

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Abou Bekr Belkaïd - Tlemcen -

Faculté de TECHNOLOGIE



## **MEMOIRE**

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Technologie et Système de Télécommunication (TST)

**Par** :

BENAHCENE Bouchra

BELMOKHTAR Soumia

**Sujet**

# **Etude et simulation d'un radar à balayage de phase**

Soutenu publiquement, le 29/ 06 / 2017, devant le jury composé de :

Mr. KAMECHE.S	Maitre de conférence	Univ_Tlemcen	Président
Mr. MERZOUGUI.R	Maitre de conférence	Univ_Tlemcen	Examinateur
Mr. IRID .S .M	Maitre assistant	Univ_Tlemcen	Encadreur

Année universitaire 2016-2017.

# Dédicace

 *Je dédie humblement cette thèse à ...* 

*Mes parents :*

*Ma mère, qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, reçois à travers ce travail aussi modeste soit-il, l'expression de mes sentiments et de mon éternelle gratitude.*

*Mon père, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie. Puisse Dieu faire en sorte que ce travail porte son fruit ; Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et le soutien permanent venu de toi.*

*Mes frères qui n'ont cessé d'être pour moi des exemples de persévérance, de courage et de générosité*

*Ma chère et unique sœur qu'ALLAH soit à tes côtés et te procure la réussite et le bonheur que tu mérites ; à toi et spécialement pour ton ange FADWA, la prunelle de mes yeux, la bougie de la maison*

*Mon binôme Soumia, et mes amies*

*Toute la promotion TST 2016/2017*

*Tous ceux qui sont chère, proches de mon cœur, et à tous ceux qui m'aiment et qui aurait voulu partager ma joie*

**B.Bouchra**

# Dédicace

 Je dédie ce mémoire à ... 

## *Mes très chers parents*

*Aucune dédicace, aucun mot ne pourrait exprimer à votre juste valeur, la gratitude et l'amour que je vous porte. je mets entre vos mains, le fruit de longues années d'études, de vos sacrifices et votre patience que vous avez consentis pour mon éducation.*

## *Mon très cher frère Ismail*

*Mon unique frère, mon bras droit et mon fidèle compagnon dans cette vie mystérieuse.*

## *A mes très chères sœurs*

*Zakia, Wafaa et Meriem... les trésors de ma vie et la raison de mon sourire dans les moments les plus délicats.*

## *A mes très chers neveux et nièces*

*Malek, Ishak, Wissem, Yaacoub, Doaae, Jihen, Israe et mon nouveau neveu Ayoub Youcef*

## *A ma meilleur amie Nassima*

*Merci d'être avec moi dans tous les beaux et les mauvais moments de ma vie*

*A ma chère binôme Bouchra, mes chères amies : Khatima, Maroua et Samira*

*A tous les collègues de la promo TST 2016-2017*

*A tous ceux que j'aime et tous ceux qui m'aime*

**B.Soumia**

# *REMERCIEMENTS*

*Nos premiers remerciements à \*ALLAH \*le tout puissant, le tout miséricordieux de nous donner la santé et la volanté d'entamer et de terminer ce mémoire*

*Nous tenons à remercier notre professeur et encadrant Monsieur S.M.IRID Maitre-assistant à l'université\*ABOU BEKR BELKAID-TLEMCEN \*de son soutien et de sa disponibilité .Son aide appréciable. Ses encouragements qui nous permis d'avancer dans l'élaboration de ce modeste travail*

*On tient aussi remercier vivement les membres de jury:*

*MonsieurS.KAMECHE Maitre de conférence à l'université\*ABOU BEKR BELKAID-TLEMCEN \*de nous avoir honoré de sa présence en acceptant de présider ce travail*

*Nous présentons également nos sincères remerciements à Monsieur R.MERZOUGUI Maitre de conférence à l'université\*ABOU BEKR BELKAID-TLEMCEN \*pour avoir accepté d'examiner et de juger ce mémoire*

*Ainsi que tous ceux qui nous ont assistés de près ou de loin dans le parcours de la réalisation de cette thèse*

*Merci...*

*B.Bouchra\*\*\*B.Soumia*

# Résumé

Le radar en générale est un système qui utilise les ondes électromagnétiques pour détecter la présence et déterminer la position ainsi que la vitesse des objets tels que les avions, bateaux,...etc. Dans notre travail, nous étudions un système radar qui est le radar à balayage déphasé.

Les radars à balayage de phase sont constitués de réseaux d'antennes et de processeur de traitement des signaux ; dans ce mémoire, nous étudions et modélisons la configuration des différentes représentations géométriques des transducteurs et antennes des radars. En plus, nous allons simuler les différents blocs constituant un radar à balayage de phase monostatique pour différents scénarios. Finalement, nous allons simuler les différents algorithmes de modélisation temporelle et spectrale en utilisant le langage MATLAB.

**Mots clés** : Radar -Réseau d'antennes -estimation - Détection- Algorithme Beamforming DOA -Algorithme Beamforming MVDR - programmation en MATLAB.

# Abstract

Radar in general, is a system that uses electromagnetic waves to detect presence and determine the position and speed of objects such as aircraft, boats...etc.in this work, we study a radar system which is the scanning radar.

The scanning radars are comprised of antenna arrays and signal processing. In this work, we study and model the configuration of the different geometric representations of radar transducers and antennas. In addition, the different blocks constituting a monostatic phased scanning radar is simulated for different scenarios. Finally, it is simulated the different algorithms of temporal and spectral modeling by exploiting the functions in MATLAB.

**Keywords:** Radar - Antenna network -Estimate -Detection -Beamforming Algorithm-DOA - Beamforming MVDR Algorithm -programing MATLAB.

## Table des matières

<b>Dédicaces</b> .....	<b>i</b>
<b>Remerciements</b> .....	<b>iii</b>
<b>Résumé</b> .....	<b>iv</b>
<b>Table des matières</b> .....	<b>v</b>
<b>Liste des figures</b> .....	<b>viii</b>
<b>Liste des tableaux</b> .....	<b>xii</b>
<b>Liste des abréviations</b> .....	<b>xiii</b>
<b>Nomenclature</b> .....	<b>xv</b>
<b>Introduction générale</b> .....	<b>1</b>
<b>Chapitre I : Généralités sur les radars</b>	
I.1. Historique .....	4
I.2. Définition : .....	8
I.3. Principe de fonctionnement du radar : .....	9
I.4. Classification des systèmes radars : .....	11
I.4.1. Radars imageurs / Radars non imageurs : .....	12
I.4.2. Radars primaires : .....	12
I.4.3. Radars secondaires : .....	12
I.4.4. Radars à impulsions : .....	12
I.4.5. Radars à onde continue : .....	13
I.4.6. Radars bistatiques : .....	14
I.5. Composantes principales : .....	14
I.5.1. Le transmetteur : .....	14
I.5.2. Le duplexeur : .....	15
I.5.3. L'antenne : .....	15
I.5.4. Récepteur : .....	16
I.6. Positionnement de la cible : .....	17
I.6.1. Calcul de la distance : .....	17
I.6.2. Mesure de la direction : .....	17
I.6.3. Angle de site et altitude : .....	20
I.7. Equation du radar : .....	22
I.7.1. Distance maximale de détection : .....	26
I.7.2. Influence du sol : .....	28

I.7.3. Surface équivalente radar :	29
I.8. Applications RADAR :	31
I.8.1. Militaire:	32
I.8.2. Aéronautique:	32
I.8.3. Maritime:	32
I.8.4. Météorologie:	32
I.8.5. Circulation et sécurité routière:	32
I.9. Conclusion :	32

## Chapitre II : Réseaux d'antenne

II.1. Introduction :	34
II.2. Les réseaux d'antennes :	34
II.2.1. Principe :	34
II.2.2. Diagramme de rayonnement :	36
II.3. Réseaux d'antennes uniformes :	38
II.3.1. Réseaux à faisceau perpendiculaire :	38
II.3.2. Réseau d'antenne à faisceau (End fire) :	39
II.3.3. Réseau d'antenne à balayage :	40
II.3.4. Réseau d'antennes linéaire ULA :	42
II.3.4.1. Définition :	42
II. 3.4.2. La réponse azimutale d'un réseau d'antennes linéaire ULA.....	43
II.3.4.3. Modélisation et visualisation de la géométrie d'un réseau d'antenne ULA.....	48
II.3.5 Réseau d'antennes planaire à forme rectangulaire URA :	48
II.3.5.1. Définition.....	48
II.3.5.2. La réponse azimutale d'un réseau d'antennes rectangulaire URA.....	49
II.3.5.3. Modélisation et visualisation de la géométrie d'un réseau d'antenne URA.....	43
II.3.6. Réseau d'antennes circulaire UCA :	54
II.3.6.1. Définition .....	54
II.3.6.2. La réponse azimutale d'un réseau d'antennes rectangulaire UCA.....	55
II.3.6.3. Modélisation et visualisation de la géométrie d'un réseau d'antenne UCA.....	58
II.4. Les répartiteurs de faisceaux :	59
II.4.1. Les répartiteurs numériques :	59
II.4.2. Les répartiteurs analogiques :	60

II.5. Conclusion :	61
--------------------	----

**Chapitre III :Modélisation et simulation de la chaine du radar à balayage de phase**

III.1. Introduction	63
III.2. La chaine de transmission Radar	63
III.3. Formes d'ondes radar	65
III. 3.1. Train d'impulsion	65
III.3.1.1. Impulsion intégrée non cohérent :	65
III.3.2. Signal à ondes continues (CW) :	66
III.4. Transmetteur radar	66
III.5. Modélisation de l'environnement :	67
III.5.1. Environnement considéré:	67
III.5.1.1. Espace libre	67
III.5.1.2. Bruit Blanc Gaussien Additif (AWGN)	67
III.5.2. Modèles de cibles	68
III.5.2.1. Cas de cible ponctuelle	68
III.5.2.2.Cas de cibles réparties	69
III.5. 3.Modèle d'interférence	770
III.5. 3.1. Brouillage radar	70
III.6. Récepteur radar	70
III.6.1. Le filtrage adapté	70
III.7. Traitement du signal radar	71
III.7.1. Traitement temporel	71
III.7.1.1. Théorie de la détection	71
III.7.1.2. Estimation effet doppler	75
III.7.1.3. Fonction d'ambiguïté	76
III.7.2. Traitement spatial	76
III.7.2.1. Formation de voie (Beamforming)	76
III.7.2.2. Formation de voie MVDR (Minimum Variance Distortionless Response)	77
Simulation de la chaine radar	78
III. Conclusion :	88
Conclusion générale	90
Références bibliographique	92

# Liste des figures

## Chapitre I

---

<b>Figure I.1</b> : Henri GUTTON près du radar de détection du Normandie .....	5
<b>Figure I.2</b> : Station de la Chain Home vue générale (1939).....	5
<b>Figure I.3</b> : Radar géant MAMMUT, antenne réseau à balayage électronique (1941) .....	6
<b>Figure I.4</b> : Antenne à balayage électronique du radar de surveillance aérienne TRS 22XX.....	7
<b>Figure I.5</b> : Radar expérimental de détection des satellites STRADIVARIUS sur son site de Bruz (1970) .....	7
<b>Figure I.6</b> : Principe de l'émission du radar.....	9
<b>Figure I.7</b> : Schéma du parcours de l'onde dans du radar primaire.....	10
<b>Figure I.8</b> : Organigramme des systèmes radar.....	11
<b>Figure I.9</b> : Transmetteur à oscillateur de puissance d'un radar russe P-37.....	14
<b>Figure I.10</b> : Récepteur et générateur de signaux d'un radar ASR-E de contrôle aérien .....	16
<b>Figure I.11</b> : Azimut de la cible.....	17
<b>Figure I.12</b> : Détermination de l'azimut par rapport à la largeur du faisceau.....	18
<b>Figure I.13</b> : Angle de site $\varepsilon$ et angle d'azimut $\beta$ .....	19
<b>Figure I.14</b> : Relation trigonométrique simple entre l'élévation et la hauteur.....	20
<b>Figure I.15</b> : Relation entre l'altitude et la hauteur à l'étude de la terre courbe.....	21
<b>Figure I.16</b> : Densité de puissance omnidirectionnelle.....	22
<b>Figure I.17</b> : Relation entre les puissances émises et réfléchies.....	24

## Chapitre II

---

<b>Figure II.1</b> : schéma électrique représentant la formation de faisceau d'un réseau d'antenne.....	35
<b>Figure II.2</b> :Réseau de deux dipôles électriques verticaux.....	36
<b>Figure II.3</b> : Multiplication de diagramme pour deux dipôle horizontaux infinitésimaux avec $\beta = 90^\circ$ .....	37
<b>Figure II.4</b> : Réseau à faisceau perpendiculaire.....	39

<b>Figure II.5</b> : Réseau d'antenne End fire.....	39
<b>Figure II.6</b> : Réseau d'antennes à faisceau dirigé vers un angle arbitraire $\theta_0$ .....	40
<b>Figure II.7</b> : Schéma d'un réseau d'antennes à balayage.....	41
<b>Figure II.8</b> : Géométrie d'un réseau linéaire uniforme.....	42
<b>Figure II.9</b> : La réponse azimutale d'un réseau linéaire de 6 éléments espacés de 0.1m.....	43
<b>Figure II.10</b> : La réponse azimutale d'un réseau linéaire de 10 éléments espacés de 0.1m.....	44
<b>Figure II.11</b> : La réponse azimutale d'un réseau linéaire de 10 éléments espacés de 0.5m.....	45
<b>Figure II.12</b> : La réponse azimutale d'un réseau linéaire de 20 éléments espacés de 0.7m.....	46
<b>Figure II.13</b> : La réponse d'un réseau ULA avant et après le pilotage.....	47
<b>Figure II.14</b> : Géométrie d'un réseau d'antennes ULA à 10 éléments espacés de 0.5m.....	48
<b>Figure II.15</b> : Géométrie d'un réseau d'antenne planaire à forme rectangulaire.....	48
<b>Figure II.16</b> : La réponse azimutale d'un réseau rectangulaire de dimensions 5x7 éléments espacés de 0.5m.....	49
<b>Figure II.17</b> : la réponse azimutale en 3D d'un réseau URA (8x4) éléments espacés de 0.5m.....	50
<b>Figure II.18</b> : La réponse azimutale d'un réseau rectangulaire de dimensions 8x4 éléments espacés de 0.3m.....	51
<b>Figure II.19</b> : La réponse azimutale d'un réseau rectangulaire de dimensions 12x15 éléments espacés de 0.9m.....	52
<b>Figure II.20</b> : La réponse du réseau URA avant et après le pilotage.....	53
<b>Figure II.21</b> : La géométrie d'un réseau URA (8x4) éléments.....	53
<b>Figure II.22</b> : Géométrie d'un réseau UCA à maillage rectangulaire.....	54
<b>Figure II.23</b> : La réponse azimutale d'un réseau circulaire de 10 éléments et un rayon de 1m.....	55
<b>Figure II.24</b> : La réponse azimutale d'un réseau circulaire de 10 éléments et un rayon de 0.5m.....	56

<b>Figure II.25</b> : la réponse azimutale d'un réseau circulaire à 20 éléments avec un rayon de 1m.....	57
<b>Figure II.26</b> : La réponse du réseau URA avant et après le pilotage.....	58
<b>Figure II.27</b> : Géométrie d'un réseau UCA à 10 éléments avec un rayon de 0.5m.....	59

## Chapitre III

<b>Figure III.1</b> : La chaine de transmission radar.....	63
<b>Figure III.2</b> : Création d'une onde radar.....	64
<b>Figure III.3</b> : train d'impulsions radar.....	65
<b>Figure III.4</b> : signal radar à ondes continues CW.....	66
<b>Figure III.5</b> : Principe de détection de cibles.....	72
<b>Figure III.6</b> : Variation du seuil de détection modifiant le taux de fausses alarmes.....	73
<b>Figure III.7</b> : Création d'une onde rectangulaire.....	79
<b>Figure III.8</b> : Courbes de ROC non cohérent non fluctuant.....	80
<b>Figure III.9</b> : Représentation de la première et deuxième impulsion.....	81
<b>Figure III.10</b> : Représentation de la première et deuxième impulsion avec filtre adapté.....	82
<b>Figure III.11</b> : Représentation de la première et deuxième impulsion avec filtre adapté en utilisant un gain variant dans le temps.....	82
<b>Figure III.12</b> : création d'une onde rectangulaire.....	83
<b>Figure III.13</b> : sortie des deux premiers canaux.....	84
<b>Figure III.14</b> : Le signal de sortie après le beamforming.....	85
<b>Figure III.15</b> : Diagramme de rayonnement de formateur de voies.....	86
<b>Figure III.16</b> : Les interférences du signal de sortie.....	86

<b>Figure III.17 :</b> Le signal de sortie après MVDR.....	87
<b>Figure III.18:</b> Réponse du formateur de voies MVDR.....	87
<b>Figure III.19 :</b> Comparaison entre les réponse du formation de voies déphasée et MVDR.....	88

# *Liste des tableaux*

<b>Tableau I.1</b> : Bilan typiques des pertes .....	28
<b>Tableau I.2</b> : SER pour différents types de cibles.....	30
<b>Tableau I.3</b> : Quelques exemples de SER ponctuelles.....	31
<b>Tableau III.1</b> : Comparaison entre distance estimée et distance réelle.....	83

# *Abréviations et Acronymes*

**RADAR:** **R**ADIO **D**ETECTION **A**ND **R**ANGING

**LIDAR:** **L**IGHT **D**ETECTION **A**ND **R**ANGING ou « laser detection and ranging »

**PPI:** **P**osition **P**lan **I**ndicator

**MFP :** **M**icro-ondes **F**orte **P**uissance

**GPS :** **G**lobal **P**ositioning **S**ystem (Système de positionnement mondial)

**SMD :** **S**ignal **M**inimum **D**éetectable

**SER/RCS :** **S**urface **E**quivalente **R**adar /**R**adar **C**ross **S**ection

**SNR :** **S**ignal **N**oise **R**atio (rapport signal/bruit)

**HRR :** **H**igh **R**ésolution **R**adar

**MDS :** **M**ultiple **D**ominant **S**catterers

**ULA :** **U**niform **L**inear **A**rray (Réseau Uniforme linéaire)

**URA :** **U**niform **R**ectangular **A**rray (Réseau uniforme rectangulaire)

**UCA :** **U**niform **C**ircular **A**rray (Réseau uniforme circulaire)

**DOA :** **D**irection **O**f **A**rrival (Direction d'arrivée)

**CW :** **C**ontinue **W**ave (Radar à onde continue)

**OP :** **O**scillateurs de **P**uissance

**AP :** **A**mplificateurs de **P**uissance

**AWGN:** **A**dditive **W**hite **G**aussian **N**oise (Bruit Blanc Gaussien Additif)

**SW :** **S**Werling

**HRR :** **H**igh **R**ésolution **R**adar (Radar à Haute Résolution)

**DSP** : Densité Spectrale de Bruit

**FAR** : False Alarm Rate (Taux de fausses alarmes)

**CFAR** : Constant False AlarmRate (Taux de fausses alarmes constant)

**FRI** : Fréquence de Répétition des Impulsions

**MVDR** : Minimum Variance Distortionless Response

**ROC** : Receiver Operating Characteristic (caractéristique opérationnelle du récepteur)

# Nomenclature

$\delta$  : Surface équivalent radar de la cible

$\bar{\delta}$  : La valeur moyenne de RCS (surface équivalent radar de la cible)

$N_p$  : nombre de cellules

$R$  : la distance entre le radar et la cible

$t$  : temps mesuré

$c_0$  : vitesse de la lumière

$\varepsilon$  : l'angle de site (ou d'élévation)

$\beta$  : l'angle d'azimut

$H$  : La hauteur d'une cible par rapport à la surface du globe terrestre

$r_e$  : Rayon moyen de la terre

$s_u$  : Densité de puissance «omnidirectionnelle»

$p_s$  : Puissance émise

$S_g$  : Densité de puissance «directive»

$G$  : gain d'antenne

$P_r$  : Puissance réfléchi

$S_e$  : Densité de puissance au retour à l'antenne

$A_w$  : Surface apparente de l'antenne

$k_a$  : Facteur d'efficacité

$A$  : surface réelle (géométrique) de l'antenne

$P_e$  : Puissance captée par l'antenne

$R_1$  : Distance antenne – cible

$R_2$  : Distance cible – antenne

$R_{max}$  : Distance maximale de détection

$P_{Emin}$  : Puissance minimum du signal

$\lambda$  : Longueur d'onde

$L_{ges}$  : Facteur de pertes regroupe ( $L_D, L_f, L_{ATM}$ )

$L_D$  : Atténuations internes dans les circuits à de l'émetteur et du récepteur

$L_f$  : Pertes dues aux fluctuations de la surface équivalente

$L_{ATM}$  : Pertes atmosphériques

$R_\alpha$  : Facteur de dissipation remplace  $L_{ges}$ .

$A_z$  : Surface de réflexion apparente remplace  $\delta$

$t_i$  : Longueur d'impulsion

$K$  : constantes de Boltzmann

$T_0$  : Température absolue, en °K

$n_r$  : Bruit de fond du récepteur

$d$  : facteur de luminosité de l'écran

$\gamma$  : Angle du lobe réfléchi (par la surface de la terre)

$\delta_R$  : Facteur d'atténuations atmosphériques

$R_e$  : Distance du corps absorbant

$f_{tx}$  : Fréquence transmise

$v_r$  : vitesse radiale de la cible

$E_T$  : Champ total rayonné par le réseau

$F_r$  : Facteur de réseau

$E_\theta$  : Champ total rayonné par deux dipôles électriques ( $E_{\theta 1}$  et  $E_{\theta 2}$ )

$A_n$  : Amplitude d'excitation de chaque élément

$\theta_0$  : L'angle entre l'axe du réseau et le faisceau

$x(t)$  : Le signal à l'entrée du filtre adapté

$s(t)$  : Le signal utile

$n(t)$  : bruit blanc

$N_0/2$  : Densité Spectrale de Puissance constante

$P_{FA}$  : Les fausses alarmes

$P_d$  : Les probabilités de détection

$f_D$  : Fréquence Doppler

$\alpha$  : angle entre l'axe radar-cible et celle de déplacement réel de la cible

$X(\tau, \nu)$  : La fonction d'ambiguïté

$u(t)$  : La sortie du filtre adapté

# Introduction générale

La détection du signal est une procédure qui peut être implémentée dans diverses applications telles que les radars, les sonars, et les systèmes de communications. Le terme RADAR est l'acronyme de RAdio Detection And Ranging, qui signifie la détection et la localisation à distance d'un objet (cible) à partir du signal rétrodiffusé (écho) par le système radar et de déterminer ses paramètres (position, vitesse, sens du déplacement...). Depuis la seconde guerre mondiale, les technologies radars ont fait l'objet de nombreux développements industriels. Si initialement, les applications étaient purement militaires.

De nos jours, les radars recouvrent un large éventail de disciplines dans des domaines variés tels que le militaire, l'aéronautique, la marine, la météorologie, ..., etc.

La détection du signal radar est une tâche très complexe qui requiert un matériel spécial et un énorme calcul de traitement du signal.

Dans ce domaine, on ne peut plus parler de système radar sans parler de réseaux d'antennes. Néanmoins, leur encombrement et leur poids deviennent de graves inconvénients dès lors que ses antennes doivent se déplacer, par exemple, pour changer leur direction de pointage (direction d'émission ou de réception) avec des moyennes mécanique lourds et peu rapides.

L'introduction des réseaux d'antennes, permet de modifier la direction de pointage par voie électronique, il suffit pour cela, d'agir convenablement, par l'intermédiaire d'un dispositif appelé réseau d'alimentation, sur l'amplitude et la phase de chacune des sources.

- Le balayage électronique : permet le déplacement très rapide de la direction d'émission ou de réception (absence d'inertie du faisceau principale de rayonnement), il permet aussi une simultanéité de fonctions : pointage, identification et sélection des cibles à poursuivre, avec par intermittence le balayage complet de la zone d'exploitation.
- L'autoadaptativité : modifie automatiquement le diagramme d'émission ou de réception compte tenu des critères prédéterminés (par exemple l'élimination à la réception de brouilleurs indésirables).
- La possibilité de taches multiples réparties dans le temps : par exemple, observations fines dans quelque direction jugée intéressantes entrecoupées par une veille dans les autres directions **[23]**

Le problème posé est celui de l'adaptation d'un réseau d'antennes à son environnement. Dans une station d'émission – réception, le réseau peut être soumis à des

perturbations multiples. Il occupe ainsi une place particulièrement critique dans la chaîne de conversion et de traitement, puisqu'il intervient dans la capture même des signaux (ou brouilleurs) indésirables. Le réseau auto adaptatif de détection permet de minimiser d'une manière automatique la dégradation de la liaison utile de communication par une programmation adéquate de sa loi d'alimentation (commande optimale).

La répartition de l'énergie rayonnée dans l'espace (elle se caractérise par le *diagramme de rayonnement* de l'antenne)

L'objectif principal dans la détection du signal radar à balayage de phase est donc la conception d'une Structure optimale du récepteur selon certains critères qui sont déterminés par le modèle d'environnement, de détection et de la cible. En réalité, les modèles statistiques des signaux reçus ne sont pas disponibles, à priori, mais peuvent changer avec le temps.

