes de détection. Le chapitre 3 a mis l'accent sur la sélection des tableaux et met en évidence les paramètres qui déterminent les propriétés fondamentales mesurables des réseaux : gain, largeur de faisceau, bande passante, taille, la polarisation, et le rayonnement des lobes du réseau. Il y a des discussions des limites de la performance des réseaux dues au contrôle de la phase par rapport à la temporisation, les pertes de lignes de transmission et les effets de tolérance. Enfin, le chapitre 4 a traité de la poursuite et de l'étude comparative des filtres. Nous avons mis l'accent sur le traitement numérique du signal des variables de la cible, comme les données de déplacement filtrées provenant du radar et les estimations des modèles de la vitesse et l'accélération. Dans les résultats du filtre $\alpha\beta\gamma$, nous avons observé par une forte influence du bruit générant une très importante erreur d'estimation. Il a été observé que le filtre n'a pas eu une bonne performance. D'autre part, il a été observé que le filtrage de Kalman présentait une erreur initiale importante, mais ce problème a été rapidement corrigé. Nous concluons que le filtre de Kalman est plus performant que le filtre $\alpha\beta\gamma$ et peut être considéré comme une alternative pour le filtrage de déplacement et les estimations de vitesse et d'accélération des cibles. Enfin le système MIMO associé au filtr de Kalman donne une meilleure performance en terme de poursuite. Mais la variation de l'accélération de la cible perturbe le filtre et diminue sa fiabilité. Pour mieux concentrer l'énergie vers les cibles et avoir des informations sur leurs trajectoires, on utilise, en guise de perspectives:

- les antennes métasurfaces qui sont des éléments clés qui peuvent orienter les faisceaux dans la direction souhaitée.
- Les réseaux de neurones formels qui ont été développés dans les années 80 pour résoudre des problèmes d'ingénierie : estimation, approximation des fonctions, prédiction, élimination d'échos, égalisation des canaux, etc. Ils sont des modèles mathématiques et informatiques, des assemblages d'unités de calcul appelés neurones formels, et dont l'inspiration originelle était le fonctionnement cérébrale de l'être humain et donnent de meilleurs résultats.

Bibliographie

- [1] Lina MOUSTAFA, Conception d'antennes à Bande Interdite Electromagnétique, large bande et multibandes à base de métasurfaces, thèse de Doctorat Université de Limoge soutenue le 22 Septembre 2009. 218 pages.
- [2] M. Badr Eddine RATNI, "Étude et conception d'antennes à base de métasurfaces destinées aux applications spatiales et aéronautiques". Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay Préparée à l'Université Paris-Sud.
- [3] Theodore C. Cheston, "PHASED ARRAY RADAR ANTENNAS". Naval Research Laboratory. Joe Frank Technology Service Corporation.
- [4] Dr Ibra DIOUM, Enseignant-Chercheur, Cours "Antennes et Réseaux d'antennes". DIC & MASTER, TELECOMMUNICATIONS ET RESEAUX, DEPARTEMENT GENIE INFORMATIQUE, ECOLE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE DE DAKAR.
- [5] Constantine A. Balanis, Copyright © 2005 by John Wiley & Sons, Inc, ANTENNA THEORY, ANALYSIS AND DESIGN, THIRD EDITION. All rights reserved. Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. Published simultaneously in Canada. Printed in the United States of America. 10 9 8 7 6 5 4 3 2 1, 1073 pages.
- [6] JEAN-PHILIPPE MULLER, Les antennes, Version Janvier 2008, 47 pages.
- [7] Alexandre Boyer, ANTENNES. INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE TOULOUSE, alexandre.boyer@insa-toulouse.fr, www.alexandre-boyer.fr, Octobre2011, 79-pages.
- [8] Gabriel Cormier, Paramètres d'antenne, Ph.D., ing. Université de Moncton, Hiver 2012. EDMUNDSTON MONCTON SHIPPAGAN, 49 pages.
- [9] Aliou, DIALLO SYTEMES MULTI-ANTENNES POUR DIVERSITE ET MIMO. Université Nice Sophia Antipolis, 2007, 268-pages.
- [10] Btissam BOUSTANI, Abdennaceur BAGHDAD, Aicha SAHEL, Abdelhakim BALLOUK, Abdelmajid BADRI. Enhancement of capacity using search algorithm for MIMO system. International Journal of Scientific & Engineering Research Volume 8, Issue 12, December-2017, ISSN 2229-5518, 5 pages.