Cette étude sera donc présentée au cours des trois chapitres qui constituent ce manuscrit:

Le premier chapitre présente les principes fondamentaux du radar. Nous analysons les performances de détection radar, nous commençons par une présentation générale des systèmes radar, leurs caractéristiques, les différents types et principes de fonctionnement, l'équation radar et les paramètres et modèles d'objets qui influent sur la détection ; citons leurs applications dans différents domaines

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des réseaux d'antennes leur principe, diagramme de rayonnement et ses différentes représentations graphiques à l'aide du programme MATLAB

Pour le chapitre III, nous allons simuler sous Matlab la chaîne radar à balayage de phase après avoir présenté et décrits chaque bloc qui la compose. Ou nous allons suivre plusieurs scénarios et visualiser la capacité de notre conception radar. Enfin, nous présentons une conclusion générale.

Chapitre I :  
Généralités sur les  
radars

Chapitre I

## **I.1.Historique :**

Il serait vain de chercher à attribuer l'invention du Radar à un savant en particulier, ou à un événement unique. On doit plutôt considérer le « Radar » comme le résultat de l'accumulation de nombreuses recherches menées antérieurement, et auxquelles les scientifiques de plusieurs pays ont parallèlement participé. Au fil de cette histoire, il existe néanmoins des points de repères qui correspondent à la découverte de quelques grands principes de base ou à des inventions importantes.

En **1865**, le physicien anglais James Clerk Maxwell développe sa théorie de la lumière électromagnétique et en 1886, le physicien allemand Heinrich Rudolf Hertz démontra son existence physique qui confirme alors la théorie.

En **1904**, le technicien allemand spécialiste des ondes hertziennes, Christian Hülsmeyer, invente le «Telemobiloskop», appareil de prévention des collisions en mer. Il mesure le temps de parcours de l'onde électromagnétique, sur le trajet aller-retour, entre l'antenne et un objet métallique (navire). Un calcul de la distance est donc possible. Il s'agit du premier test pratique d'un appareil qui suit les principes de ce que sera le radar plus tard. Hülsmeyer dépose un brevet de son invention en Allemagne, en France et au Royaume-Uni.

En **1921**, Albert Wallace Hull développe un oscillateur à haut rendement, le magnétron, qui servira plus tard comme source de l'onde radar et en 1922, A. H. Taylor et L. C. Young, du Naval Research Laboratory (USA), détectent pour la première fois un navire en bois dans une expérience assez similaire à celle de Hülsmeyer.

En **1934**, faisant suite à une étude systématique du magnétron, des essais sur des systèmes de détection par ondes courtes sont menés en France par la CSF (16 et 80 cm de longueur d'onde) selon les principes de Nicolas Tesla. Un brevet est déposé (brevet français n° 788795). Le premier équipa en 1934 le cargo Orégon, suivi en 1935 par celui du paquebot Normandie.



Figure I.1 : Henri GUTTON près du radar de détection du Normandie.

En 1935, faisant suite à un brevet déposé par Robert Watson-Watt (l'inventeur dit « officiel » du radar) (brevet anglais GB593017), le premier réseau de radar est commandé par les Britanniques et portera le nom de code Chain Home. [1]

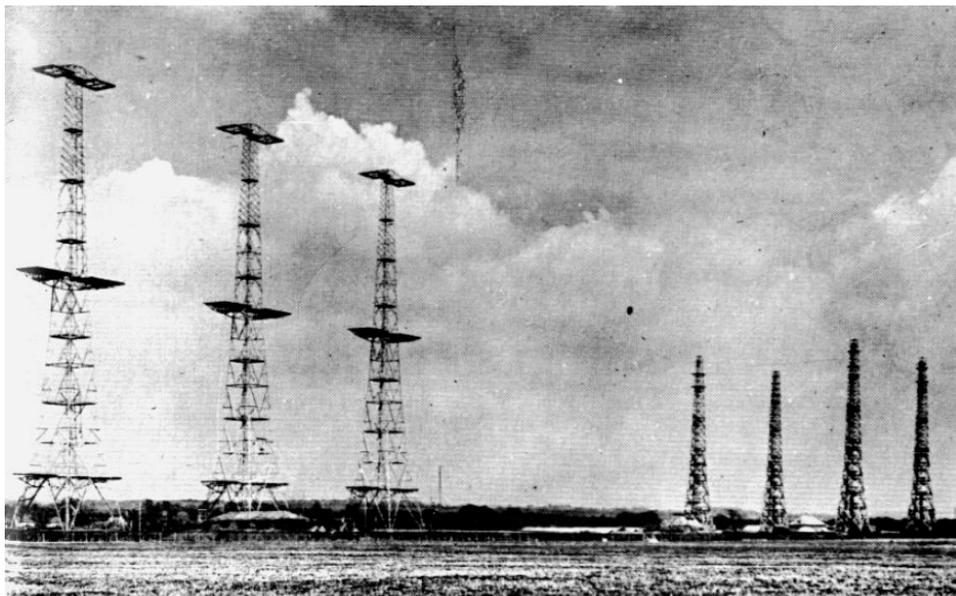


Figure I.2 : Station de la Chain Home vue générale (1939)

L'évènement des antennes réseau à balayage électronique constitue certainement l'une des mutations les plus significatives qui ont modifié profondément la physionomie des radars modernes.

Ici encore l'idée n'est pas nouvelle. **Les antennes réseau**, ensembles de lignes de sources rayonnantes disposées sur une surface plane, sont de conception ancienne : les panneaux de dipôles des radars métriques de la seconde guerre mondiale, dont le fameux "sommier volant" **XAF** du cuirassé "New York", les réseaux de dipôles des **radars embarqués britanniques type 79 et 81**, les antennes géantes des **Mammut** allemands et celles des **radars métriques français** développés au tout début de l'après-guerre étaient des antennes réseaux.

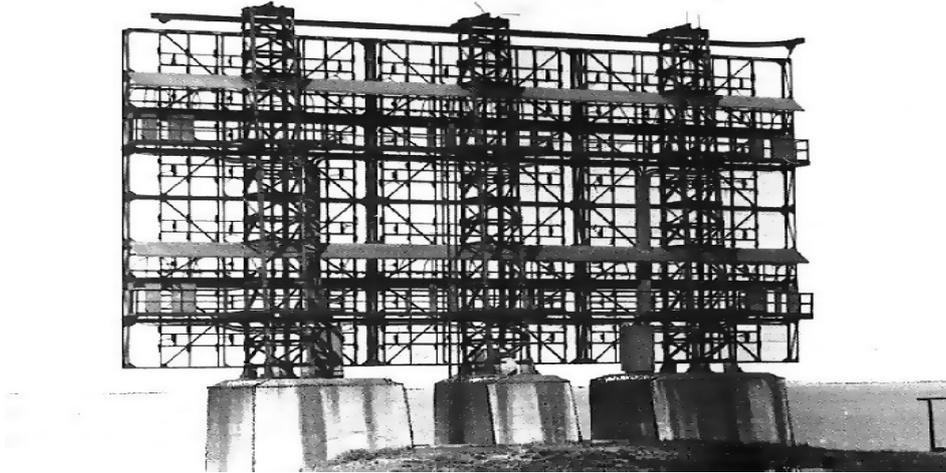


Figure I.3 : Radar géant MAMMUT, antenne réseau à balayage électronique (1941)

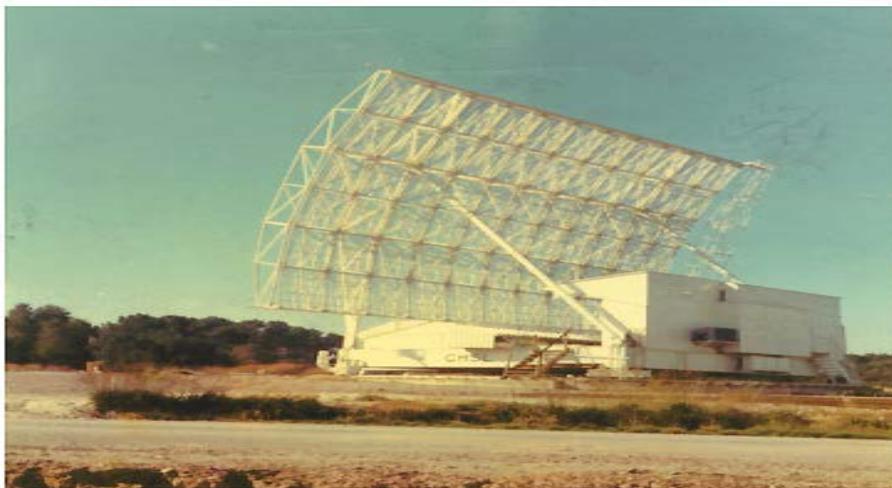
L'application du **balayage électronique** à ces antennes réseaux fut la conséquence logique de l'impossibilité de faire tourner mécaniquement les structures d'antennes géantes, et cette solution fut adoptée, dès 1942, par les allemands pour le **Mammut**, qui était doté d'un "Kompensator", ensemble de déphaseurs qui assurait un balayage du faisceau dans une ouverture en gisement de +/- 50°.

Dans la période moderne, la première réalisation opérationnelle fut celle des radars des porte-avions type ENTREPRISEaux USA à partir de 1950. En France, la théorie en sera développée dans le milieu des années 60, particulièrement par **Serge Drabovich** à la Thomson, en relation étroite avec les nouveaux développements du traitement de signal.



**Figure I.4 :** Antenne à balayage électronique du radar de surveillance aérienne TRS 22XX

La première conception en France d'une antenne à balayage électronique 2D date de 1968, à partir d'un projet de 1966 de l'équipe antenne **CSF** dirigée par **Mr Landesmann**, sur un cahier des charges du STTA, dans le cadre d'un projet ambitieux d'un prototype de radar de surveillance spatiale le **STRADIVARIUS**. [2]



**Figure I.5 :** Radar expérimental de détection des satellites STRADIVARIUS sur son site de Bruz (1970)

Les recherches dans le domaine de la technologie radar génèrent des avancées techniques significatives durant la seconde guerre mondiale. Pendant la guerre froide, des radars sont déployés en grande quantité de part et d'autre du «rideau de fer», et en particulier le long des frontières allemandes. D'autre part, le radar fait son apparition dans

le domaine civil après le conflit. En premier, c'est le domaine de l'aviation civil qui en est équipée, permettant un rapide développement du contrôle aérien. Il se répand ensuite dans des domaines aussi divers que la détection des précipitations en météorologie, l'étude des planètes en astronomie, le contrôle de la vitesse sur les routes et la détection des artefacts archéologiques dans le sol. [1]

## I.2. Définition :

L'équipement de détection et de localisation s'est appelé successivement détection électromagnétique (France), Radio Location (Grande-Bretagne) et enfin RADAR (nom du projet secret aux Etats-Unis, vulgarisé en 1945).

Le terme **RADAR** est l'acronyme de **Radio Detecting And Ranging** :

- **Radio** : Pour électromagnétique. Les radars fonctionnent à des fréquences comprises entre 3 MHz (ondes de surface ou par réflexion ionosphérique) et 100 GHz (courtes portées).
- **Détection** : seules, les cibles utiles, définies par les spécifications de besoin des utilisateurs, et rejette des signaux parasites.
- **And** : simultanément.
- **Ranging** : localisation des cibles en quatre dimensions, Site, Gisement, Distance, Vitesse radiale.

Le RADAR est donc un instrument d'alerte (détection) et de mesure (localisation).

Dans cette deuxième fonction, deux caractéristiques sont essentielles :

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

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

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

### ➤ **Cible** :

Au sens large du terme, une cible (target en anglais) est l'objet qui interfère avec l'onde émise et réfléchit une partie de l'énergie vers le radar.

On fait la distinction entre une cible est l'objet qu'on veut détecter et le <<Clutter>> que représente les objets non désirés (réflexion de la mer, de la terre, pluie, oiseaux, météorites.....) qui interceptent aussi l'énergie et la renvoient. [3]

### I.3. Principe de fonctionnement du radar :

Le principe utilisé par les radars est voisin de celui de la réflexion des ondes sonores. Lorsque vous criez dans la direction d'un objet qui peut réfléchir le son de votre voix (dans un canyon ou dans une grotte par exemple), vous en entendez l'écho. Si vous connaissez la vitesse du son dans l'air, vous pouvez alors estimer la distance et la direction générale de l'objet. Le temps nécessaire à l'aller et au retour du son vers vous peut être converti en distance si vous connaissez sa vitesse. Le radar utilise des impulsions d'énergie électromagnétique à peu près de la même manière, comme la montre la Figure I.6. Le signal hyperfréquence est émis en direction de la cible. Une petite partie de l'énergie transmise est réfléchi par la cible dans la direction du radar. Cette énergie renvoyée par la cible jusqu'au radar est appelée « écho », exactement comme lorsque l'on considère les ondes sonores. Un radar utilise l'écho afin de déterminer la direction et la distance de l'objet qui a réfléchi son signal.



Figure I.6 : principe de l'émission du radar.

La figure I.7 illustre le principe de fonctionnement du radar primaire. Le signal transmis par le radar est généré par un émetteur puissant puis traverse un duplexeur qui l'aiguille vers l'antenne émettrice. Chaque cible réfléchit le signal en le dispersant dans un grand nombre de directions ce qui se nomme la diffusion. La rétrodiffusion est le terme

désignant la partie du signal réfléchi diffusée dans la direction opposée à celle des ondes incidentes (émises). L'écho ainsi réfléchi par la cible vers l'antenne sera aiguillé par le duplexeur vers un récepteur très sensible.

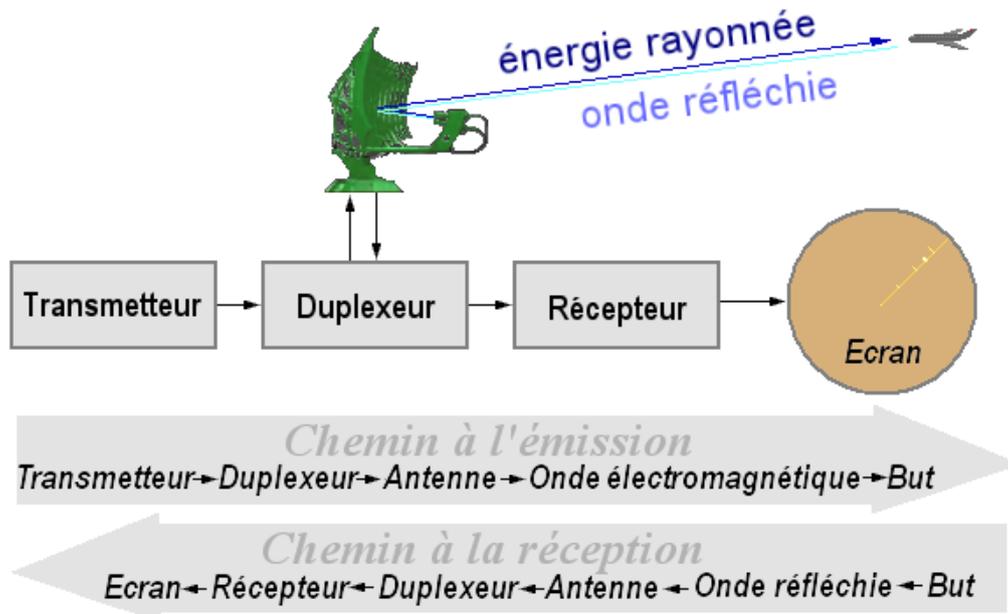


Figure I.7 : Schéma du parcours de l'onde dans du radar primaire.

Les échos détectés par le radar peuvent être finalement visualisés sur l'écran traditionnel de type PPI (*plan position indicator*) ou sur tout autre système de visualisation plus élaboré. L'écran type PPI permet de visualiser un vecteur dont l'origine est la position actuelle du radar et la direction l'axe de l'antenne. Ce vecteur fait le tour de l'écran à la vitesse de rotation de l'antenne, et la position de l'axe de l'antenne au moment où un écho est détecté correspond donc à la direction dans laquelle se trouve cet écho. Le principe de base du fonctionnement d'un radar primaire est donc très simple à comprendre, bien que la théorie puisse être assez complexe. Sa connaissance est cependant indispensable à la définition exacte et à l'utilisation de tout système radar. La réalisation et la mise en œuvre de radars primaires recourent à un large éventail de disciplines dans des domaines variés tels que le bâtiment, la mécanique, l'électricité, l'électronique, les micro-ondes de forte puissance (MFP), le traitement du signal et le traitement rapide de grands volumes de données numériques. Pourtant, quelques lois physiques sont de la plus grande importance. La mesure de la distance par un radar est possible du fait des propriétés de l'énergie électromagnétique:

- Cette énergie circule normalement dans l'espace **en ligne droite** et à **vitesse constante**. Elle peut être soumise à des variations minimales dues aux conditions météorologiques et atmosphériques. Les effets de l'atmosphère et de la météo sur la propagation des ondes électromagnétique seront évoqués plus loin. Cependant, lors de la discussion sur la mesure de distance, ces effets seront temporairement ignorés.
- L'énergie électromagnétique se déplace dans l'air approximativement à la **vitesse de la lumière** soit :
  - 300 000 kilomètres par seconde ou ;
  - 186 000 miles (anglo-saxons) par seconde ou ;
  - 162 000 milles nautiques par seconde.
- **Réflexion des ondes électromagnétiques** : Les ondes électromagnétiques sont réfléchies lorsqu'elles rencontrent une surface conductrice. Si après l'émission d'un signal, on est capable de recevoir une partie de son énergie qui retourne vers la source, alors on a la preuve qu'un obstacle se trouve dans la direction de sa propagation. [1]

#### I.4. Classification des systèmes radars :

En fonction des informations qu'ils doivent fournir, les équipements radars utilisent des qualités et des technologies différentes. Ceci se traduit par une première classification des systèmes radars [1] :

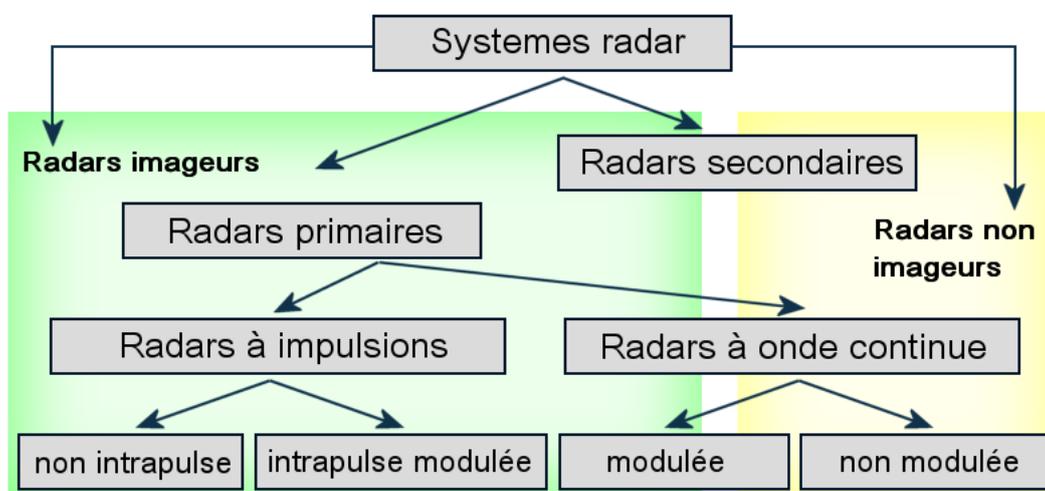


Figure I.8 : Organigramme des systèmes radar.

**I.4.1. Radars imageurs / Radars non imageurs :**

Un radar imageur permet de présenter une image de l'objet (ou de la zone) observé. Les radars imageurs sont utilisés pour cartographier la Terre, les autres planètes, les astéroïdes et les autres objets célestes. Ils offrent aux systèmes militaires une capacité de classification des cibles. Des exemples typiques de radar non imageur sont les cinémomètres radars (les petits, sur le bord de la route...) et les radios altimètres. Ce type de radar est également appelé diffusomètre puisqu'il mesure les propriétés de réflexion de la région ou de l'objet observé. Les applications des radars secondaires non imageurs sont par exemple les dispositifs d'immobilisation antivols installés sur certains véhicules privés récents.

**I.4.2. Radars primaires :**

Un radar primaire émet des signaux hyperfréquences qui sont réfléchis par les cibles. Les échos réfléchis sont reçus et étudiés. Contrairement à un radar secondaire, un radar primaire reçoit la partie réfléchie de son propre signal.

**I.4.3. Radars secondaires :**

Avec ces radars, l'avion doit être équipé d'un transpondeur (transmetteur répondeur) qui répond à l'interrogation du radar en générant un signal codé. Cette réponse peut contenir beaucoup plus d'informations que celles qu'un radar primaire peut collecter (par exemple l'altitude, un code d'identification, ou encore un rapport de problème à bord comme une panne totale des radioscommunications).

**I.4.4. Radars à impulsions :**

Les radars à impulsions émettent des impulsions de signal hyperfréquence à forte puissance. Chaque impulsion est suivie d'un temps de silence plus long que l'impulsion elle-même, temps durant lequel les échos de cette impulsion peuvent être reçus avant qu'une nouvelle impulsion ne soit émise. Direction, distance et parfois, si cela est nécessaire, hauteur ou altitude de la cible, peuvent être déterminées à partir des mesures de la position de l'antenne et du temps de propagation de l'impulsion émise.

### I.4.5. Radars à onde continue :

Les radars à onde continue génèrent un signal hyperfréquence continu. Le signal réfléchi est reçu et traité, mais le récepteur (qui dispose de sa propre antenne) n'est pas tenu d'être au même emplacement que l'émetteur. Tout émetteur de station radio civile peut être simultanément utilisé comme un émetteur radar, pour peu qu'un récepteur relié à distance puisse comparer les temps de propagation du signal direct et du signal réfléchi. Des essais ont montré que la localisation d'un avion était possible par la comparaison et le traitement des signaux provenant de trois différentes stations émettrices de télévision.

➤ **Radars à onde continue non modulée :**

Le signal émis par ces équipements est constant en amplitude et en fréquence. Spécialisés dans la mesure des vitesses, les radars à onde continue ne permettent pas de mesurer les distances. Ils sont employés par exemple par la gendarmerie pour les contrôles de vitesse sur les routes (cinémomètres radars). Des équipements plus récents (LIDAR) fonctionnent dans la bande de fréquence des lasers et permettent d'autres mesures que celle de la vitesse.

➤ **Radars à onde continue modulée :**

Le signal émis est constant en amplitude mais modulé en fréquence. Cette modulation rend à nouveau possible le principe de la mesure du temps de propagation. Un autre avantage non négligeable de ce type d'équipement est que, la réception n'étant jamais interrompue, les mesures s'effectuent en permanence. Ces radars sont utilisés lorsque les distances à mesurer ne sont pas trop grandes et qu'il est nécessaire d'effectuer des mesures ininterrompues (par exemple une mesure d'altitude pour un avion ou un profil de vents par un radar météorologique). Un principe similaire est utilisé par des radars à impulsions qui génèrent des impulsions trop longues pour bénéficier d'une bonne résolution en distance. Ces équipements modulent souvent le signal contenu dans l'impulsion afin d'améliorer leur résolution en distance. On parle alors de compression d'impulsion.

### I.4.6. Radars bistatiques :

Un radar bistatique se compose de deux installations considérablement éloignée l'une de l'autre. L'un des sites abrite les équipements consacrés à l'émission, l'autre est consacré à la réception (un tel radar utilise donc également deux antennes, une sur chaque site).

## I.5. Composantes principales :

### I.5.1. Le transmetteur :

Le transmetteur est un appareil électronique qui génère une impulsion électromagnétique de la gamme des ondes radio qui sera envoyé à l'antenne pour diffusion. Il doit pouvoir:

- Produire l'onde de radiofréquence à une puissance moyenne et de pointe désirée;
- Émettre des ondes sur une gamme de fréquences;
  
- Émettre de façon stable la ou les fréquences désirées afin de permettre un traitement reproductibles des données ;
- Être modulable en fréquence ou en phase pour les besoins de la formation de l'impulsion;
- Être fiable, facile à entretenir et efficace pour une très longue durée de vie. Le transmetteur radar est construit en tenant compte des appareils qu'il alimente et ce chapitre décrira ceux-ci. Les types principaux de transmetteurs sont:
- Les oscillateurs de puissance: un tube à vide ou une cavité résonnante, habituellement un magnétron, génère une impulsion de radiofréquence lorsqu'il est excité par générateur de décharges de puissance de courant continu appelé modulateur. Ce type est utilisé dans les radars non-cohérents ou pseudo-cohérents (la cohérence étant la possibilité de toujours émettre des impulsions de même phase);
- Les amplificateurs de puissance: un générateur d'onde envoie une impulsion à un amplificateur de puissance comme un amplifitron, un klystron ou un amplificateur à semi-conducteurs. Les radars utilisant ce type sont la plupart du temps cohérents et plus récents. Un cas spécial est celui des antennes réseau actives où chaque éléments radiants ou chaque groupe d'éléments possède sont transmetteur. [1]

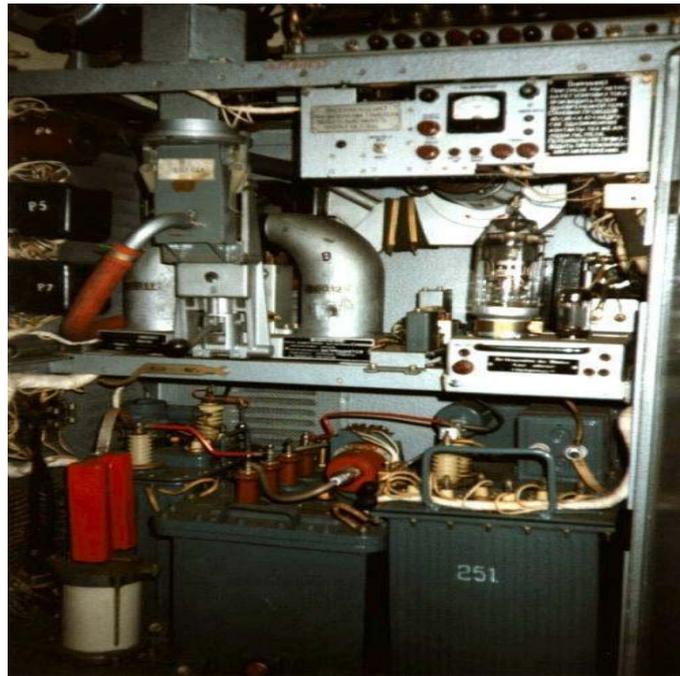


Figure 9: Transmetteur à oscillateur de puissance d'un radar russe P-37.

### I.5.2. Le duplexeur :

Un commutateur électronique, dirige l'onde vers l'antenne lors de l'émission ou le signal de retour depuis l'antenne vers le récepteur lors de la réception quand on utilise un radar monostatique. Il permet donc d'utiliser la même antenne pour les deux fonctions.[4]

Il est primordial qu'il soit bien synchronisé, puisque la puissance du signal émis est de l'ordre du mégawatt ce qui est trop important pour le récepteur qui, lui, traite des signaux d'une puissance de l'ordre de quelques nano watts. Au cas où l'impulsion émise serait dirigée vers le récepteur, celui-ci serait instantanément détruit.[5]

### I.5.3. L'antenne :

L'antenne est une des parties les plus importantes d'un radar. Elle réalise les fonctions essentielles suivantes:

- Elle transfère la puissance de l'émetteur à des signaux dans l'espace avec l'efficacité voulue et la selon la répartition nécessaire. Le même processus est appliqué à la réception.
- Elle permet d'obtenir le diagramme de rayonnement souhaité. En général il sera suffisamment étroit dans le plan horizontal pour obtenir la précision et la résolution demandée en azimut

- Elle doit assurer la mise à jour de la position de la cible à la fréquence voulue. Dans le cas d'une antenne à balayage mécanique, cette mise à jour se fera au rythme de la rotation de l'antenne. Une vitesse de rotation élevée peut poser des problèmes mécaniques importants, notamment pour les équipements qui émettent dans des bandes de fréquences nécessitant l'utilisation d'antennes imposantes et pouvant peser plusieurs tonnes.
- Elle doit mesurer sa direction de pointage avec une grande précision

#### I.5.4. Récepteur :

Le récepteur reçoit les échos de retour qui ont été perçus par l'antenne. Il transforme le signal à haute fréquence du faisceau en un signal modulé de fréquence intermédiaire (FI) qui contient l'information des échos, l'amplifie et les transmet ensuite au système de traitement du circuit radar qui en retirera ensuite les cibles d'intérêt. Le récepteur idéal doit:

- Amplifier les signaux reçus sans y ajouter de bruit de fond ou distorsion;
- Optimiser la probabilité de détection de signaux grâce à une bande passante

Adaptée ;

- Avoir une large plage d'intensités qu'il peut traiter sans saturation;
- Rejeter les signaux d'interférence pour optimiser l'extraction de l'information.



Figure I.10 : Récepteur et générateur de signaux d'un radar ASR-E de contrôle aérien. [1]

## I.6. Positionnement de la cible : [1]

### I.6.1. Calcul de la distance :

Dans le cas d'un radar à impulsions, la distance est calculée à partir du temps de transit (aller et retour) d'une brève impulsion radioélectrique émise et de sa vitesse de propagation  $c_0$ . La distance de l'écho (calculée par le radar) est la distance en ligne droite entre l'antenne du radar et la cible. La «distance-sol» est la distance «horizontale» entre l'antenne du radar et la cible: elle ne peut être déterminée que si l'on calcule l'altitude de la cible, ou son angle de site.

Le temps mesuré par le radar est le temps nécessaire à l'impulsion pour aller de l'antenne à la cible, puis de la cible vers l'antenne après réflexion. Chaque impulsion revenant au radar a parcouru deux fois la distance radar-cible à la vitesse de la lumière. En mesurant le temps « $t$ » écoulé entre le départ et le retour de l'impulsion au radar, il est donc possible de déterminer la distance  $R$  entre le radar et la cible. La formule permettant de calculer cette distance est donc la suivante :

$$R = \frac{c_0 \cdot t}{2} \quad (I.1)$$

$R$  : Distance [m] ;

$t$  : temps mesuré [s] ;

$c_0$  : vitesse de la lumière =  $3 \cdot 10^8$  m/s.

La distance est dans ce cas exprimée en mètres. En divisant le résultat par 1 852, on obtient la distance en milles nautiques. La distance ( $R$ ) est la distance en ligne droite entre le radar et la cible. Dans le cas de l'atmosphère, la trajectoire de l'onde radar est légèrement courbée par la variation de densité de l'air avec la hauteur, ce qui donne une distance parcourue légèrement plus longue que la réalité.

### I.6.2. Mesure de la direction :

L'angle entre la direction du nord et celle de la cible (azimut) est déterminé grâce à la directivité de l'antenne. La directivité, parfois appelée «gain directif», est la capacité de l'antenne à concentrer l'énergie rayonnée dans une direction particulière. Une antenne à forte directivité est appelée «antenne directive». En mesurant la direction dans laquelle

est pointée l'antenne à l'instant où elle reçoit un écho, on peut déterminer non seulement l'azimut mais aussi le site de la cible (donc son altitude).

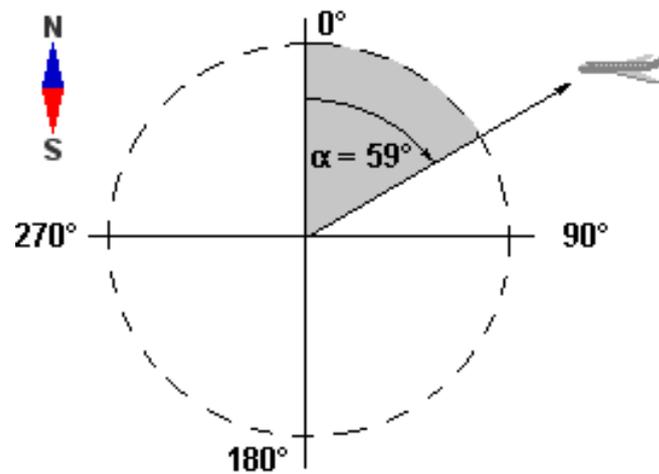


Figure I.11 : Azimut de la cible.

La précision de la mesure de ces angles dépend de la directivité de l'antenne. Pour une fréquence émise donnée, ou une longueur d'onde définie, la directivité d'une antenne est

fonction de ses dimensions propres. Les radars émettent normalement de très hautes fréquences pour les raisons suivantes:

- propagation quasi rectiligne de ces ondes,
- haute résolution (plus la longueur d'onde est courte, plus le radar est capable de détecter un petit objet),
- encombrement réduit de l'antenne (plus on augmente la fréquence du signal rayonné, plus la directivité est grande pour une antenne de taille donnée).

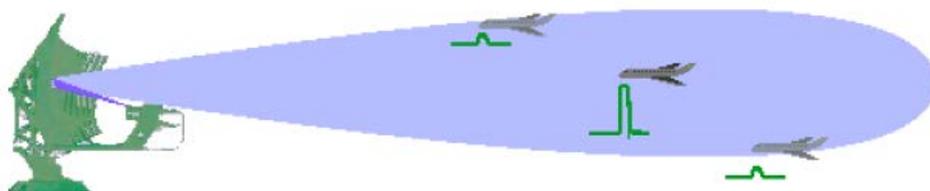


Figure I.12 : Détermination de l'azimut par rapport à la largeur du faisceau.

L'azimut vrai d'une cible détectée par un radar est l'angle entre la direction du nord vrai et celle de la ligne directe antenne-cible. Cet angle se mesure dans le plan horizontal, dans le sens des aiguilles d'une montre, et à partir du nord vrai.

Les antennes de la plupart des radars sont étudiées et réalisées de façon à rayonner l'énergie dans une direction donnée sous la forme d'un faisceau directionnel appelé «lobe principal». En général le balayage en azimut par ce lobe s'effectue par un simple mouvement de l'antenne. A cause de la forme du lobe rayonné, la puissance du signal réfléchi varie au fur et à mesure de l'éclairage de la cible par le lobe. Elle atteint son amplitude maximum théoriquement lorsque la cible est exactement dans l'axe du faisceau. Les radars de conduite de tir et de guidage d'arme déterminent donc la position de la cible dans le faisceau pour que le signal réfléchi soit maximum. Ils réagissent ensuite de façon à conserver le calage de la cible dans la même position grâce à un système de poursuite manuel ou automatique.

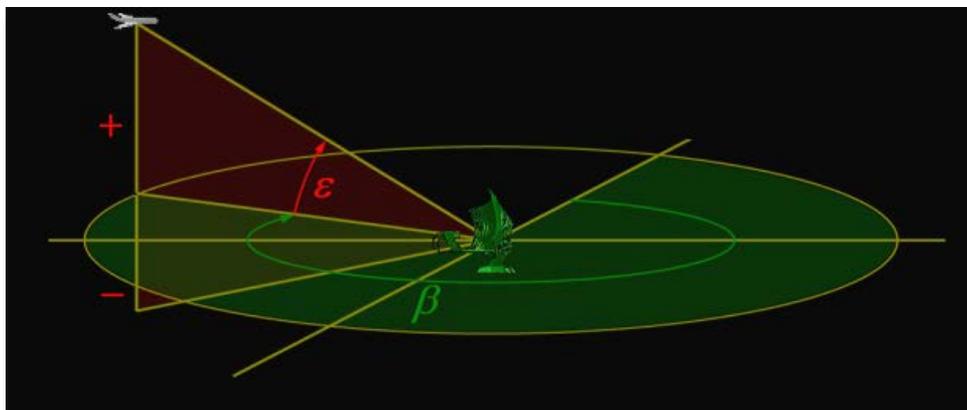
Afin de déterminer précisément l'azimut de la cible, la position exacte du nord doit être connue. Par conséquent les équipements les plus anciens nécessitaient l'emploi d'une boussole ou l'aide de quelques calculs trigonométriques. Les radars modernes assurent directement cette tâche et, grâce au GPS, reçoivent une information extrêmement fiable concernant la direction du nord. La transmission rapide et précise de l'information de direction de la cible (azimut) entre la plaquetournante supportant l'antenne et le scope radar peut être assurée par:

- des servo-systèmes
- un comptage d'impulsions d'horloge «azimut».

Les servo-systèmes sont utilisés sur les anciens équipements et fonctionnent grâce à des éléments tels que les transmetteurs et les récepteurs de téléaffichage. Sur les systèmes plus récents, un codeur synchronisé génère des tops durant la rotation de l'antenne. Le comptage de ces tops permet à tout instant de déterminer la position de l'antenne. Les nouveaux radars balayent leur secteur de recherche sans mouvements mécaniques, ou avec des mouvements minimums. Ces radars mettent en œuvre un balayage électronique en azimut et/ou en élévation (antenne réseau à commande de phase).

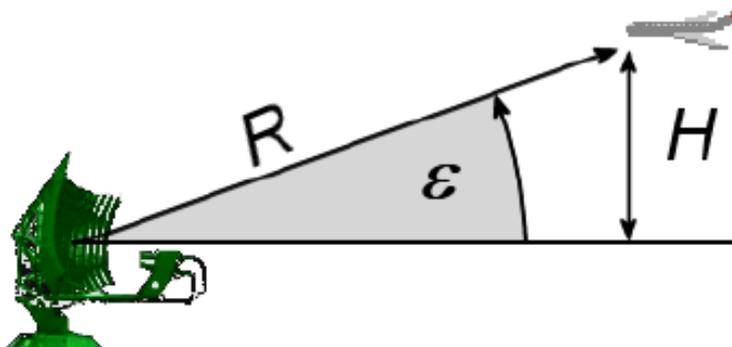
### I.6.3. Angle de site et altitude :

Les radars d'altimétrie rayonnent un faisceau (ou lobe) très étroit dans le plan vertical. Ce faisceau est déplacé suivant un axe vertical, mécaniquement ou électroniquement, afin de balayer en site son volume de détection et d'y positionner les cibles. Les radars d'altimétrie ayant également la capacité de déterminer l'azimut des cibles doivent utiliser un faisceau étroit tant dans le plan vertical que dans le plan horizontal. L'angle de site est l'angle que forme, avec sa projection sur le plan horizontal, l'axe «antenne radar – cible», mesuré dans le plan vertical. La lettre grecque Epsilon ( $\epsilon$ ) désigne l'angle de site (ou d'élévation). L'angle de site est positif lorsqu'il est au-dessus de l'horizon (site  $0^\circ$ ), et négatif en dessous.



Figurel.13 : Angle de site  $\epsilon$  et angle d'azimut  $\beta$ .

La hauteur d'une cible par rapport à la surface du globe terrestre est appelé altitude. Dans les formules et schémas quisuivent elle sera désignée par la lettre H (comme Hauteur). L'altitude peut être calculée à partir des mesures de distance R et d'angle de site  $\epsilon$ .



Figurel.14 : Relation trigonométrique simple entre l'élévation et la hauteur.

On sait que :  $\sin \alpha = \frac{\text{angle opposé}}{\text{Hypoténuse}}$

Nous insérons ces valeurs dans la formule pour trouver la hauteur géométrique de la cible :

$$H = R \cdot \sin \varepsilon \quad (1.2)$$

Dans la réalité, l'altitude précise d'un avion en vol ne peut être calculée aussi simplement car lors de la propagation des ondes électromagnétiques, une réfraction se produit à chaque fois qu'elles atteignent une couche de l'atmosphère de différente densité, la surface de la terre est courbe. Ces deux facteurs sont compensés dans les systèmes radars qui calculent l'altitude grâce à l'utilisation d'une formule plus complète.

Le calcul de l'altitude de la cible n'est pas uniquement la simple résolution d'une équation trigonométrique appliquée au triangle. La rotondité de la terre doit également être prise en compte. On peut déterminer l'équation à partir de la Figure (I.15). Un triangle est formé par les points: centre de la terre, position géographique du radar, et position de la cible (avion).

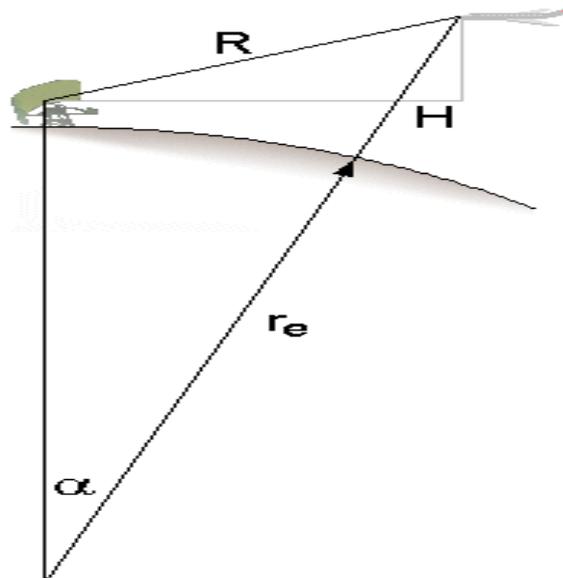


Figure I.15 : Relation entre l'altitude et la hauteur à l'étude de la terre courbe.

$$H = R \cdot \sin \varepsilon + \frac{R^2}{2r_e} \quad (1.3)$$

$R$  : Distance de la cible en ligne droite ;

$\varepsilon$  : Angle de site mesuré ;

$r_e$  : Rayon moyen de la terre (environ 6 370 km).

(Cette formule n'est qu'approximative!)

### I.7. Equation du radar :[1]

L'équation du radar traduit l'influence de phénomènes physiques sur la puissance rayonnée, la propagation de l'onde, et jusqu'à la réception du signal réfléchi (écho). L'équation du radar permet de réaliser une estimation des performances d'un système radar.

Nous supposons que les ondes électromagnétiques se propagent dans des conditions idéales, sans subir de quelconque perturbation. Lorsque l'énergie haute fréquence est rayonnée à partir d'une antenne isotrope, elle se propage de façon uniforme dans toutes les directions. Les zones d'égale densité de puissance forment donc des surfaces sphériques ( $A = 4\pi \cdot R^2$ ) concentriques autour de l'antenne. Lorsque le rayon de la sphère augmente, une même quantité d'énergie est diffusée sur une plus surface sphérique. Cela revient à dire que la densité de puissance, dans une direction donnée, diminue lorsque la distance de l'émetteur augmente. La formule suivante permet de calculer la densité de puissance pour un aérien omnidirectionnel  $S_u$  :

$$S_u = \frac{P_s}{4\pi R_1^2} \quad (1.4)$$

$s_u$  : Densité de puissance «omnidirectionnelle» ;

$p_s$  : Puissance émise [W] ;

$R_1$  : Distance antenne - cible [m].

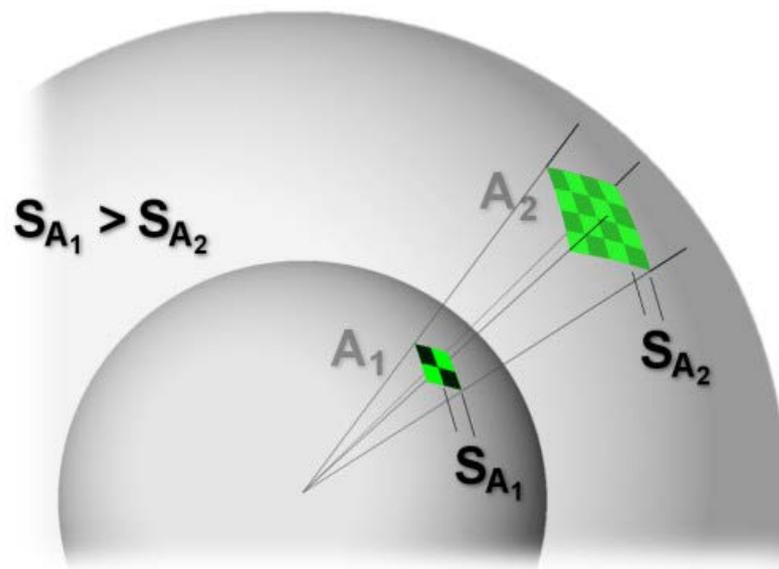


Figure I.16 : Densité de puissance omnidirectionnelle.

Si l'antenne n'émet que sur une portion de la sphère (pour une puissance d'émission constante), la densité de puissance augmente dans la direction de l'émission.

Cette caractéristique est appelée gain d'antenne. Ce gain est dû à la concentration de la puissance émise dans une seule direction. La formule permettant de calculer la densité de puissance dans la direction du gain maximum est la suivante:

$$S_g = S_u \cdot G \quad (1.5)$$

$S_g$  : Densité de puissance «directive» [W/m<sup>2</sup>] ;

$S_u$  : Densité de puissance «omnidirectionnelle» [W/m<sup>2</sup>] ;

$G$  : gain d'antenne.

Évidemment, dans la réalité, les antennes de radars ne sont pas des antennes isotropes n'émettant que dans un secteur limité. Elles génèrent un lobe étroit et un gain pouvant aller jusqu'à 30 ou 40 dB. (Ex. antenne parabolique ou antenne à réseau de phases).

La détection d'une cible ne dépend pas uniquement de la densité de puissance à sa position. Elle dépend également de la partie de l'énergie réfléchiée par la cible qui est renvoyée vers l'antenne du radar. Afin de déterminer la valeur de cette puissance réfléchiée «utile», il est nécessaire de connaître la surface équivalente radar  $\delta$  de la cible. Cette valeur difficile à appréhender dépend de plusieurs paramètres

Dans un premier temps, il est relativement logique de considérer que plus la surface éclairée par le signal est grande, plus la puissance réfléchiée est importante. Par exemple, un Jumbo jet présente une surface équivalente radar plus grande qu'un avion de tourisme dans la même configuration de vol. Au-delà des considérations de taille, la capacité d'un objet à réfléchir les ondes dépend de sa forme, de la composition de sa surface et de la nature des matériaux utilisés.

Reprenons donc toute notre démonstration : lorsqu'elle atteint sa destination finale, la *puissance réfléchiée*  $P_r$  découle de la densité de puissance  $S_u$ , du gain d'antenne  $G$  et de la très fluctuante surface équivalente radar  $\delta$

$$P_r = \frac{P_s}{4\pi R_1^2} \cdot G \cdot \delta [\text{Watt}] \quad (1.6)$$

$P_r$  : Puissance réfléchiée [W] ;

$P_s$  : Puissance émise [W] ;

$R_1$  : Distance radar - cible [m] ;

$G$  : gain d'antenne ;

$\delta$  : Surface équivalente radar [ $m^2$ ].

D'une façon simplifiée nous pouvons considérer la cible comme un émetteur (du signal réfléchi). La puissance réfléchi  $P_r$  est donc assimilable à une puissance émise (par la cible).

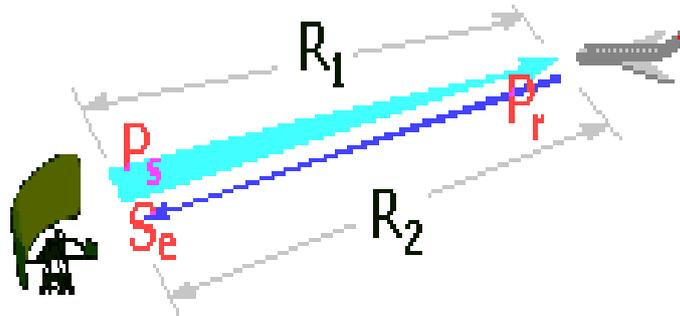


Figure1.17 : Relation entre les puissances émises et réfléchies

Comme les conditions de propagation du signal sont identiques sur le trajet aller et sur le trajet retour, nous pouvons réutiliser la formule (1.5) pour déterminer la densité de puissance  $S_e$  atteignant l'emplacement de l'antenne du radar:

$$S_e = \frac{P_r}{4\pi R_2^2} \quad [W/m^2] \quad (1.7)$$

$P_r$  : Puissance réfléchi [ $W$ ] ;

$R_2$  : Distance cible - radar [ $m$ ] ;

$S_e$  : Densité de puissance au retour à l'antenne [ $W/m^2$ ].

L'énergie globale reçue par l'antenne  $P_e$ , c'est à dire la «quantité de densité de puissance» captée par l'antenne, dépend de la surface apparente de l'antenne  $A_w$ .

$$P_e = S_e \cdot A_w \quad (1.8)$$

$P_e$  : Puissance [ $W$ ] ;

$A_w$  : Surface apparente de l'antenne [ $m^2$ ] ;

$S_e$  : Densité de puissance au retour à l'antenne [ $W/m^2$ ].

La notion de surface apparente de l'antenne découle de ce qu'aucune antenne ne fonctionne sans perte (son efficacité n'est jamais de 100%). Dans la réalité, la surface «efficace» de l'antenne est donc toujours inférieure à sa surface géométriquement mesurée, et ce dans un facteur de 0,6 à 0,7 (facteur d'efficacité  $K_\alpha$ ).

Nous pouvons donc définir la surface apparente par:

$$A_w = A \cdot K_\alpha \quad (I.9)$$

$A_w$  : Surface apparente de l'antenne [m<sup>2</sup>] ;

$A$  : surface réelle (géométrique) de l'antenne [m<sup>2</sup>] ;

$K_\alpha$  : Facteur d'efficacité.