- [11] Ibra Dioum. Conception de systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et MIMO: application aux petits objets nomades communicants. Université Nice Sophia Antipolis, 2013. Français. NNT : 2013NICE4143. tel-00935084, 217 pages.
- [12] Vishal Riché. Étude et réalisation d'un système d'imagerie SAR exploitant des signaux et configurations de communication numérique. Thèse soutenue à Rennes le 25 avril 2013, 125 pages.
- [13] Nilay Pandey, Beamforming in MIMO Radar, A thesis in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master of Technology In Signal and Image Processing, Roll No-212EC6192, Department of Electronics and Communication Engineering National Institute of Technology Rourkela, 2014, 54 pages.
- [14] Bassem R. Mahafza, Ph.D. Decibel Research, Inc. Huntsville, Alabama Atef Z. MATLAB Simulations for Radar Systems Design. The University of Mississippi Oxford, Mississippi July, 2003,686 pages.
- [15] Robert J. Mailloux, Phased Array Antenna Handbook, Second Edition. TK6590.A6M35, année 2005, 621.382'4—dc22, 2005041996.
- [16] PHASED ARRAY RADAR ANTENNAS, Theodore C. Cheston, Naval Research Laboratory, Joe Frank, Technology Service Corporation. Editor in Chief MERRILL I. SKOLNIK, année 1990.
- [17] Jean-Marc Laheurte, Collection Telecom, Petites antennes Communication sans fil et terminaux. Institut Télécom et LAVOISIER, Paris, 2011.
- [18] Shao-Qiu Xiao, Ming-Tuo Zhou, Yan Zhang, MILLIMETER WAVE TECHNOLOGY IN WIRELESS PAN, LAN, AND MAN. Année 2007.
- [19] Bassem R. Mahafza, Ph.D. Decibel Research, Inc. Huntsville, Alabama Atef Z. MATLAB Simulations for Radar Systems Design. The University of Mississippi Oxford, Mississippi, 2003, Atef Z. Elsherbeni Oxford, Mississippi July, 2003,686 pages.
- [20] Duraid Fiz'a Mohammad: Design of a PC-Based Command and Control System Using Alpha-Beta² Design of a PC-Based Command and Control System Using Alpha-Beta-Gamma Digital Tracking Filter. College of Electronics Engineering University of Mosul-Iraq. Al-Rafidain Engineering Vol.20 No. 3 June 2012.
- [21] Grimble, MJ, Robust Industrial Control: Optimal Design Approach for Polynomial Systems, Prentice Hall, 1994, p. 261 et pp.443-456.
- [22] K. David Solomon Raj, Lecturer, Dept.of Avionics, JNTUK-Kakinada, Andhra Pradesh k.rajusolomon@gmail.com. I. Mohan Krishna, PG Scholar, Dept.of Avionics, JNTUK-

Kakinada, Andhra Pradesh mohankrish236@gmail.com. Kalman Filter based Target Tracking for Track While Scan Data Processing. IEEE SPONSORED 2ND INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRONICS AND COMMUNICATION SYSTEM (ICECS 2015), 6 pages.

[23] Mr.DAHMANI MOHAMMED ‘Application du filtre de Kalman linéaire et non linéaire et ses dérivées à la poursuite d’une cible manœuvrant’.

Thèse soutenue à l'USTO, le 5 Avril 2012, UNIVERSITE NIVERSITE DES SCIENCES ET DES TECHNOLOGIES D’ORAN– MOHAMED BOUDIAF. 148 pages.

[24] BELMAHDI Fatiha: Application du filtre de Kalman pour le débruitage des signaux. Soutenu le: 14 / 12 /2015. UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, TIZI OUZOU, MEMOIRE DE MAGISTER.

[25] RUIXIN NIU, RICK S. BLUM, PRAMOD K. VARSHNEY, ANDREW L. DROZD. Target Localization and Tracking in Noncoherent, Multiple-Input Multiple-Output, Radar Systems.