Le calcul de la puissance captée par l'antenne  $P_e$  peut donc s'effectuer ainsi

$$P_e = S_e \cdot A_w$$

Avec :  $A_w = A \cdot K_\alpha$

$$P_e = S_e \cdot A \cdot K_\alpha$$

Alors :

$$S_e = \frac{P_r}{4\pi R_2^2} A \cdot K_\alpha \quad (I.10)$$

Nous avons jusqu'à présent considéré séparément le trajet aller ( $R_1$ = antenne - cible) et le trajet retour ( $R_2$  = cible - antenne) du signal. Nous allons maintenant étendre l'équation au trajet global de l'onde en prenant les définitions des équations précédentes et en notant que  $R_1=R_2$ , nous obtenons l'équation suivante:

$$P_e = \frac{P_r}{4\pi R_2^2} \cdot A \cdot K_\alpha$$

Avec :  $P_r = \frac{P_s}{4\pi R_1^2} \cdot G \cdot \delta$

Où :  $P_e = \frac{P_s \cdot G \cdot \delta}{(4\pi)^2 \cdot R_1^2 \cdot R_2^2} \cdot A \cdot K_\alpha$

Donc :  $P_e = \frac{P_s \cdot G \cdot \delta}{(4\pi)^2 \cdot R^4} \cdot A \cdot K_\alpha \quad (I.11)$

Le gain d'antenne  $G$  en fonction de la longueur d'onde  $\lambda$  du signal émis.

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A \cdot K_\alpha \quad (I.12)$$

Si l'on en extrait l'expression de  $A \cdot K_\alpha$ , et qu'on l'insère dans l'équation (I.11), on obtient après simplification l'équation du radar :

$$P_e = \frac{P_s \cdot G \cdot \delta \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \cdot R^4} [\text{Watt}] \quad (I.13)$$

### I.7.1. Distance maximale de détection :

Après mise en forme nous pouvons exprimer la distance  $R$  sous la forme suivante:

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_s \cdot G \cdot \delta \cdot \lambda^2}{P_e \cdot (4\pi)^3}} [\text{Mètre}] \quad (I.14)$$

Tous les paramètres qui influencent la propagation de l'onde émise par le radar ont été pris en compte dans cette équation théorique. Cependant, avant qu'elle soit réellement utilisable dans la pratique, par exemple pour déterminer l'efficacité d'un radar, il convient d'y apporter d'autres précisions.

Pour un radar donné, la plupart des grandeurs ( $P_s$ ,  $G$ ,  $\lambda$ ) peuvent être considérées comme des constantes puisqu'elles ne varient que dans des fourchettes très étroites. D'autre part, la surface équivalente radar (variant énormément dans le temps, pour des raisons pratiques nous la poserons égale à  $1 \text{ m}^2$ ).

Soit  $P_{Emin}$  la puissance minimum du signal autorisant sa détection par le radar. Tout signal de puissance inférieure ne peut être exploité puisqu'il est noyé dans le bruit du récepteur. Ce signal de puissance minimum  $P_{Emin}$  est donc celui qui permet au radar d'atteindre sa portée maximum de détection  $R_{\max}$  comme indiqué par l'équation (I.15).

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_s \cdot G \cdot \delta \cdot \lambda^2}{P_{emin} \cdot (4\pi)^3}} \quad (I.15)$$

Cette équation permet notamment de visualiser rapidement l'influence des caractéristiques d'un système radar sur sa portée de détection:

- Le gain d'antenne ( $G$ ) et la longueur d'onde, la même antenne est utilisée à l'émission et à la réception, sont au carré sous une racine quatrième ce qui veut dire que la portée maximale est directement proportionnelle à la racine carrée de ces deux paramètres. En pratique, les antennes plus grandes nécessitent de plus longs câblages, les pertes le long de ces lignes et celles dues à l'utilisation d'une nouvelle antenne imparfaitement ajustée au système original privent jusqu'à la moitié de l'amélioration attendue.

- Une diminution de la puissance minimum détectable ( $P_{Emin}$ ) par le récepteur se traduit par un allongement de la portée maximum du radar. Pour chaque récepteur il existe un niveau de puissance minimum à partir duquel il peut détecter un signal. Cette puissance minimum à partir de laquelle le récepteur peut fonctionner est appelée **Signal Minimum Détectable** (SMD). Les valeurs courantes de SMD s'échelonnent entre  $-104$  dBm et  $-110$  dBm ;

- Les deux paramètres antérieurs sont des constantes pour un radar donné. Leur influence peut être calculé une fois pour toute. Par contre, la portée maximale dépend directement d'un variable changeante, soit la surface équivalente radar  $\delta$  de la cible. Celle-ci peut varier grandement selon les dimensions de la cible et l'angle de vue par rapport au radar. Donc un radar a un  $R_{max}$  pour chaque type de cibles ou inversement, on peut calculer le  $\delta$  minimal pour un  $R_{max}$ .

#### ➤ Pertes :

Lors de l'élaboration de notre équation du radar, nous avons considéré des conditions de propagations idéales, libres de toute perturbation. Cependant, dans la pratique, la propagation est affectée par de nombreuses pertes qui peuvent considérablement réduire l'efficacité du radar.

Nous allons donc pondérer notre équation d'un facteur de pertes  $L_{ges}$ .

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_s \cdot G \cdot \delta \cdot \lambda^2}{P_{emin} \cdot (4\pi)^3 \cdot L_{ges}}} \quad (I.16)$$

Ce facteur regroupe les pertes suivantes:

$L_D$  : Atténuations internes dans les circuits à de l'émetteur et du récepteur ;

$L_f$  : Pertes dues aux fluctuations de la surface équivalente ;

$L_{ATM}$  : Pertes atmosphériques lors de la propagation de l'onde électromagnétique en direction de la cible (et sur le trajet retour).

Les composants hyperfréquences, tels les guides d'onde, les filtres, ou encore les radômes, génèrent des pertes «internes». Pour un radar donné, ces pertes sont relativement constantes et facilement mesurables. L'atténuation atmosphérique et les réflexions sur la surface de la terre sont d'autres problèmes qui affectent en permanence les performances des radars.

Composante	Symbole	Perte
Pertes atmosphériques	$L_a$	1,2 dB
Perte par la forme du faisceau	$L_{ant}$	1,3 dB
Facteur de largeur de faisceau	$L_B$	1,2 dB
Perte par adaptation du filtre	$L_n$	0,8 dB
Pertes par fluctuation (pour $P_d=0.9$ )	$L_f$	8,4 dB
Perte d'intégration	$L_i$	3,2 dB
Pertes diverses dans le traitement du signal	$L_x$	3,0 dB
Pertes dans le guide d'onde du récepteur	$L_r$	1,0 dB
Pertes dans le guide d'onde de transmetteur	$L_t$	1,0 dB
<b>Pertes totales</b>	<b><math>L_{total}</math></b>	<b>21,1 dB</b>

Tableau.1 : Bilan typiques des pertes.

### 1.7.2. Influence du sol :

Une forme plus complète (mais moins couramment utilisée) de l'équation du radar prend en compte des paramètres supplémentaires, comme l'influence des réflexions sur le sol, mais néglige la sensibilité du récepteur et les absorptions atmosphériques.

$$R_{\max} = R_{\alpha} \cdot \sqrt[4]{\frac{P_s \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot A_z \cdot t_i}{k \cdot T_0 \cdot n_r \cdot (4\pi)^3 \cdot d}} \cdot \sin\left(\frac{2\pi h_m}{\lambda} \cdot \sin \gamma\right) \cdot e^{-0.115 \delta_{R \cdot R_e}} \quad (I.17)$$

$R_\alpha$  = facteur de dissipation remplace  $L_{ges}$ .

$A_z$  = surface de réflexion apparente remplace  $\delta$

$t_i$  = longueur d'impulsion

K = constante de Boltzmann

$T_0$  = température absolue, en °K

$n_r$  = bruit de fond du récepteur

$d$  = facteur de luminosité de l'écran  $\gamma$  = angle du lobe réfléchi (par la surface de la terre)

$\delta_R$  = facteur d'atténuations atmosphériques

$R_e$  = distance du corps absorbant (ex: nuages)

### I.7.3. Surface équivalente radar :

La forme et la capacité de rétrodiffusion d'un signal radar par une cible est appelé sa surface équivalente radar ( $\sigma$ ) ou RCS pour *Radar Cross Section* en anglais. Il a pour unité les mètres carrés. Si toute l'énergie incidente du faisceau radar était diffusée de façon égale dans toutes les directions,  $\sigma$  serait alors la *section efficace* de la cible perpendiculaire au faisceau. En pratique, une partie de l'énergie est absorbée et la diffusion n'est pas isotrope. Donc, la surface équivalente radar est difficile à estimer. [1, 6] Sa mesure est approximatif et dépend de :

- La géométrie de l'aéronef et de ses appendices;
- La direction d'où provient le faisceau radar;
- La fréquence de transmission du radar;
- Le matériau composant l'appareil.

#### ➤ Calcul de la surface équivalente radar :

La surface équivalente radar (SER) est la mesure de la partie de l'énergie du faisceau qui sera rétrodiffusé vers le radar par rapport à l'énergie totale frappant la cible. Cette dernière agit théoriquement comme une sphère réémettant dans toutes les directions. Sa surface étant  $(4 \cdot \pi \cdot r^2)$ , la surface équivalente radar  $\sigma$  est donc définie comme:

$$\sigma = 4\pi R^2 \frac{S_r}{S_t} \quad (I.18)$$

$\sigma$  : Capacité de la cible de rétrodiffuser vers le radar, en [m<sup>2</sup>] ;

$R$  : Diamètre de la cible

$S_t$  : Énergie rétrodiffusée par la cible [w/m<sup>2</sup>] ;

$S_r$  : Énergie reçue par la cible à la distance, en [w/m<sup>2</sup>].

La SER est donc le rapport entre l'énergie reflétée dans la direction du radar par une cible et celle d'une sphère lisse de 1 m<sup>2</sup> émettant de manière égale dans toutes les directions.

• Exemples de SER :

Le Tableau ci-dessous montre l'équation de  $\delta$  pour différentes formes quand la longueur d'onde utilisée se situe dans le domaine optique de la diffusion:

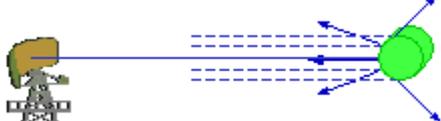
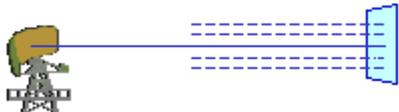
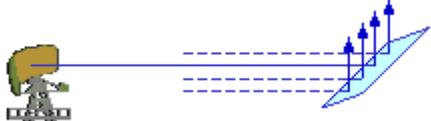
 <p>Signal rétrodiffusé par une sphère</p>	$\delta_{max} = \pi r^2$ <p>Où r est le rayon de la sphère</p>
 <p>Signal rétrodiffusé par un cylindre</p>	$\delta_{max} = \frac{2\pi r h^2}{\lambda}$ <p>Où h est la longueur du cylindre</p>
 <p>Signal rétrodiffusé par une plaque perpendiculaire au faisceau</p>	$\delta_{max} = \frac{2\pi b^2 h^2}{\lambda}$ <p>Où b et h sont la longueur des côtés</p>
 <p>Signal rétrodiffusé par une plaque faisant un angle avec le faisceau</p>	<p>Similaire à l'exemple précédent mais l'énergie est dirigée dans une direction totalement différente de celle du radar. Un radar monostatique ne peut recevoir d'énergie du tout. Seul un radar bistatique, dont l'émetteur et le récepteur ne sont pas co-localisés, pourraient en obtenir si le récepteur est dans l'angle de réflexion.</p>

Tableau I.2 : SER pour différents types de cibles.

Cibles	oiseau	homme	bateau à cabines	automobile	camion	réflecteur en trièdre
<b>SER</b> [m <sup>2</sup> ]	0.01	1	10	100	200	20 379

**Tableau I.3** : Quelques exemples de SER ponctuelles.

Certaines cibles ont des valeurs de SER élevées à cause de leur diamètre et de leur orientation. Elles rétrodiffusent donc une grande portion de l'énergie incidente. Le tableau I.3 donne quelques exemples de SER pour un faisceau radar de bande X.

## I.8.Applications RADAR :

### I.8.1. Militaire:

- Radars de détection et de surveillance aérienne au sol ou embarqués;
- Radars de veille surface sur navire de guerre;
- Identification radar (IFF);
- Autodirecteurs de missiles;
- Brouilleurs radars;
- Satellites radar d'observation de la terre;

### I.8.2. Aéronautique:

- Control du trafic aérien:
- Guidage d'approche d'aéroport;
- Radars d'altimétrie;
- Radars de navigation;

### I.8.3. Maritime:

- Radars de navigation;
- Radars anti collision;
- Balises radars;

### I.8.4. Météorologie:

- Détection de précipitations (pluie, neige, grésil, grêle, etc...) et la formation nuageuse.

**I.8.5. Circulation et sécurité routière:**

- Control de la vitesse des automobiles (cinémomètre) ;
- Radar de recul sur automobiles ;
- Radar fixe ;
- Détection et mesure de vitesse jusqu'à 300 km/h ;
- Portée de l'ordre de 50 mètres ;
- Précision de vitesse de la classe de  $\pm 3$ km/h.

**I.9. Conclusion :**

Dans ce premier chapitre nous avons entamé les généralités sur les systèmes RADAR, tel que l'histoire et la définition du RADAR avec le principe de fonctionnement et les différents types des RADARS primaires et secondaire ainsi ses composants principaux et bien sûr positionnement de la cible et nous avons vu que le radar est caractérisé par une équation spécifique à l'environnement dans lequel il fonctionne et nous avons cité ses applications dans différents domaines. Dans le deuxième chapitre, nous allons expliquer en détails les géométries et le principe de fonctionnement des réseaux d'antennes à balayage.

# Chapitre II : Réseaux d'antennes

Chapitre II

## **II.1. Introduction :**

Dans plusieurs applications, il y a un réel besoin de concevoir des antennes avec un gain important et une ouverture à mi-puissance étroite selon l'application, cet objectif peut être atteint en augmentant la taille de l'antenne. Ceci dit, un autre moyen existe pour obtenir un gain élevé sans avoir à changer les dimensions de l'antenne et en choisissant une alimentation adéquate. Ce moyen est l'agencement de plusieurs éléments d'antennes dans une configuration géométrique particulière. Ce groupement d'éléments est connu sous le nom de réseaux d'antennes. Pour obtenir un gain important sans avoir à recourir à un mouvement de rotation, il est nécessaire d'utiliser un répartiteur de faisceaux avec le réseau d'antenne afin d'obtenir le balayage électronique. Un tel système composé d'un répartiteur de faisceaux alimentant un réseau d'antennes est appelé réseaux d'antennes à formation de faisceaux. L'utilisation des réseaux d'antennes à formation de faisceaux dans les systèmes de communication mobile permet une couverture étendue et un meilleur suivi des déplacements des utilisateurs dans la zone de couverture, elle permet également d'améliorer le rapport signal/bruit SNR (Signal Noise Ratio).

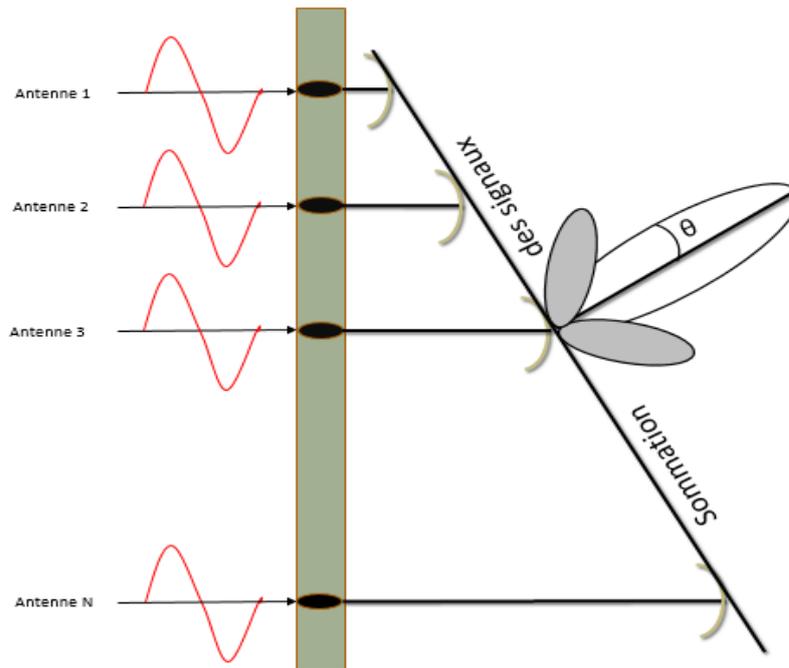
## **II.2. Les réseaux d'antennes :**

### **II.2.1. Principe :**

Un réseau d'antennes est constitué de plusieurs éléments qui dans la plupart des cas sont similaires (filaire, planaire, à ouverture...) disposés selon une géométrie particulière. Un réseau d'antenne est appelé:

- Uniforme: s'il est constitué de N élément identique possédant N amplitudes d'excitation égales mais chacun a une phase progressive d'excitation fixe nommée  $\beta$ .
- À balayage: s'il permet de diriger le maximum du faisceau dans plusieurs directions afin de balayer une zone désirée et ceci uniquement en contrôlant la différence de phase d'excitation entre les éléments. [7]

Les grandeurs électriques (signaux) injectées ou collectées sur l'accès de chacune de ces sources sont pondérées en amplitude et (ou) en phase avant d'être sommées entre elles. Un répartiteur de faisceaux permet de réaliser les sommations cohérentes et pondérées des signaux collectés par un système en réception, ce même répartiteur réalisera les signaux pondérés qui seront injectés sur chaque source de l'antenne d'émission.



**Figure II.1** : schéma électrique représentant la formation de faisceau d'un réseau d'antenne.

Grâce à ces pondérations, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant la forme souhaitée [8]. Il sera notamment possible de créer plusieurs lobes simultanément ou un lobe dans la direction du signal incident et un zéro dans la direction d'une interférence.

Les antennes réseaux peuvent avoir plusieurs configurations géométriques ; ces configurations sont d'une grande variété, mais on peut les grouper de la manière suivante :

- les réseaux linéaires : alignement des sources sur une droite,
- les réseaux planaires : les sources sont disposées sur un plan,
- les réseaux circulaires : les sources sont disposées sur un cercle,
- les réseaux volumiques : les sources sont réparties dans un volume.

Il y a plusieurs facteurs qui contribuent à la formation du diagramme de rayonnement de réseau :

- la configuration géométrique (linéaire, circulaire, planaire, volumique),
- l'espacement entre les sources,
- l'amplitude d'excitation pour chaque élément,
- la phase d'excitation pour chaque élément,
- la polarisation de chaque élément,
- le diagramme élémentaire.

### II.2.2. Diagramme de rayonnement :

Supposant un réseau d'antennes composé de  $N$  éléments qui ont tous la même amplitude d'excitation et une différence de phase  $\beta$  entre eux. Le diagramme de rayonnement d'un tel système obéit à une loi de multiplication de diagramme de chacune des antennes constituant ce réseau, cette multiplication est représentée par l'équation suivante:

$$E_T = E(\text{élément seul à un point de référence}) \times F_r \quad (\text{II.1})$$

$E_T$ : Champ total rayonné par le réseau.

$F_r$ : Facteur de réseau.

Si nous prenons comme exemple le cas le plus simple d'un réseau constitué de deux dipôles électriques, tel qu'il est montré dans la Figure II.2, où le champ rayonné par chacun d'eux est  $E_{\theta_1}$  et  $E_{\theta_2}$  :

$$E_{\theta_1} = j\eta \frac{k I_0 l \sin\theta_1}{4\pi r_1} e^{-jkr_1} \quad (\text{II.2})$$

$$E_{\theta_2} = j\eta \frac{k I_0 l \sin\theta_2}{4\pi r_2} e^{-jkr_2} \quad (\text{II.3})$$

Où :  $r_1 = r - \left(r - \frac{d}{2} \cos\theta\right)$  ,  $r_2 = r - \left(r - \frac{d}{2} \cos\theta\right)$  et  $\theta_1 = \theta_2$

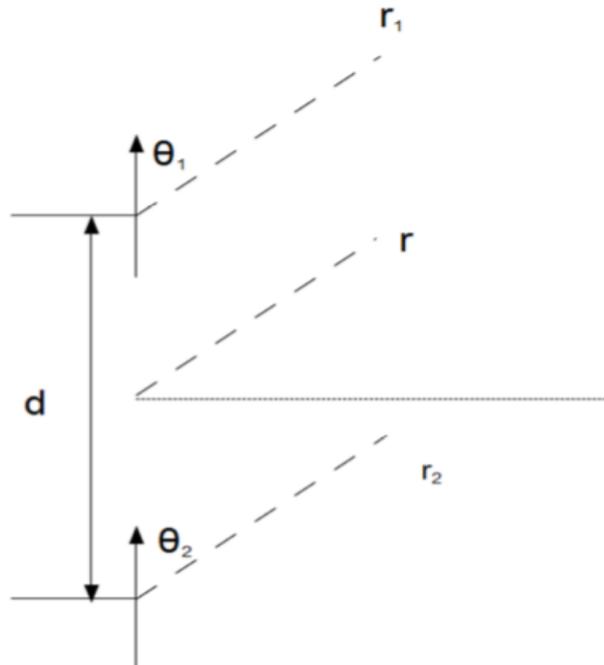


Figure II.2 : Réseau de deux dipôles électriques verticaux.

Le champ total rayonné par les deux éléments est donné par:

$$E_{\theta} = E_{\theta_1} + E_{\theta_2} = \left( j\eta \frac{k I_0 l \sin \theta_1}{4\pi r_1} e^{-jkr_1} \right) + \left( j\eta \frac{k I_0 2 \sin \theta_1}{4\pi r_2} e^{-jkr_2} \right) \quad (II.4)$$

Après quelques manipulations mathématiques nous obtenons la relation suivante:

$$E_{\theta} = \left( j\eta k I_0 l \sin \left( \frac{\theta}{2} \right) e^{-jkr} \right) \left( 2 \cos \left( \frac{kd}{2} \cos \theta \right) \right) \quad (II.5)$$

Le facteur de réseau dans la relation (II.5) est :

$$F_r = 2 \cos \left( \frac{kd}{2} \cos \theta \right)$$

La figure II.3 illustre cette multiplication de diagramme pour deux dipôles horizontaux infinitésimaux avec  $\beta = 90^\circ$ . Le principe est le même pour un réseau plus large.

Si nous comparons le diagramme de rayonnement total de deux réseaux l'un plus grand ou plus petit que l'autre pour qui le même type d'antennes est utilisé, nous verrons que le paramètre qui varie dans l'équation (II.1) est le facteur de réseau  $F_r$ , cette variation induira forcément un changement dans le diagramme total de rayonnement

Le facteur de réseau dans le cas général est donné par:

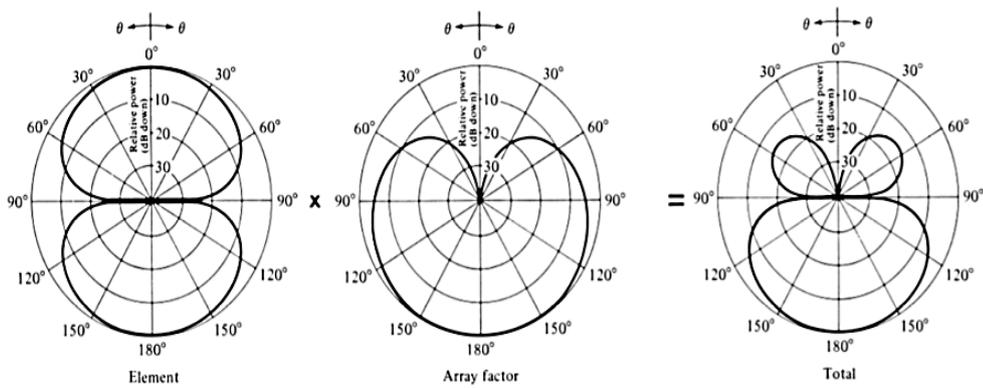


Figure II.3 : Multiplication de diagramme pour deux dipôle horizontaux infinitésimaux avec  $\beta = 90^\circ$ . [9]

$$F_r = \sum_{n=0}^N A_n e^{j(n-1)\psi} \quad (II.6)$$

$$\psi = kd \cos(\theta) + \beta$$

$A_n$ : Amplitude d'excitation de chaque élément,

$k$ : nombre d'ondes,

$d$ : distance entre les éléments.

Si les amplitudes d'excitation entre les éléments sont égaux  $A_0 = A_1 = A_2 = \dots$ , le réseau est appelé Uniforme. Pour obtenir le maximum du diagramme de rayonnement total selon l'équation (II.1), il faut que la valeur du facteur de réseaux soit maximale.

Selon (II.6)  $F_r$  est maximum si :  $\psi = 0 \Rightarrow kdcos(\theta) + \beta = 0$  (II.7)

L'équation (II.7) est satisfaite pour une valeur de  $\theta$  appelée  $\theta_0$ , cet angle est celui vers lequel le faisceau est maximum:

$$\beta = -kdcos(\theta_0) \quad (II.8)$$

De la relation (II.8), il est évident que pour chaque valeur de  $\beta$  il y a une direction  $\theta_0$  lui correspondant où le faisceau est maximum. Ceci veut dire tout simplement que pour diriger le faisceau dans une direction donnée il faut ajuster la valeur de la différence de phase  $\beta$  entre les éléments d'un réseau d'antenne de manière à satisfaire l'égalité (II.8). Plusieurs types de réseau peuvent être définis selon la valeur de  $\beta$ , donc selon la direction de leur faisceau. La différence de phase  $\beta$  entre les éléments d'un réseau d'antenne est appelée Phase progressive. [7]

### II.3. Réseaux d'antennes uniformes :

Le réseau d'antennes uniforme est un réseau dont les éléments ont la même amplitude d'excitation et sont espacés par la même distance « d ». Nous avons vu dans la section précédente que la direction du maximum de rayonnement peut être obtenue en variant la valeur de la phase progressive  $\beta$  entre les éléments d'un réseau. En se basant sur ça, nous présentons trois types de réseaux qui dépend du choix de la valeur  $\beta$ .

#### II.3.1. Réseaux à faisceau perpendiculaire :

Dans ce type de réseau, le maximum du faisceau créé par le réseau est dirigé dans une direction perpendiculaire à l'axe du réseau, l'axe du réseau est la ligne qui traverse tous les éléments. À partir des deux relations (II.7) et (II.8), si nous voulons obtenir un faisceau qui a son maximum en direction de  $\theta = 90^\circ$  nous avons:

$$\theta_0 = 90^\circ \Rightarrow \beta = 0 \quad (II.9)$$

Donc pour obtenir un maximum du faisceau perpendiculaire à l'axe du réseau, il faut que la phase progressive entre les éléments soit nulle, dans d'autres termes il faut que tous les éléments du réseau aient la même phase d'excitation. La Figure II.4 montre un réseau à faisceau perpendiculaire à l'axe du réseau.

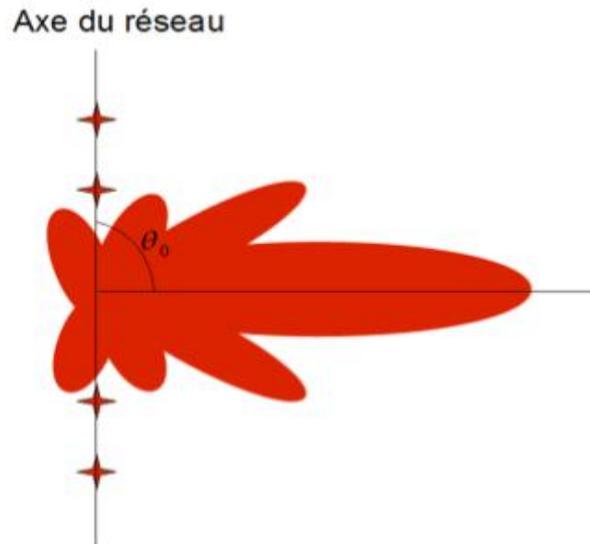


Figure II.4: Réseau à faisceau perpendiculaire.

### II.3.2. Réseau d'antenne à faisceau (End fire) :

Dans le cas précédent le faisceau était dirigé perpendiculairement à l'axe du réseau tandis que dans ce cas le faisceau est dirigé vers une des extrémités de l'axe du réseau. L'angle entre l'axe du réseau et le faisceau est égale à:  $0^\circ$  ou  $180^\circ$ .

$$\text{A partir de de (II.7) si: } \theta_0 = 0^\circ \Rightarrow \beta = -kd \quad (\text{II.10})$$

$$\theta_0 = 180^\circ \Rightarrow \beta = kd \quad (\text{II.11})$$

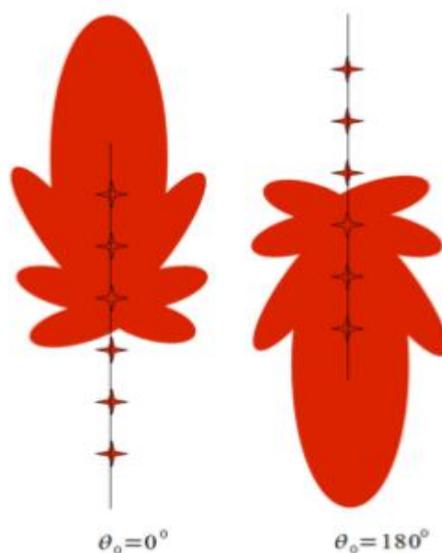


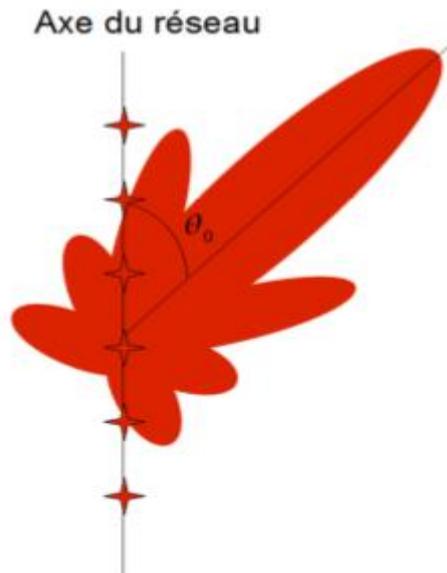
Figure II.5 : Réseau d'antenne End fire.

### II.3.3. Réseau d'antenne à balayage :

Le réseau à balayage est le cas général des deux cas précédents, le faisceau peut être dirigé dans une direction quelconque  $\theta_0$  en adaptant la valeur de  $\beta$ , à partir de l'équation (II.7) si:

$$\psi = 0 \text{ pour } \theta = \theta_0, \text{ donc: } kdcos(\theta_0) + \beta = 0 \Rightarrow \beta = -kdcos(\theta_0)$$

La figure II.6 montre un réseau d'antenne à faisceau dirigé vers un angle arbitraire  $\theta_0$ .



**Figure II.6 :** Réseau d'antennes à faisceau dirigé vers un angle arbitraire  $\theta_0$ .

Ce dernier type de réseau d'antennes uniforme confirme qu'un faisceau peut être dirigé dans n'importe quelle direction en contrôlant la valeur de la phase progressive [7]. Le balayage électronique permet le déplacement très rapide de la direction d'émission ou de réception (absence d'inertie du faisceau principale de rayonnement), il permet aussi une simultanéité de fonctions : pointage, identification et sélection des cibles à poursuivre, avec le balayage complet de la zone d'exploration [10 ,11].

Dans un réseau d'antennes, plusieurs faisceaux peuvent être créés pour permettre un balayage électronique de différentes manières. La figure II.7 représente le schéma général d'un réseau d'antennes uniforme à balayage alimenté par un répartiteur de faisceaux. La section suivante traite des différents répartiteurs de faisceaux utilisés afin d'obtenir un balayage électronique des faisceaux.

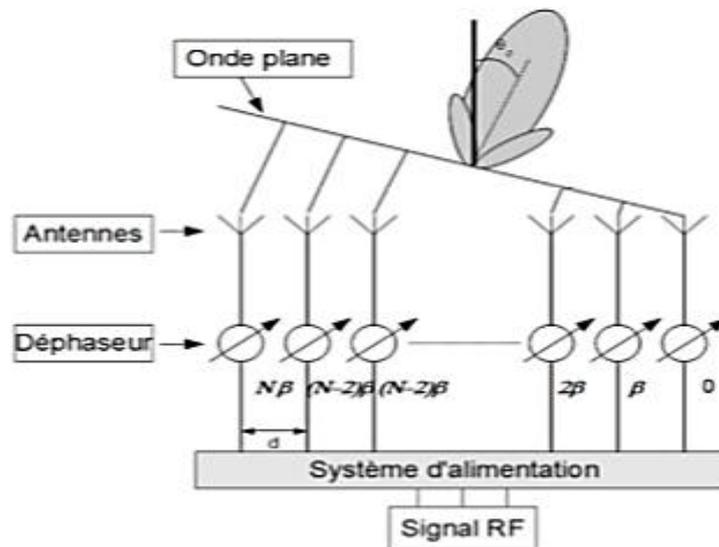


Figure II.7 : Schéma d'un réseau d'antennes à balayage.

Les réseaux d'antennes à balayage électronique offrent plusieurs potentialités par rapport aux antennes classiques :

- Utiliser le même radar pour plusieurs fonctions (surveillance, poursuite de pistes, etc...).
- Utiliser astucieusement l'énergie émise en envoyant le maximum de celle-ci dans les directions difficiles.
- Le contrôle en permanence du diagramme de rayonnement du réseau.

Cependant le coût et la difficulté de réalisation du système d'alimentation deviennent des inconvénients majeurs, surtout lors de la conception de grands réseaux.

Un autre inconvénient apparaît dans la réalisation des réseaux à balayage électronique : celui de l'existence du couplage mutuel entre éléments rayonnants. Cet effet complique considérablement les calculs du réseau d'autant que l'impédance propre de chaque antenne varie inévitablement au cours du cycle de balayage entraînant des désadaptations importantes.

Les réseaux à balayage permettent d'obtenir :

- Un gain élevé.
- Une directivité élevée.
- L'orientation du diagramme de rayonnement.
- Le placement de zéros ou de maximums dans certaines directions.

### II.3.4. Réseau d'antennes linéaire ULA :

#### II.3.4.1. Définition :

Un réseau linéaire est un ensemble de  $N$  sources élémentaires disposées selon un axe donné et excitées par un même système d'alimentation à une entrée et  $N$  sorties. Dans le cas des antennes multifaisceaux, le système d'alimentation a  $M$  entrées et  $N$  sorties, mais il peut être vu, au niveau du rayonnement, comme la superposition linéaire de  $M$  sous-systèmes à une entrée, ce qui nous ramène au cas élémentaire que nous détaillons ici. Les sources élémentaires sont espacées deux à deux de la distance  $d$ , appelée pas du réseau (voir figure II.8). [11]

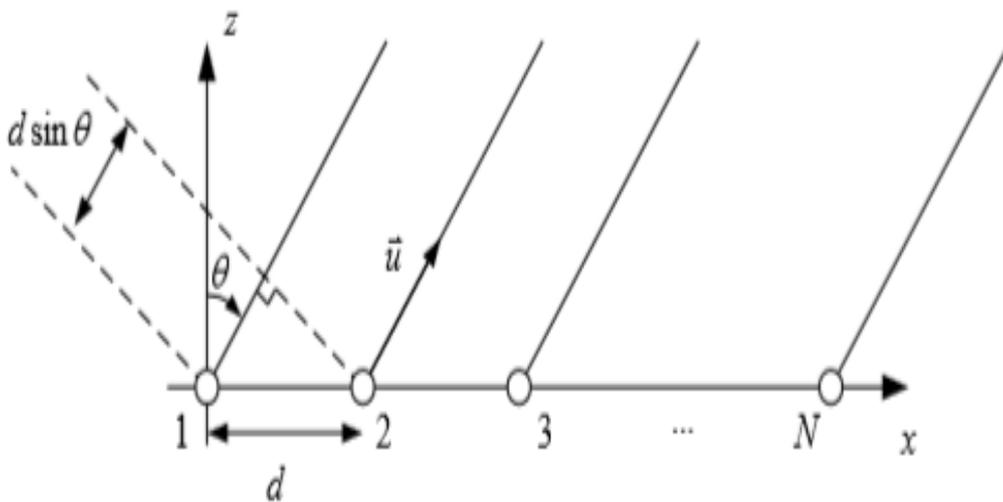


Figure II.8 : Géométrie d'un réseau linéaire uniforme.

II. 3.4.2. La réponse azimutale d'un réseau d'antennes linéaire ULA :

- a. On visualise sur Matlab la réponse azimutale d'un réseau linéaire de **6 éléments** espacés de **d=0.1m**, avec la fréquence **300MHz** .

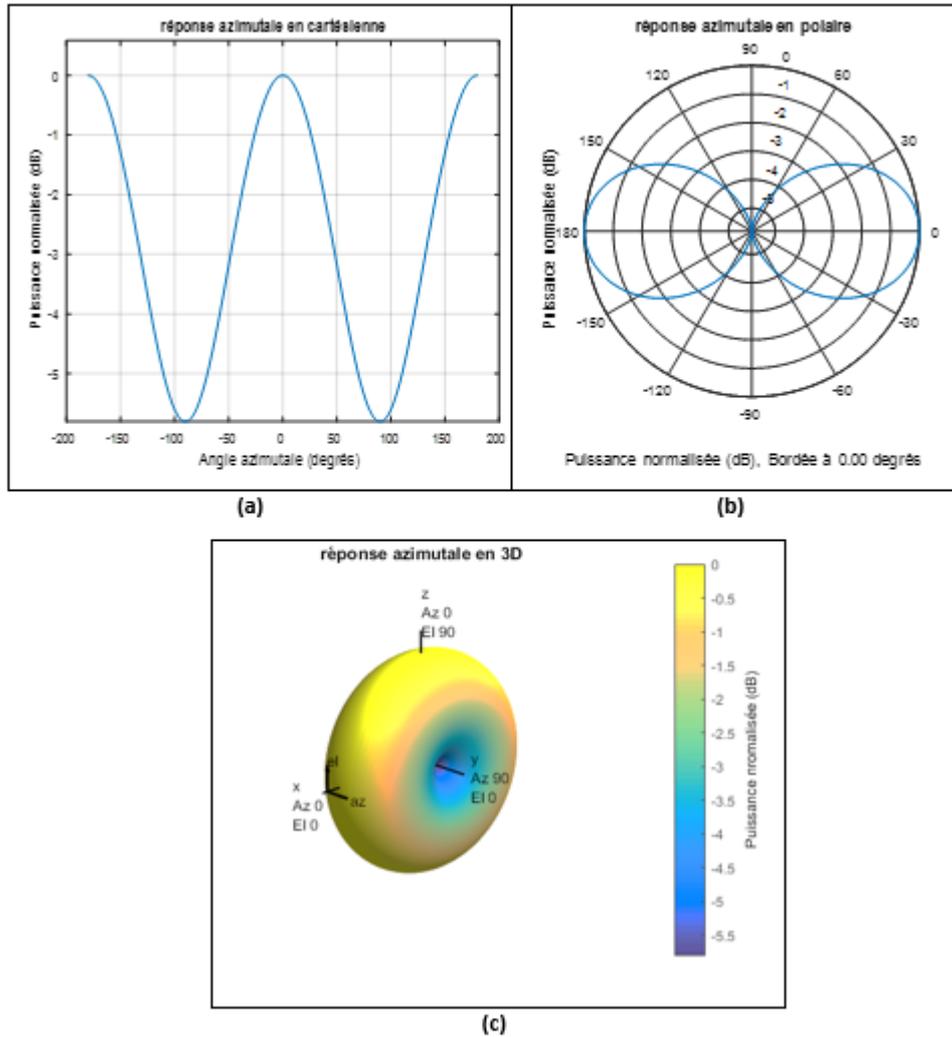


Figure II.9 : La réponse azimutale d'un réseau linéaire de 6 éléments espacés de 0.1m.

- (a) Réponse en cartésienne ;
- (b) Réponse en polaire ;
- (c) Réponse en 3D.

- b. un réseau linéaire de **10 éléments** espacés de **0.1m**, avec la fréquence **300MHz** .

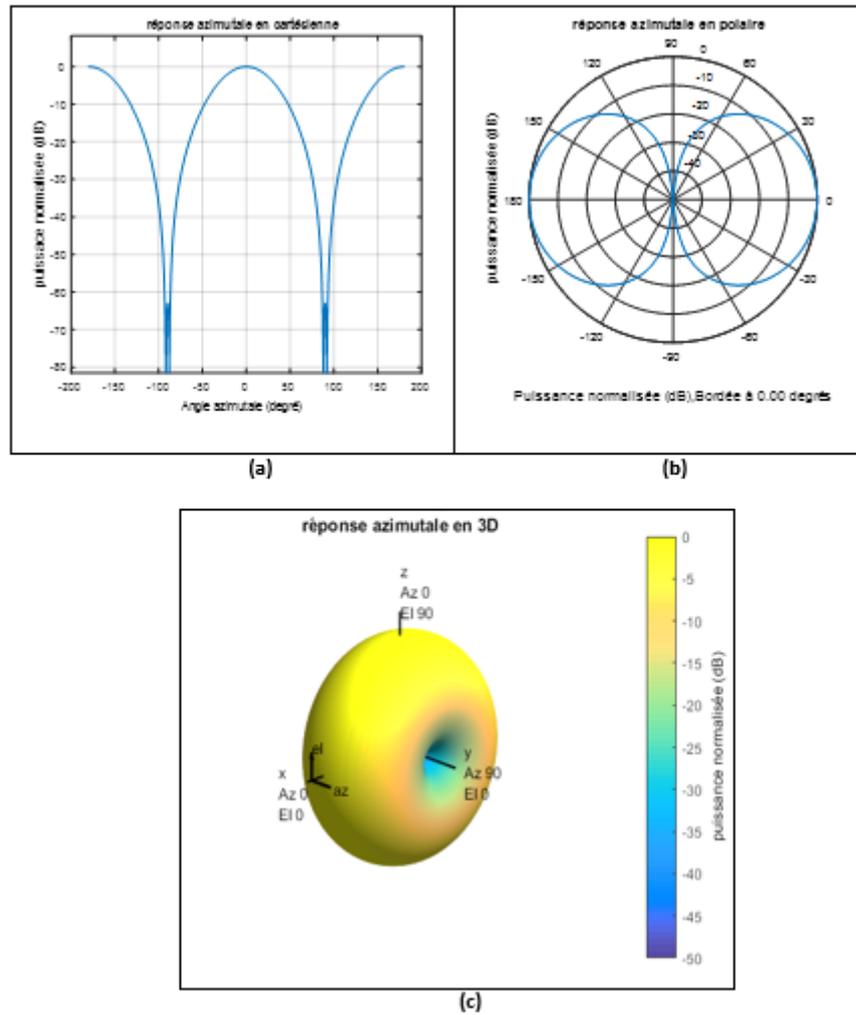


Figure II.10 : La réponse azimutale d'un réseau linéaire de 10 éléments espacés de 0.1m.

(a) Réponse en cartésienne ;

(b) Réponse en polaire ;

(c) Réponse en 3D.

- c. un réseau linéaire de **10 éléments** espacés de **0.5m**, avec la fréquence **300MHz**.

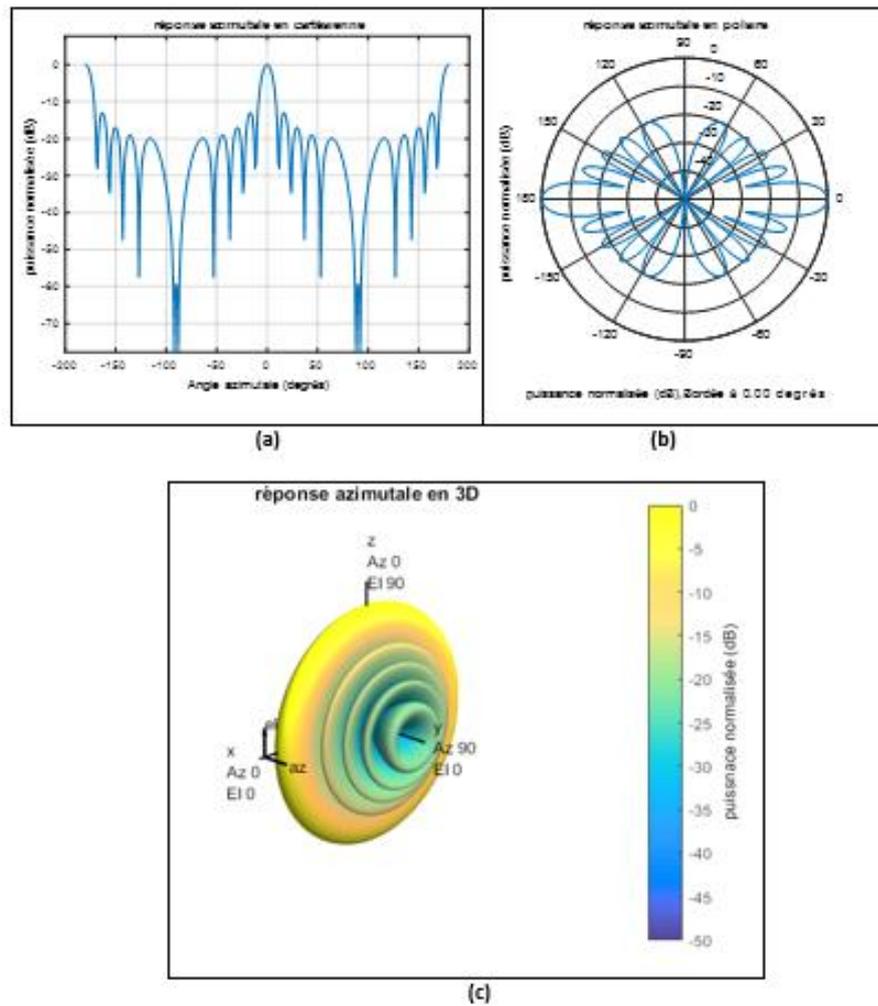


Figure II.11 : La réponse azimutale d'un réseau linéaire de 10 éléments espacés de 0.5m.

- (a) Réponse en cartésienne ;
- (b) Réponse en polaire ;
- (c) Réponse en 3D.

d. un réseau linéaire de **20 éléments** espacés de **0.7m**, avec la fréquence **300MHz**.

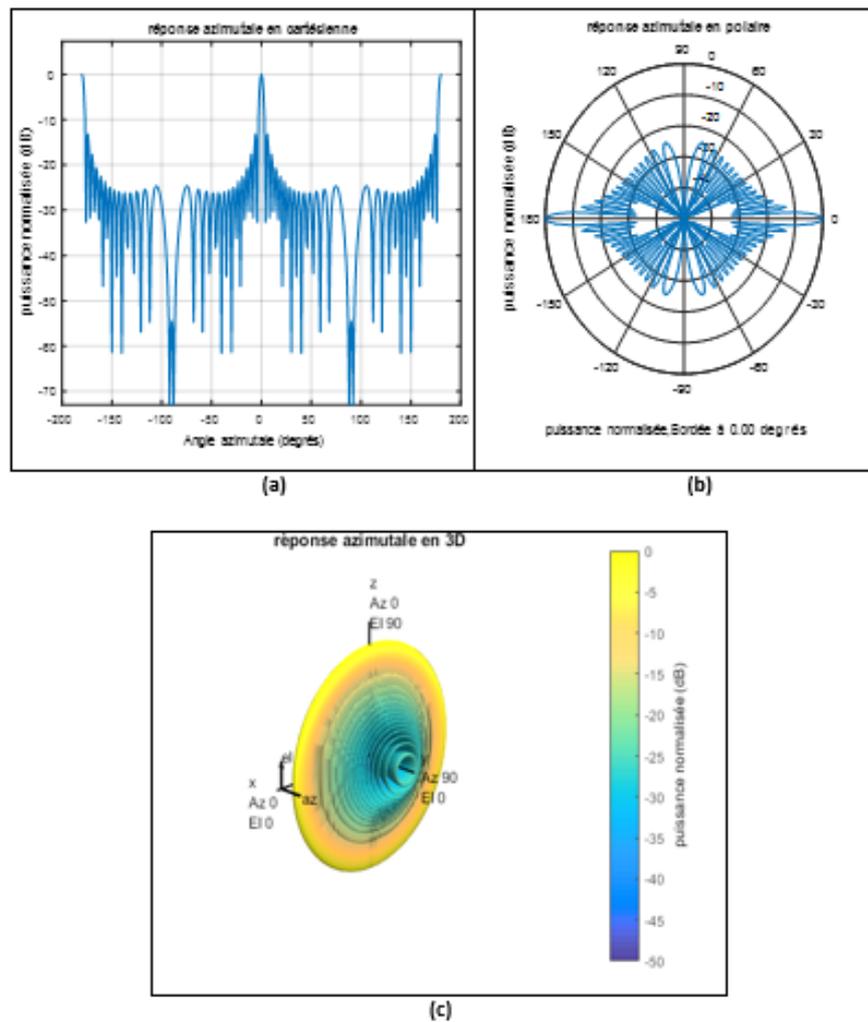


Figure II.12 : La réponse azimutale d'un réseau linéaire de 20 éléments espacés de 0.7m.

(a) Réponse en cartésiennes ;

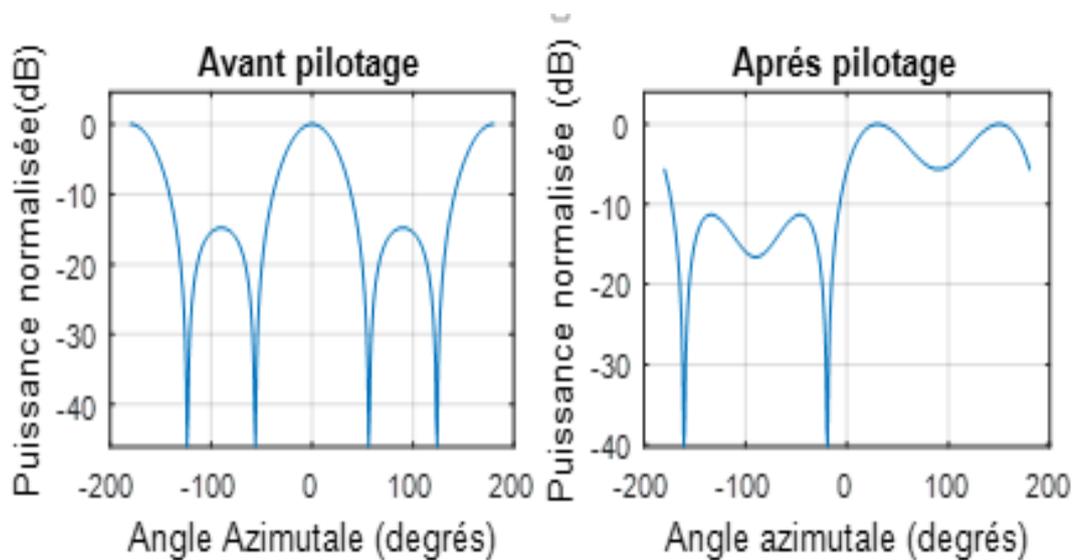
(b) Réponse en polaire

(c) Réponse en 3D.

- Dans la figure II.9 on remarque que pour 6 éléments et un espace de 0.1 m, le diagramme représente deux lobes à large ouvertures dans les directions 0° et 180° où est dirigé le maximum d'énergie.
- Dans la figure II.10, pour un nombre d'éléments de 10, la largeur des lobes est devenue plus importante. Par contre, quand on a augmenté le pas à 0,5 m, il apparaît des lobes secondaires et deux lobes principaux plus étroits dans la figure II.11. La figure II.12, représente un diagramme de rayonnement d'ouverture très étroite, et

des lobes secondaires à faibles puissances, quand on a augmenté le nombre d'éléments et l'espace entre eux.

- On peut aussi diriger le faisceau rayonné du réseau d'antenne dans une direction souhaitée, en précisant l'angle de pilotage ( $30^\circ$  d'azimut et  $0^\circ$  d'élévation par exemple), qui comporte le signal reçu. Cet exemple est simulé en langage Matlab dont le résultat est montrée dans la figure II.14 (on utilise **10 antennes** espacés de **0.1m**).



**Figure II.13** : La réponse d'un réseau ULA avant et après le pilotage.

- D'après cette représentation, on voit bien que le maximum du signal de notre réseau d'antennes après pilotage se trouve à  $30^\circ$ .

II.3.4.3. Modélisation et visualisation de la géométrie d'un réseau d'antenne ULA :

- La géométrie d'un réseau d'antennes ULA composé de **10 éléments** espacés de **0.5m**.

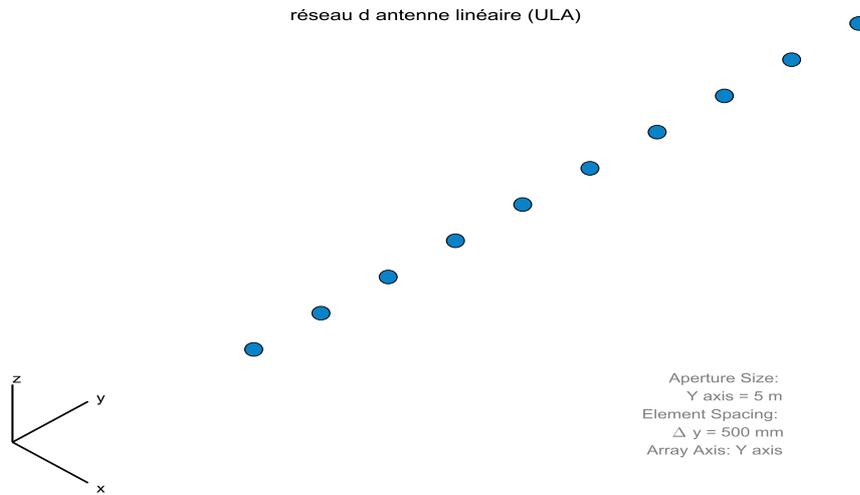


Figure II.14 : Géométrie d'un réseau d'antennes ULA à 10 éléments espacés de 0.5m .

II.3.5 Réseau d'antennes planaire à forme rectangulaire URA :

II.3.5.1. Définition :

Un réseau planaire est une généralisation au plan du réseau linéaire. Le cas le plus simple à mettre en équation correspond à la mise en réseau selon un maillage rectangulaire de  $N \times M$  éléments rayonnants. Le pas du réseau rectangulaire ainsi obtenu peut être différent selon les deux axes principaux du réseau, tel qu'illustré sur la figure II.16 . [11]

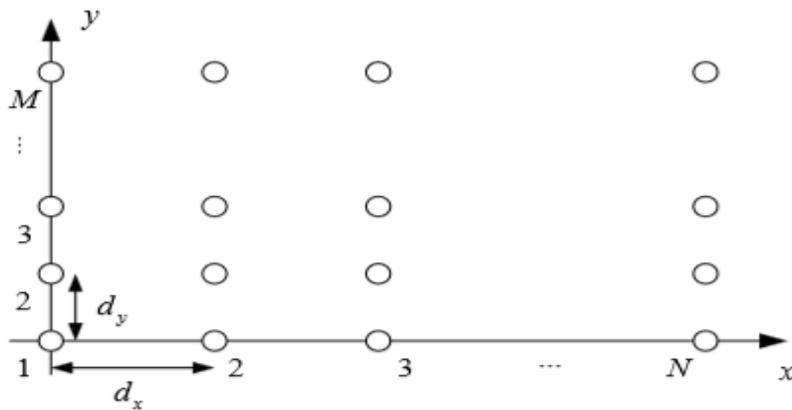


Figure II.15 : Géométrie d'un réseau d'antenne planaire à forme rectangulaire.

II.3.5.2. La réponse azimutale d'un réseau d'antennes rectangulaire URA :

- a. On va visualiser sur Matlab la réponse azimutale d'un réseau **rectangulaire** de dimensions **5 X 7 éléments** espacés de **0.5m**, avec la fréquence **300MHz**.

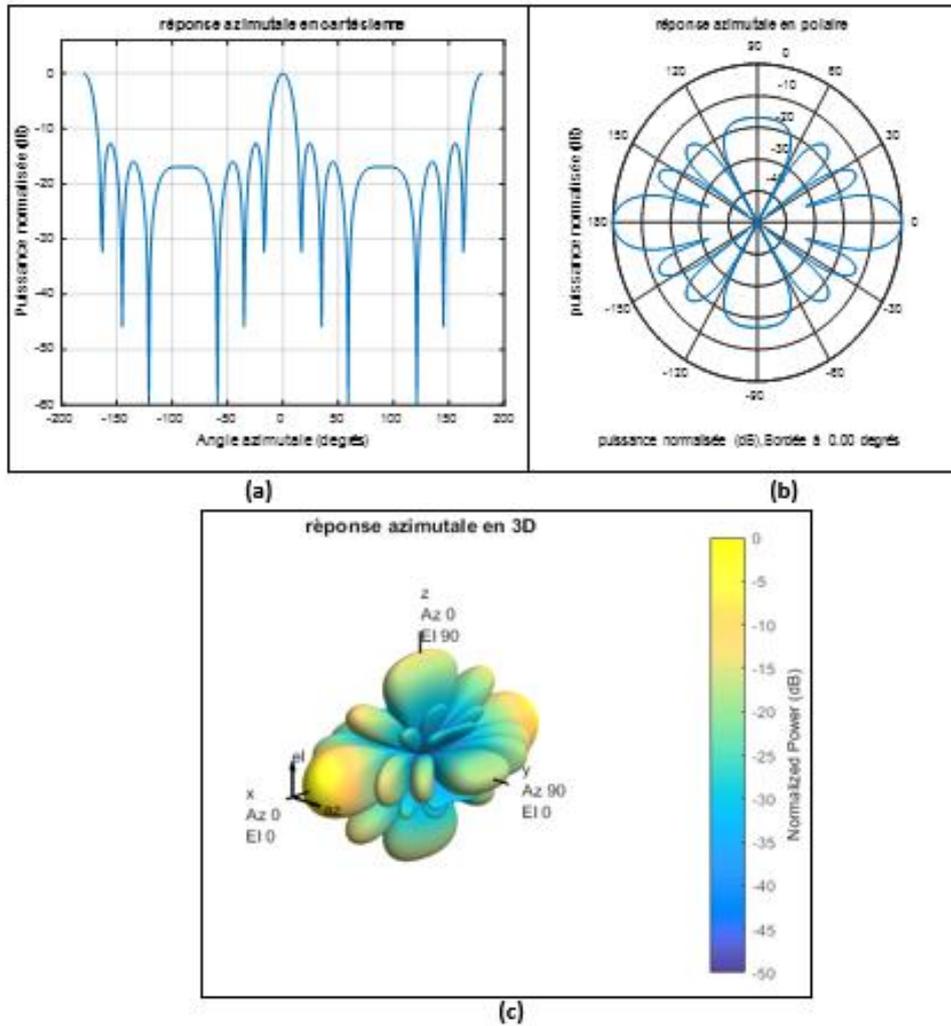


Figure II.16 : La réponse azimutale d'un réseau rectangulaire de dimensions 5x7 éléments espacés de 0.5m.

- (a) Réponse en cartésienne ;
- (b) Réponse en polaire ;
- (c) Réponse en 3D.

- b. On va visualiser sur Matlab la réponse azimutale d'un réseau **rectangulaire** de dimensions **8 X 4 éléments** espacés de **0.5m**, avec la fréquence **300MHz**.

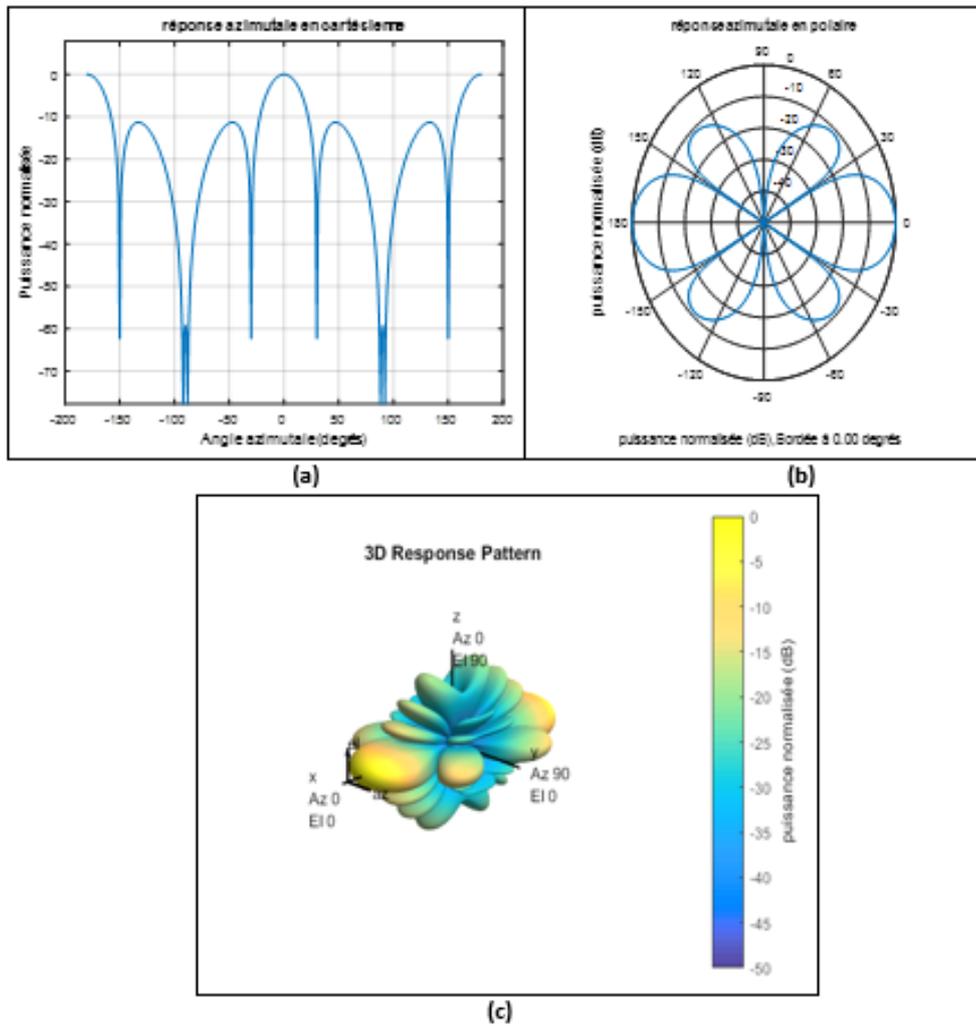
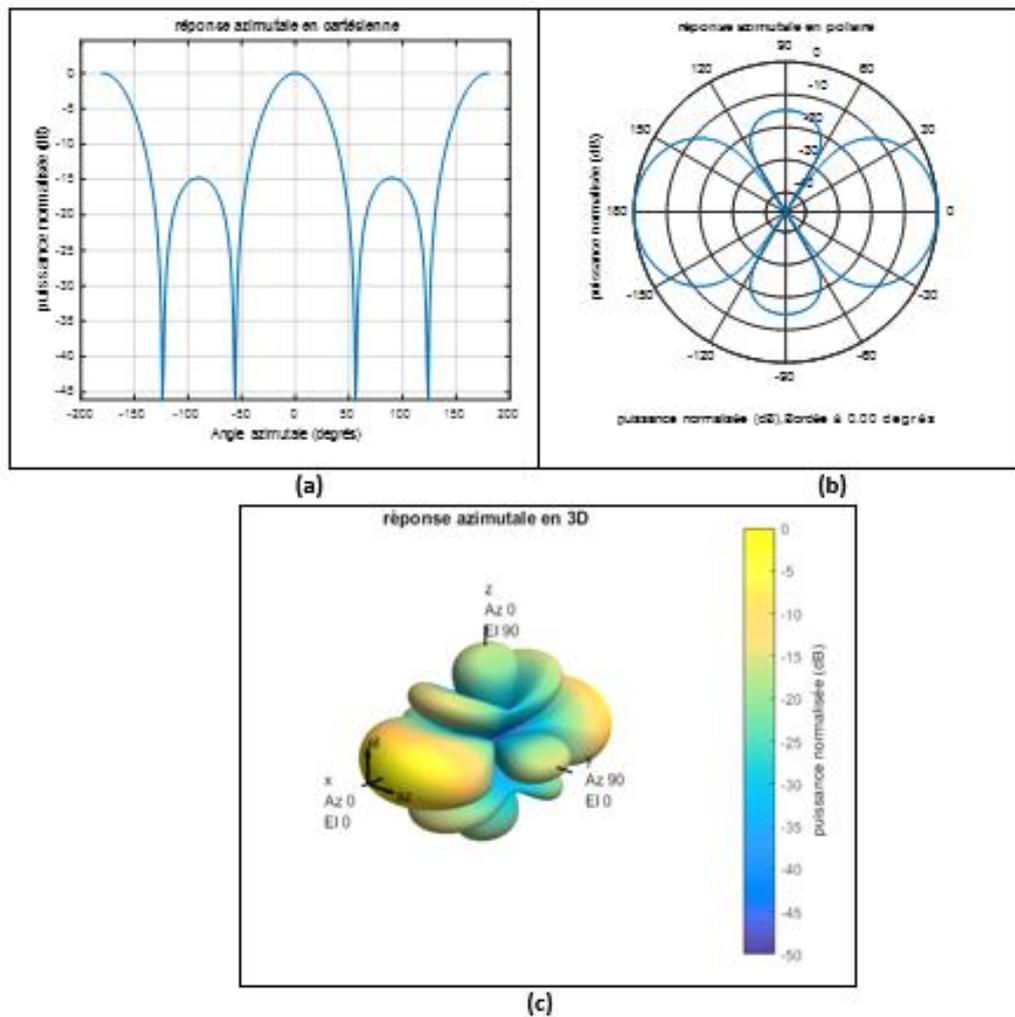


Figure II.17 : la réponse azimutale en 3D d'un réseau URA (8x4) éléments espacés de 0.5m.

- (a) Réponse en cartésienne ;
- (b) Réponse en polaire ;
- (c) Réponse en 3D.

- c. On va visualiser sur Matlab la réponse azimutale d'un réseau **rectangulaire** de dimensions **8 X 4 éléments** espacés de **0.3m**, avec la fréquence **300MHz**.



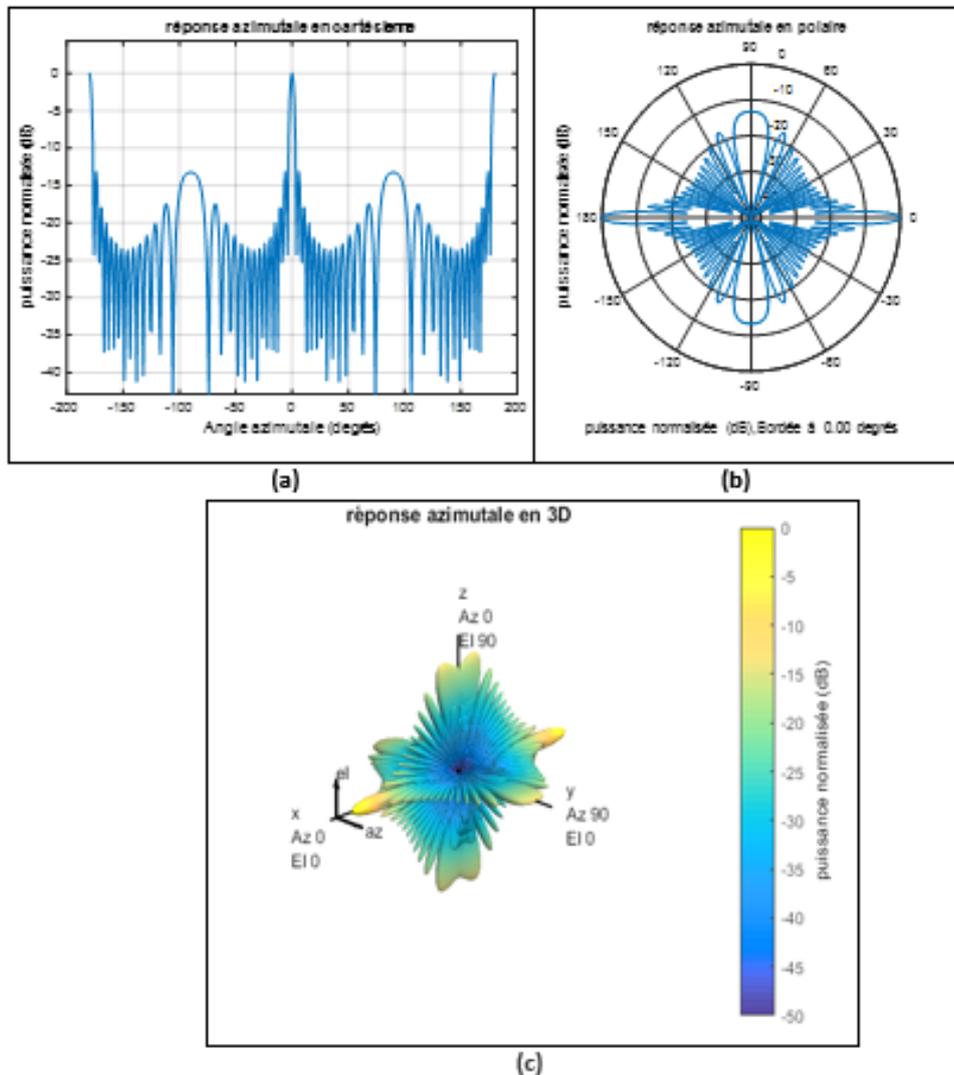
**Figure II.18** : La réponse azimutale d'un réseau rectangulaire de dimensions 8x4 éléments espacés de 0.3m.

**(a)** Réponse en cartésienne ;

**(b)** Réponse en polaire ;

**(c)** Réponse en 3D.

- d. On va visualiser sur Matlab la réponse azimutale d'un réseau **rectangulaire** de dimensions **12 x 15 éléments** espacés de **0.9m**, avec la fréquence **300MHz**.



**Figure II.19** : La réponse azimutale d'un réseau rectangulaire de dimensions 12x15

éléments espacés de 0.9m.

(a) Réponse en cartésienne ;

(b) Réponse en polaire ;

(c) Réponse en 3D.

- On remarque que le nombre de lobes secondaires augmente en augmentant la surface de réseau d'antennes, ce qui permet un rayonnement dans plusieurs directions et dans une surface plus vaste. On peut aussi voir que, plus on augmente la distance entre les antennes plus la puissance des lobes secondaires augmente jusqu'à 0dB, et donc on aura un maximum de signal dans plusieurs directions.

- On peut aussi diriger le faisceau rayonné du réseau d'antenne dans une direction désirée, en précisant l'angle de pilotage ( $30^\circ$  d'azimut et  $0^\circ$  d'élévation par exemple), qui comporte le signal reçu. Cet exemple est simulé en langage Matlab, le résultat est montrée dans la figure II.21 (on utilise un réseau de  $8 \times 4$  éléments espacés de  $0.5m$ ).

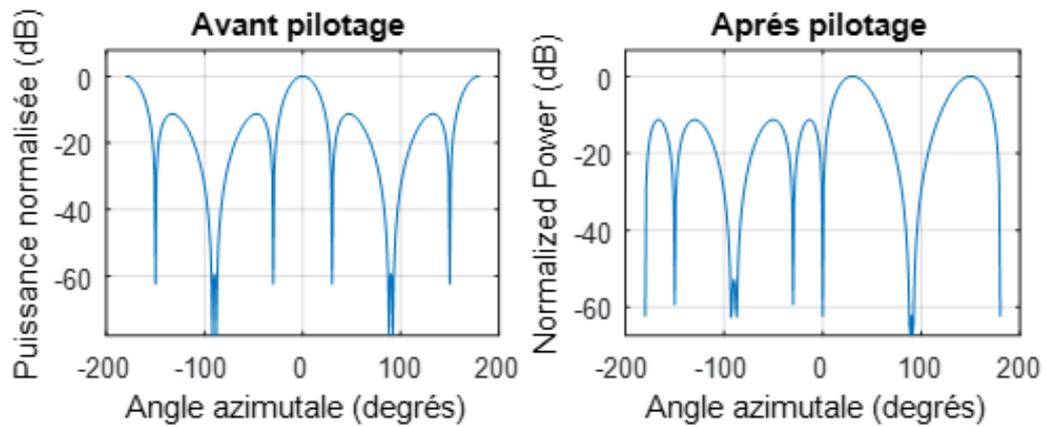


Figure II.20 : La réponse du réseau URA avant et après le pilotage.

- D'après ces représentations, on voit que le maximum de notre signal après pilotage se trouve à  $30^\circ$ .

### II.3.5.3. Modélisation et visualisation de la géométrie d'un réseau d'antenne

URA :

- La géométrie d'un réseau d'antennes URA composé de  $(8 \times 4)$  éléments espacés de  $0.5m$ .

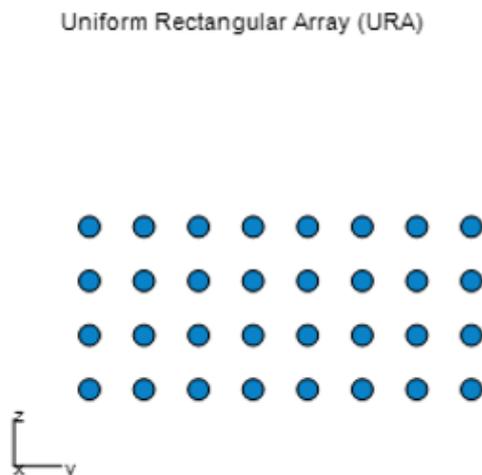


Figure II.21: La géométrie d'un réseau URA (8x4) éléments.

### II.3.6. Réseau d'antennes circulaire UCA :

#### II.3.6.1. Définition :

Les réseaux circulaires, sont des réseaux dont les éléments rayonnants sont répartis sur un cercle, tel qu'illustré sur la figure II.23 [11]. Ces éléments sont séparés entre eux par une distance bien précise selon le choix de la longueur du rayon de cercle  $a$ .

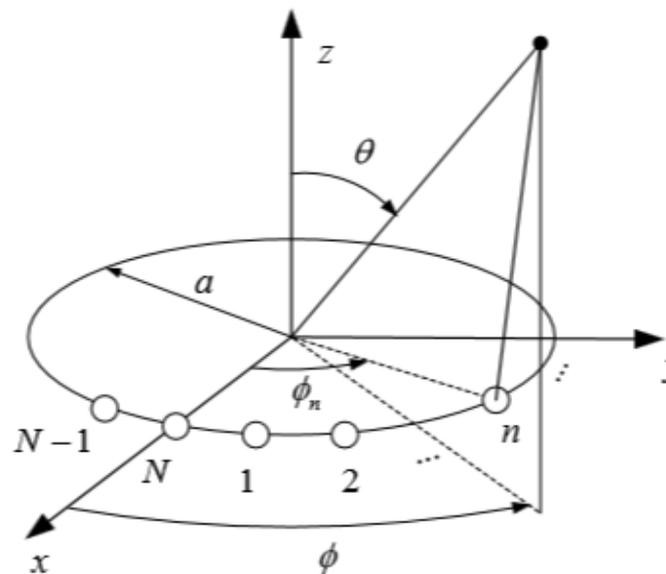


Figure II.22: Géométrie d'un réseau circulaire (UCA).

II.3.6.2. La réponse azimutale d'un réseau d'antennes rectangulaire UCA :

- a. On va visualiser sur Matlab la réponse azimutale d'un réseau **circulaire** à 10 éléments avec un rayon de **1m**, avec la fréquence **300MHz**.

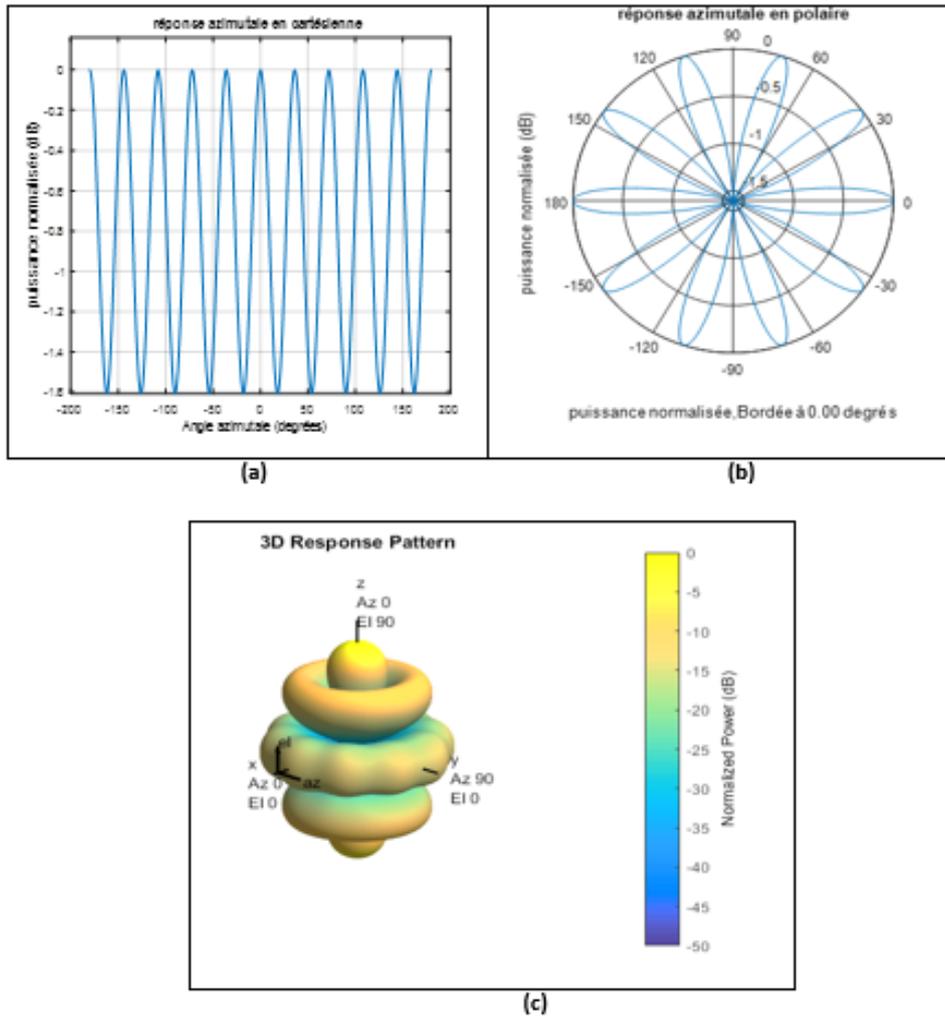
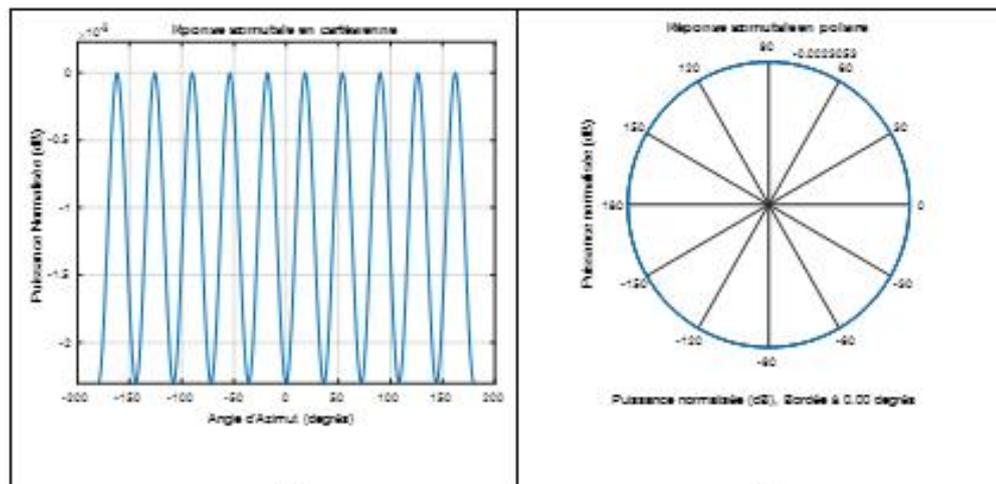


Figure II.23: La réponse azimutale d'un réseau circulaire de 10 éléments et un rayon de 1m.

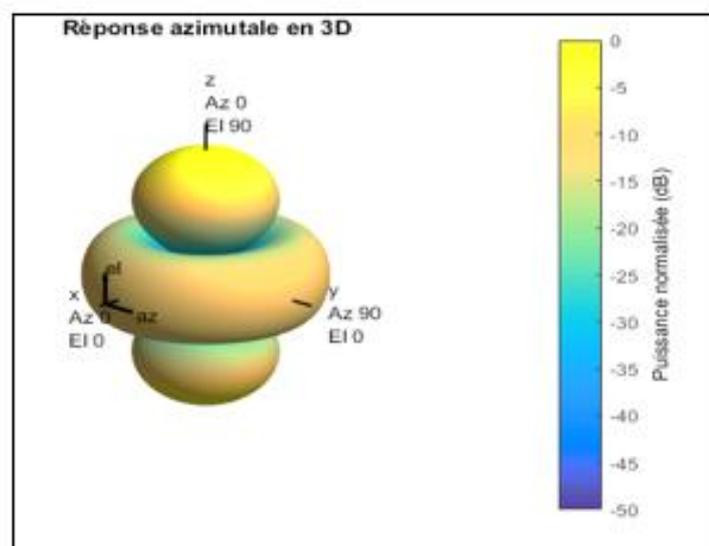
- (a) Réponse en cartésienne ;
- (b) Réponse en polaire ;
- (c) Réponse en 3D.

- b. On va visualiser sur Matlab la réponse azimutale d'un réseau circulaire à 10 éléments mais avec un rayon de 0.5m.



(a)

(b)



(c)

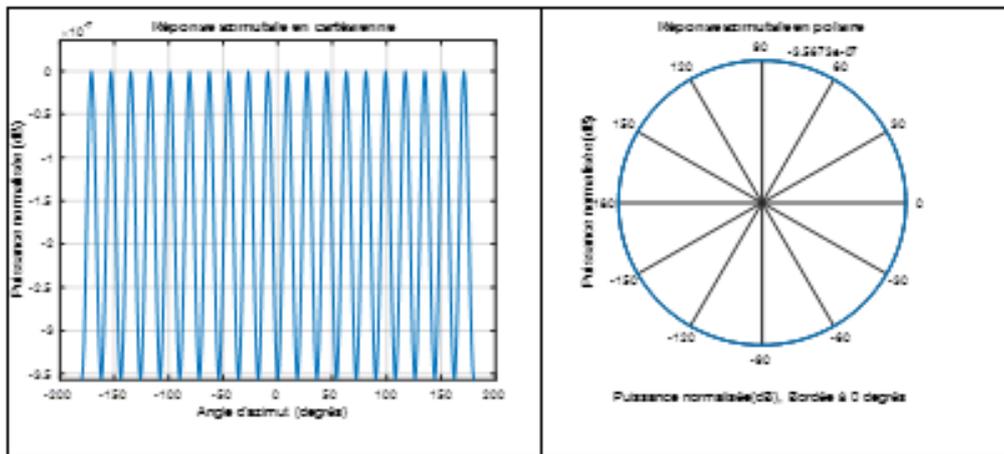
Figure II.24 : La réponse azimutale d'un réseau circulaire de 10 éléments et un rayon de 0.5m.

(a) Réponse en cartésienne ;

(b) Réponse en polaire ;

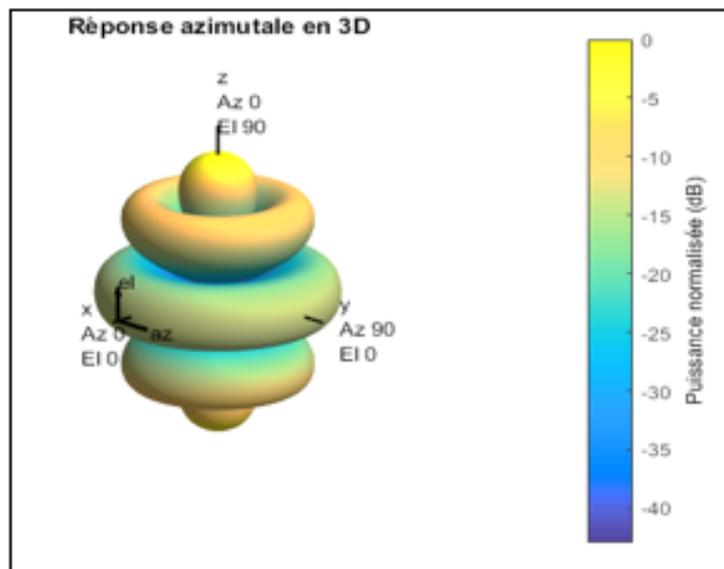
(c) Réponse en 3D.

- c. On va visualiser sur Matlab la réponse azimutale d'un réseau circulaire à 20 éléments mais avec un rayon de 1m.



(a)

(b)



(c)

Figure II.25: la réponse azimutale d'un réseau circulaire à 20 éléments avec un rayon de 1m.

(a) Réponse en cartésienne ;

(b) Réponse en polaire ;

(c) Réponse en 3D.

- On remarque que le rayonnement d'un réseau circulaire est uniforme dans toutes les directions, mais à chaque fois on diminue le rayon de notre réseau, les antennes se rapproche entres eux jusqu'à ce que le signal de rayonnement sera constant.

On peut diriger le faisceau rayonné du réseau d'antenne dans une direction désirée, en précisant l'angle de pilotage (**30°** d'azimut et **0°** d'élévation par exemple), qui comporte le signal reçu. Le résultat est montrée dans la figure II.27 (on utilise un réseau de **10 éléments** et de rayon 1m).

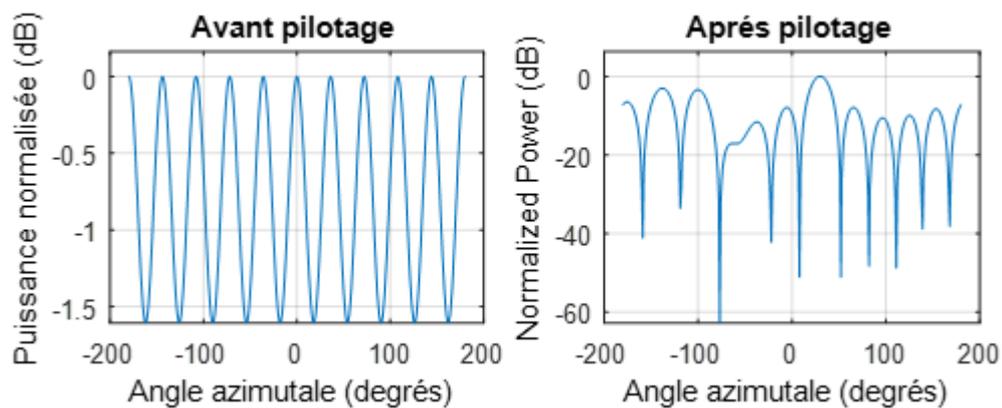


Figure II.26: La réponse du réseau URA avant et après le pilotage.

- D'après ces représentations, on voit que le maximum du signal de réseau d'antenne est bien à 30° .

### II.3.6.3. Modélisation et visualisation de la géométrie d'un réseau d'antenne

UCA :

- La géométrie d'un réseau d'antennes UCA composé de **10 éléments** avec un rayon de **0.5m**.

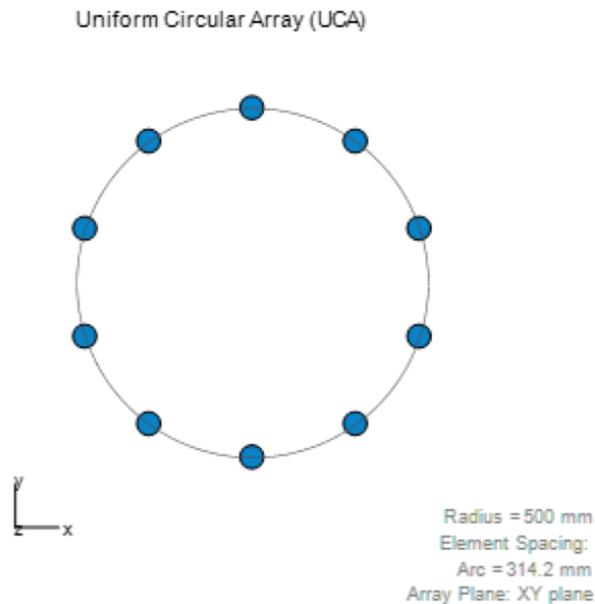


Figure II.27 : Géométrie d'un réseau UCA à 10 éléments avec un rayon de 0.5m.

## II.4. Les répartiteurs de faisceaux :

Nous avons montré que le changement de la différence de phase entre les éléments d'un réseau d'antennes permet de créer plusieurs faisceaux dans plusieurs directions. Ce gradient de phase entre les éléments d'un même réseau est souvent créé par des dispositifs reliés directement à ces réseaux, ils sont communément appelés répartiteurs de faisceaux. Ces répartiteurs de faisceaux permettent aux réseaux d'antennes d'obtenir des faisceaux dans plusieurs directions sans avoir à recourir à un quelconque mouvement de rotation. Ils offrent par cette technique la possibilité d'augmenter la capacité du système cellulaire et le pouvoir d'obtenir des faisceaux ayant un gain élevé dans plusieurs directions.

Dans les répartiteurs de faisceaux nous pouvons distinguer deux types: Numériques et Analogiques. [7]

### II.4.1. Les répartiteurs numériques :

- **Répartiteurs à commande de phase:** Le principe est de contrôler directement la phase reçu sur chaque antenne du réseau, ceci est accompli à l'aide de déphaseurs et de diviseurs de puissances. Plusieurs modules comportent un certains nombres de ces déphaseurs afin de maîtriser et de contrôler les phases et les amplitudes des signaux arrivant sur les antennes.

- **Répartiteurs à commande numérique:** Ces répartiteurs utilisent l'électronique numérique, les antennes du réseau sont reliées à des calculateurs numériques (ordinateurs) par le biais de convertisseurs (analogiques/numériques). Le facteur de réseau est calculé par ordinateur à l'aide de logiciels puissants, ces calculateurs sont ainsi capables de générer un nombre de faisceaux souhaité dans les directions désirées. Dans ce genre de systèmes, il est intéressant de voir qu'il est possible de former plusieurs faisceaux simultanés; il est également possible de décider des directions de chacun d'entre eux, mais leur inconvénient est qu'ils sont complexes et onéreux.

- **Répartiteurs adaptatifs:** C'est de l'habilité à adapter en temps réel le diagramme de rayonnement au signal (Radiofréquence) de l'environnement que ces répartiteurs tiennent leurs noms. Dans ce genre de répartiteurs non seulement le signal désiré peut être placé dans le maximum du faisceau principal mais encore un "zéro" peut être dirigé vers un signal non désiré pour rejeter les interférences. Autrement dit ces répartiteurs peuvent personnaliser leur diagramme de rayonnement pour chaque utilisateur. Le rapport (signal/bruit) de cette façon est amélioré. Le contrôle du diagramme de rayonnement est un facteur très important dans l'amélioration de la couverture de zone dans chaque cellule, le signal reçu passe par un traitement numérique dans un ordinateur muni d'un algorithme (Direction d'arrivée DOA (Direction Of Arrival)), et ce signal est utilisé pour générer le diagramme le plus adapté. Pour s'adapter à l'environnement extérieur, ces répartiteurs utilisent des boucles à contre réaction pour corriger la direction du diagramme de rayonnement et optimiser la performance des antennes. Ce genre de répartiteur est appliqué dans les Radars.

#### **II.4.2. Les répartiteurs analogiques :**

Dans les répartiteurs de faisceaux de type analogique, il existe deux types: Les répartiteurs quasi-optique (lentille de Rotman, lentille de Bootlace, lentille de Luneberg ...) et les répartiteurs de type circuit (matrice de Blass, matrice de Nolen, matrice de Butler ...). Nous prendrons comme exemple parmi ces différents répartiteurs la lentille de Rotman pour le type quasi-optique et la matrice de Blass ainsi que la matrice de Butler pour le type circuit.

Dans le cadre de ce mémoire nous nous intéresserons qu'aux types numériques, c'est pour cela que nous ne citerons que brièvement les différents types de répartiteurs de faisceaux analogiques.

**II.5. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de conception d'un réseau d'antennes, la synthèse de son diagramme de rayonnement que nous avons montré qu'il dépend de la forme géométrique, et la distribution des éléments d'antennes, ainsi que l'alimentation de ces éléments . Plusieurs simulations en Matlab ont été présenté, pour décrire chaque eux. En fin, nous avons présenté les différents répartiteurs, qui sont la clé de détermination du type de radar.

Chapitre III :  
Modélisation et  
simulation de la  
chaîne radar à  
balayage de phase

### III.1. Introduction :

Le système radar est muni de plusieurs fonctions électroniques et algorithmes adaptées, dans le but de détecter les cibles avec le maximum de précisions, effectuer une estimation fiable des différents paramètres spatio-temporels de l'environnement et des cibles. On veut simuler le fonctionnement d'un radar à balayage de phase, pour cela dans ce chapitre, nous allons tout d'abord présenter les différents blocs constituant le radar à balayage de phase, suivi de simulations de différents scénarios.

### III.2. La chaîne de transmission Radar :

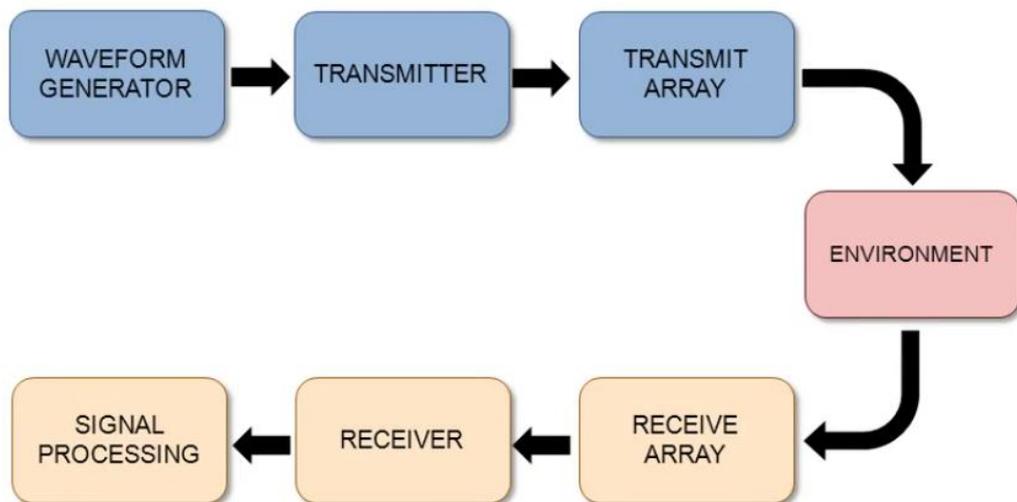


Figure III.1: La chaîne de transmission radar.

La chaîne de transmission radar est formée de plusieurs blocs, en commençant par le bloc de génération de l'onde radar, qui est un paramètre essentiel pour améliorer la détection. Le plus souvent, il est utilisé des signaux rectangulaires ou sinusoïdal, comme le montre la figure III.2 .

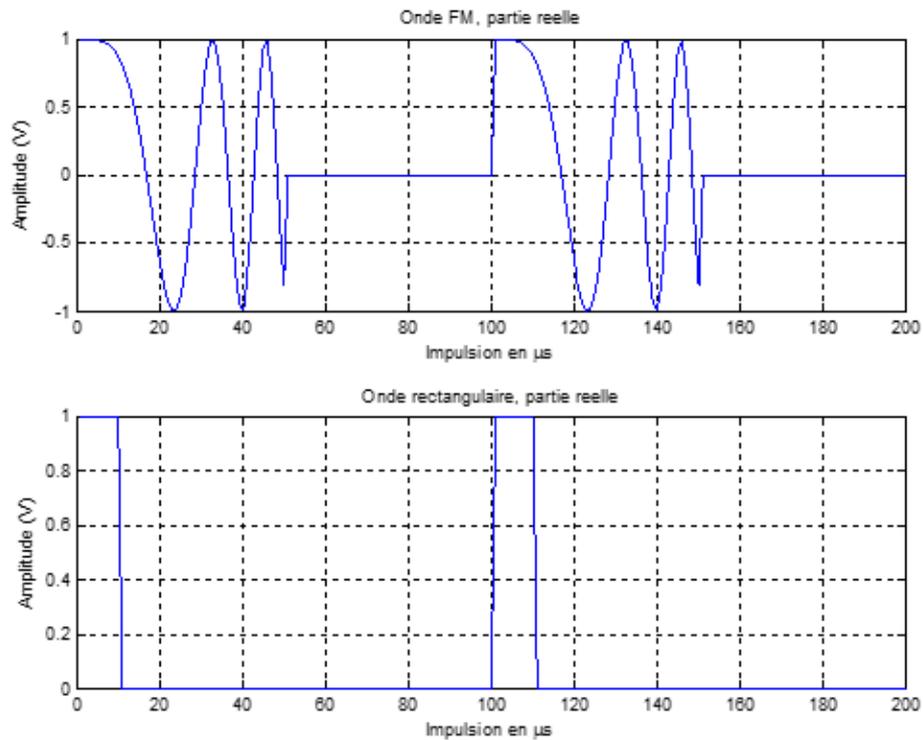


Figure III.2 : Création d'une onde radar.

Ensuite le signal traverse le transmetteur dans lequel l'onde sera traitée et modulée en fréquence. Après, notre signal sera émis par le réseau d'antenne d'émission dont les signaux injectés sur l'accès de chacune de ces sources sont pondérées en amplitude et (ou) en phase selon le diagramme de rayonnement désiré. Le signal sortant du réseau d'antennes se propage dans l'espace libre et donc sera dégradé par le bruit de l'environnement, considéré comme un bruit blanc gaussien, noyé par les différents brouilleurs émis par les cibles ennemies et déformée par l'incidence sur la cible quand elle existe. Une fois réfléchi, le signal est reçu par le réseau d'antenne. Le bloc de réception va amplifier le signal atteint. Le filtre adapté dont les paramètres sont fonction du rapport signal/bruit et les probabilités de détection et de fausse alarme, vont extraire le signal utile réfléchi et noyé dans le bruit. Finalement, le bloc traitement contient les algorithmes nécessaires pour détecter la cible et définir ces grandeurs spatio-temporels.

### III.3. Formes d'ondes radar :

La forme d'onde utilisée au niveau du radar a une influence significative sur ses performances de détection. Elle doit, principalement, permettre d'assurer une bonne résolution de cibles et de minimiser les lobes secondaires. Pratiquement, elle doit aussi présenter une certaine robustesse aux contraintes du système comme la complexité supportée au niveau de l'émetteur, les limitations de bande passante et de puissance ainsi que les distorsions introduites par la chaîne radar. De plus, dans les systèmes actuels, la limite en bande spectral, ainsi que la robustesse aux interférences sont devenus incontournables dans le choix d'une forme d'onde. Tous ces critères doivent être pris en considération dans la conception et le choix des formes d'ondes. [12]

#### III. 3.1. Train d'impulsion :

C'est un signal formé d'impulsions de durée très brève de haute fréquence et de grande puissance. Après l'émission d'une impulsion, suit un temps d'écoute plus ou moins long durant lequel les échos éventuels sont reçus, avant qu'une nouvelle impulsion ne soit émise. La direction, la distance et parfois la taille ou l'altitude de la cible peuvent être déterminées à partir du traitement des échos de retour.

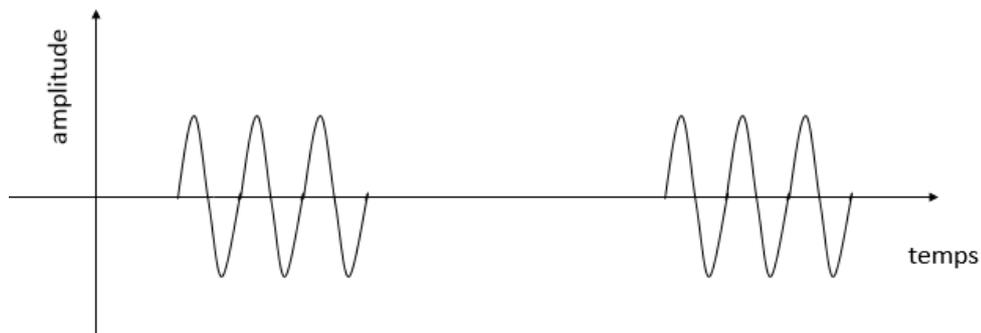


Figure III.3: train d'impulsions radar.

##### III.3.1.1. Impulsion intégrée non cohérent :

La probabilité de détection d'une cible peut être augmentée en intégrant une série d'impulsions reçues. Cette intégration peut se faire de manière cohérente ou non cohérente. L'intégration cohérente appelée aussi intégration de pré-détection est basée sur la préservation de la phase et de l'amplitude du signal de retour de chaque impulsion. Par contre la détection non cohérente est effectuée après la détection et additionne essentiellement une fraction de chaque impulsion en moyenne ; la phase de chaque

impulsion est perdue après le processus de détection. L'intégration non cohérente est aussi appelée intégration post-détection.

Considérons le cas d'une détection à intégration non cohérente, l'intégration non cohérente améliore la qualité de détection par le biais du rapport signal-à-bruit, elle permet d'améliorer la probabilité de détection  $P_d$ . Certes une détection par intégration augmente  $P_d$  mais elle nécessite un circuit d'intégration qui occasionne des délais de traitement du signal. [13]

### III.3.2. Signal à ondes (continues) CW :

C'est un signal modulé linéairement en fréquence pendant un intervalle de temps connu. A la réception, un battement entre les signaux reçus et ceux émis est effectué.

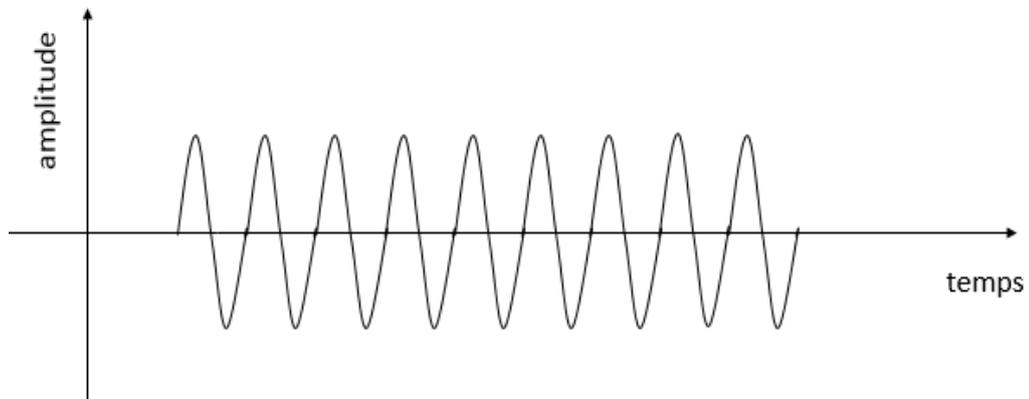


Figure III.4: signal radar à ondes continues CW.

### III.4. Transmetteur radar :

Le transmetteur de radiofréquences est la pièce maîtresse d'un radar. Il doit souvent fournir une grande énergie, modulée et pulsée par un synthétiseur, qui sera émise par l'antenne dans la direction de sondage. Le tout doit être fait selon un horaire bien précis afin de pouvoir bien interpréter plus tard les échos de retour. Le transmetteur radar est construit en tenant compte des appareils qu'il alimente. Il a deux types principaux sont:

- Les oscillateurs de puissance (OP): un tube à vide ou une cavité résonnante, habituellement un magnétron, génère une impulsion de radiofréquence lorsqu'il est excité par un générateur de décharges de puissance de courant continu appelé modulateur. Ce type

est utilisé dans les radars non-cohérents ou pseudo-cohérents (la cohérence étant la possibilité de toujours émettre des impulsions de même phase).

- Les amplificateurs de puissance (AP) : un générateur d'onde envoie une impulsion à un amplificateur de puissance comme un amplifon, un klystron ou un amplificateur à semi-conducteurs. Les radars utilisant ce type sont la plupart du temps cohérents et plus récents. Un cas spécial est celui des antennes réseau actives où chaque élément radiants ou chaque groupe d'éléments possède son transmetteur. [1]

### III.5. Modélisation de l'environnement :

La propagation d'ondes électromagnétiques en espace libre est réellement complexe en raison des trajets multiples. Il faut à la fois tenir compte des réflexions à la surface de la terre, sur les couches de l'atmosphère sur des obstacles naturels et des constructions.

C'est pour cela, on considère que le signal de sortie du réseau d'antennes est transmis dans un espace libre simple avec un bruit blanc gaussien et une propagation monodirectionnelle.

#### III.5.1. Environnement considéré:

##### III.5.1.1. Espace libre :

On appelle « espace libre », un canal de transmission formé d'un milieu homogène uniforme sans frontière. [14]

L'équation de propagation dans l'espace libre, appelée formule de Friis, est donnée par :

$$\epsilon = \frac{P_E}{P_R} = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{G_E G_R} \quad (\text{III.1})$$

$G_E$  et  $G_R$  : les gains d'émission et de réception des antennes ;

$\lambda$ : longueur d'ondes (m) ;

$d$  : Distance (km) ;

$P_E$  et  $P_R$  : les puissances isotropes émis et reçue (dB) .

##### III.5.1.1. Bruit Blanc Gaussien Additif (AWGN) :

Le bruit blanc gaussien est un bruit blanc qui suit une loi normale de moyenne et variance données.

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad (\text{III.2})$$

avec  $\mu$  la moyenne et  $\sigma$  l'écart-type du bruit.

### III.5.2. Modèles de cibles :

#### III.5.2.1. Cas de cible ponctuelle :

En basse résolution, deux modèles de cibles fluctuantes sont considérés. Le premier considère la cible comme étant un ensemble de plusieurs réflecteurs élémentaires de même taille. L'enveloppe du signal réfléchi d'une telle cible à la sortie du détecteur quadratique suit une loi de Rayleigh [15] de la forme.

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{III.3})$$

Où  $x$  est l'amplitude du signal et  $\sigma^2$  la variance de la cible.

Le second modèle suppose que la cible est constituée d'un gros réflecteur entouré de plusieurs petits réflecteurs. A la sortie du détecteur quadratique, l'enveloppe suit une loi de la forme.

$$f(x) = \frac{9x^3}{2\sigma^4} \exp\left(-\frac{3x^2}{2\sigma^2}\right) ; x \geq 0 \quad (\text{III.4})$$

Pour étudier le signal cible dans le cas de plusieurs impulsions, il est nécessaire de prendre en compte les mouvements de la cible pendant le temps l'exposition TOT [15]. Deux types de fluctuations sont considérées [15] :

- Cible lentement fluctuante : L'écho de la cible ne change pas de valeur pendant toutes les impulsions émises. Donc, c'est la même réalisation de la même variable aléatoire.
- Cible rapidement fluctuante : L'écho de la cible change de valeur d'une impulsion à l'autre. Les échantillons reçus sont des réalisations différentes de la même variable aléatoire.

A partir des distributions (III.3) et (III.4) ainsi que des degrés de fluctuation, les quatre modèles Swerling fluctuants sont définis comme suit:

- Swerling I (SWI): Cible lentement fluctuante. Dans ce cas, la puissance du signal retournée par impulsion sur n'importe quel scan est supposée être constante, mais ces échos d'impulsions sont indépendantes (non-corrélés) d'un scan à un autre. Le signal retourné pour ce modèle est une simple variable aléatoire indépendante, de distribution Rayleigh donnée par [16] :

$$p(\sigma) = \frac{1}{\bar{\sigma}} \exp\left(\frac{-\sigma}{\bar{\sigma}}\right) ; \quad \sigma \geq 0 \quad \text{(III.5)}$$

$\sigma$ : Est la surface équivalente de la cible (RCS).

$\bar{\sigma}$ : Est la valeur moyenne de RCS.

- Swerling II (SWII): Ici, les fluctuations sont plus rapides que dans le cas 1, et sont supposées être indépendantes d'une impulsion à une autre, où la fonction de densité de probabilité suit la même loi de l'équation (III.5).

- Swerling III (SWIII): Cible lentement fluctuante. Les fluctuations sont indépendantes d'un scan à un scan comme pour le premier cas, mais la fonction de densité de probabilité est donnée par :

$$p(\sigma) = \frac{4\sigma}{\bar{\sigma}^2} \exp\left(\frac{-2\sigma}{\bar{\sigma}}\right) \quad \text{(III.6)}$$

- Swerling IV (SWIV): Comme pour le second cas, les fluctuations ici sont (pulse to pulse) et les cibles possèdent des fluctuations rapides avec des amplitudes indépendantes d'une impulsion à une autre. La fonction densité de probabilité pour la cible suit la même loi que celle donnée par l'équation (III.6). [17]

### III.5.2.2. Cas de cibles réparties :

Les radars à haute résolution HRR (High Resolution Radar) permettent une amélioration des performances de détection, par rapport aux radars à basse résolution. Cette amélioration dépend essentiellement de deux facteurs. [18]

- L'augmentation de la résolution du radar réduit l'énergie rétrodiffusée par cellule.
- L'énergie rétrodiffusée par des cibles réparties (resolved scatterers) introduit moins de fluctuations que l'énergie rétrodiffusée par une cible conventionnelle (unresolved point target).

Ainsi, en détection HRR, nous ne parlons plus d'une cible ponctuelle mais plutôt de cibles réparties, car l'énergie retro diffusée dans ce type de radars est répartie sur un nombre  $N_p$  de cellules, appelées cellules primaires contenues dans le groupe sous test. Ce concept est appelé MDS (Multiple Dominant Scatterers), et permet de définir l'énergie rétrodiffusée par chacune des  $N_p$  cellules.

### III.5. 3. Modèle d'interférence :

#### III.5. 3.1. Brouillage radar :

Le brouillage radar est une émission intentionnelle de signaux radioélectriques destinée à interférer dans le fonctionnement d'un radar en saturant son récepteur soit avec un bruit puissant, soit avec de fausses données. Il existe deux types de brouillage radar : mécanique et électronique.

Prenons comme exemple dans notre cas les brouilleurs en barrage.

- **Brouillage en barrage** : Le brouillage en barrage consiste à brouiller plusieurs fréquences simultanément à l'aide d'un seul dispositif. Le système est efficace pour les radars à fréquences multiples, mais cette efficacité reste réduite car la puissance totale du brouilleur est répartie sur les différentes fréquences ; plus on brouille de fréquences, plus la puissance disponible par fréquence sera faible. [20]

### III.6. Récepteur radar :

Le récepteur dans un radar sert à détecter les faibles échos captés par l'antenne, puis de les amplifier suffisamment pour en extraire l'information afin de l'afficher sur l'écran de l'opérateur. Cet appareil doit être capable d'extraire des signaux qui sont de plusieurs ordres de grandeur plus faibles que le signal émis par le radar et de les amplifier par un facteur de 20 à 30 millions de fois. [1]

#### III.6.1. Le filtrage adapté :

Le filtrage adapté est une technique couramment utilisée pour maximiser le SNR après réception [19]. Supposons que le signal utile  $s(t)$  soit observé dans un bruit blanc  $n(t)$  avec une DSP (Densité Spectrale de Puissance) constante  $N_0/2$ . Le signal à l'entrée du filtre adapté est donc donné par :

$$x(t) = s(t) + n(t) \quad \text{(III.7)}$$

On démontre que la réponse impulsionnelle du filtre qui maximise le SNR à la sortie est donnée par :

$$h(t) = S^*(T - t) \quad (\text{III.8})$$

$s(t)$  : est le signal reçu affecté par le canal et la chaîne de transmission.

où  $T$  est tel que  $s(t) = 0$  pour  $t > T$ , et correspond à l'instant où le  $SNR$  est maximal. En absence de bruit, la sortie du filtre adapté  $y(t) = s(t) * h(t)$  n'est autre que l'autocorrélation du signal  $s(t)$ . Le  $SNR$  maximal ne dépend pas de la forme du signal mais de l'énergie du signal reçu et de la  $DSP$  du bruit. Cependant, la précision de la mesure est liée à la forme du signal  $s(t)$  et notamment aux lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation qui peuvent parfois fausser la décision. De plus, pour détecter des cibles relativement proches, une réponse présentant un pic fin est souhaitable. Pour détecter des cibles à faible écho en présence d'une cible à fort écho, les lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation doivent être les plus faibles possibles afin d'éviter que les pics correspondant aux cibles à faible écho ne soient noyés dans les lobes secondaires de la cible à fort écho. Un intérêt particulier doit donc être porté à l'optimisation de la fonction d'autocorrélation lors de la conception des formes d'ondes.[21]

### III.7. Traitement du signal radar :

Le traitement analogique des données radar a toujours souffert de limitations importantes. L'expérience de l'opérateur radar était très essentielle pour reconnaître le vrai signal à travers les échos parasites et le bruit de fond visible sur son écran. Avec le développement des affichages synthétiques, comprenant normalement la position des aéronefs et des données connexes présentées sous forme alphanumérique ou symbolique, les vrais échos ont dû être extraits avant la présentation à l'écran. Ce changement s'est produit en même temps que le passage à l'échantillonnage numérique des données qui peuvent ensuite être traitées par un logiciel approprié afin d'en éliminer les faux échos.

#### III.7.1. Traitement temporel :

##### III.7.1.1. Théorie de la détection :

La détection est l'opération qui consiste à prendre une décision sur l'existence ou pas de cibles dans l'espace de recherche. Le principe de base de la détection d'une cible est basé sur l'utilisation d'un seuil de comparaison servant à extraire des informations du signal reçu et à distinguer une fluctuation due au bruit à celle à un signal utile [22].

- Si le signal utile dépasse le seuil, la cible est détectée.

- Si le bruit dépasse le seuil en absence du signal écho, on dit que c’est une fausse alarme.

La probabilité de fausse alarme est inversement proportionnelle au seuil de détection. Donc si le seuil est trop élevé, les cibles peuvent ne pas être détectées, et s’il est trop bas la probabilité de fausse alarme augmente comme il est indiqué sur la figure III.9 .

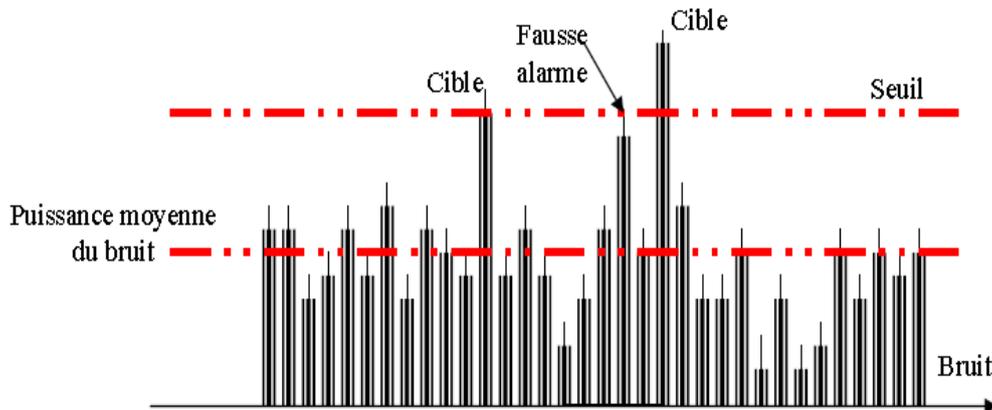


Figure III.5: Principe de détection de cibles.

**a. Taux de fausse alarme :**

Une fausse alarme est une fausse détection de cible au radar causé par le bruit ou par des interférences qui dépassent le seuil de détection. Cela se traduit par la présence de cibles fictives à l’écran. Le taux de fausses alarmes (FAR) est calculé par:

$$FAR = \frac{\text{Fausse détections par FRI}}{\text{Nombre de cellules de résolution en portée}} \quad (III.9)$$

De fausses détections se produisent quand le bruit thermique dépasse le seuil utilisé de filtrage, quand du bruit interne ou externe au circuit se mêle au signal ou lors d’un problème d’équipement. Il est apparaît comme une « blip » sur un affichage à écran cathodique, un signal à la sortie du traitement numérique des échos radar, un signal audio ou par toutes ces manifestations à la fois.

Si le filtre pour les faux échos dans le récepteur est fixé trop haut, il y aura peu de fausses alarmes mais le rapport signal sur bruit choisi éliminera de nombreux vrais échos. Au contraire si le seuil est trop bas, un grand nombre de faux échos vont masquer les vraies détections.

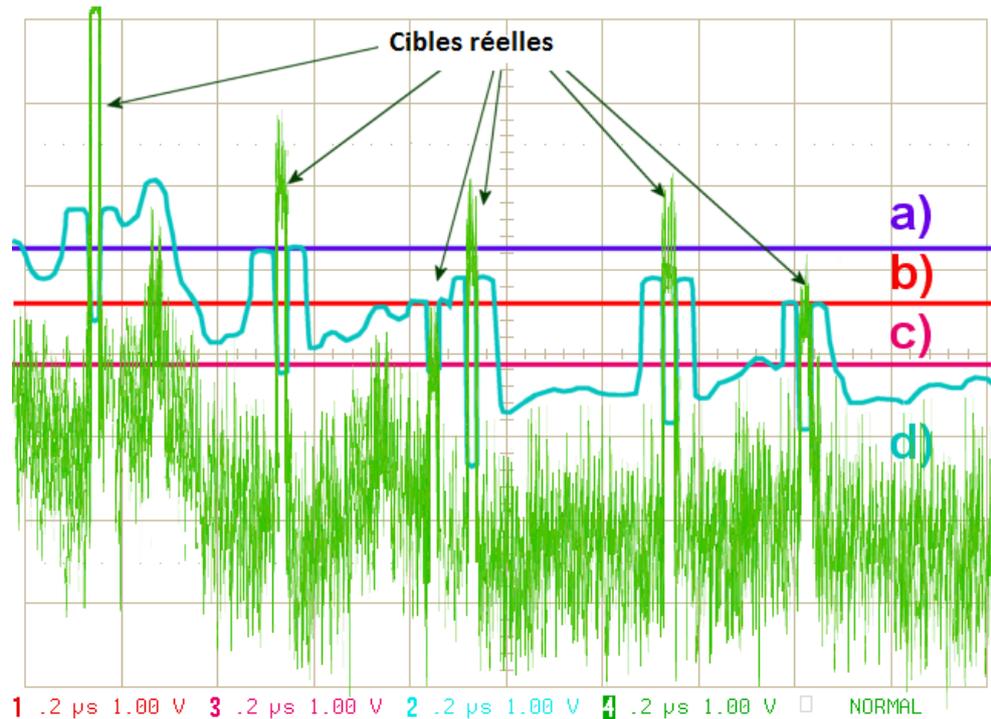


Figure III.6 : Variation du seuil de détection modifiant le taux de fausses alarmes.

- a. Seuil trop élevé avec probabilité de détection de 20% ;
- b. Seuil optimal avec probabilité de détection de 80% . On a quand même un faux écho, ce qui donne :

**Taux de fausses alarmes** =  $1 / 666 = 1,5 \cdot 10^{-3}$  (Pour un radar avec une portée maximale de 100 km et une largeur d’impulsion de 1,5 microsecondes, cela donne 666 cellules de résolution) ;

- c. Seuil trop bas amène un nombre important de fausses alarmes ;
- d. Seuil variable du filtre (en décibels) pour que le taux de fausses alarmes soit constant.

Le taux de fausses alarmes dépend de l’intensité du signal provenant des interférences, du bruit de l’environnement, des échos parasites et des brouillages électroniques. Près du radar, les échos fixes, comme les échos de sols ou les émetteurs radio, sont généralement plus intenses que le bruit de fond. À plus grande distance, c’est le bruit de fond ambiant qui devient le contributeur majeur. Donc le taux de fausses alarmes peut varier avec la distance au radar, avec l’intensité relative des sources, si on utilise un seuil fixe.

Comme l'équation ne tient pas compte de cette dépendance, un filtre bien réglé à grande distance peut donner un haut taux de fausses alarmes à faible distance du radar. [1]

### b. Taux constant de fausses alarmes (CFAR) :

Il existe différentes solutions à ce problème, regroupées sous le vocable de Taux constant de fausses alarmes. Il s'agit de varier le seuil du filtre selon le bruit de l'environnement en prenant une moyenne du bruit de fond (les dispositifs utilisés sont parfois appelés « circuits de moyenne par cellule » comme dans la figure III.5. Le circuit électronique fait un estimé des interférences présentes dans les cellules de résolution de chaque côté de la cellule d'intérêt, puis applique le seuil de filtre trouvé à la cellule d'intérêt. Le processus est répété pour chaque cellule à une portée donnée et à chaque portée.

Ce circuit estime le niveau d'interférence (bruit ou encombrement) dans les cellules de la gamme radar de chaque côté d'une cellule de portée et utilise cette estimation pour décider s'il existe une cible dans la cellule d'intérêt au centre. Le processus détermine une cellule dans la plage et est répété jusqu'à ce que toutes les cellules de portée aient été étudiées.

Le principe de ce traitement est que lorsque du bruit est présent, il sera assez homogène spatialement et temporellement dans la région d'intérêt. En théorie, le circuit donnera un taux constant de fausses alarmes, indépendamment du niveau de bruit ou d'échos parasites, en autant que le bruit ait une distribution de Rayleigh en portée. [1]

### c. Equation d'Albersheim : [23]

L'équation d'Albersheim utilise une approximation de forme fermée pour calculer le SNR en fonction de la probabilité de fausse alarme et la probabilité de détection. Cette valeur SNR est nécessaire pour atteindre les probabilités de détection et de fausses alarmes spécifiées pour une cible non fluctuante dans un bruit gaussien indépendant et distribué de manière identique. L'approximation est valable pour un détecteur linéaire et est extensible à l'intégration non cohérente des échantillons N.

On a :

$$A = \ln \frac{0.62}{P_{FA}} \quad (\text{III.10})$$

Et

$$B = \ln \frac{P_d}{1-P_d} \quad (\text{III.11})$$

Où  $P_{FA}$  et  $P_d$  sont les fausses alarmes et les probabilités de détection.

L'équation d'Albersheim pour le SNR requis en décibels est:

$$\text{SNR} = -5 \log_{10} N + [6.2 + 4.54/\sqrt{N} + 0.44] \log_{10}(A + 0.12AB + 1.7B) \quad (\text{III.12})$$

Où  $N$  est le nombre d'échantillons intégrés de manière non cohérente.

### III.7.1.2. Estimation effet doppler :

L'effet Doppler est utilisé par un radar pour deux tâches :

- ✓ Mesure de la vitesse des cibles ;
- ✓ Filtre des faux échos pour la Visualisation des cibles mobiles.

Pour comprendre ce phénomène, il s'agit de penser à une onde à une fréquence donnée qui est émise vers un observateur en mouvement, ou vis-versa. La longueur d'onde du signal est constante mais si l'observateur se rapproche de la source, il se déplace vers les fronts d'ondes successifs et perçoit donc plus d'ondes par seconde que s'il était resté stationnaire, donc une augmentation de la fréquence. De la même manière, s'il s'éloigne de la source, les fronts d'onde l'atteindront avec un retard qui dépend de sa vitesse d'éloignement, donc une diminution de la fréquence.

Dans le cas sonore, cela se traduit par un son plus aigu lors d'un rapprochement de la source et un son plus grave en s'éloignant de celle-ci. Dans le domaine de la lumière visible, on parle de décalage vers le bleu pour un rapprochement et vers le rouge dans le cas d'éloignement en se référant au spectre lumineux. La même chose s'applique à toutes les gammes d'ondes électromagnétiques dont les ondes utilisées par les radars.

En termes mathématiques, la variation de fréquence peut être exprimée par:

$$f_D = \frac{2v_r}{\lambda} \quad (\text{III.13})$$

$f_D$ : Fréquence Doppler [Hz] ;

$v_r$  : vitesse relative source-observateur [m/s] ;

$\lambda$  : Longueur d'onde [m].

La vitesse  $v_r$  est la composante radiale de la vitesse réelle de l'observateur car la variation de fréquence est due au déplacement relatif entre la source et l'observateur. La

composante tangentielle de la vitesse réelle n'implique pas d'éloignement ou de rapprochement et donc ne peut pas être perçue. Ainsi, un radar qui sonde l'atmosphère ne peut percevoir que la composante radiale de sa vitesse par l'effet Doppler. Pour connaître sa vitesse complète, il faut noter sa position angulaire entre chaque sondage ce qui donne la composante tangentielle. [1]

$$f_D = \frac{2.v}{\lambda} \cos \alpha \quad (\text{III.14})$$

$f_D$ : Fréquence Doppler [Hz] ;

$v_r$  : vitesse relative source-observateur [m/s] ;

$\lambda$  : Longueur d'onde [m] ;

$\alpha$  = angle entre l'axe radar-cible et celle de déplacement réel de la cible.

### III.7.1.3. Fonction d'ambiguïté :

La fonction d'ambiguïté décrit, en fonction du retard  $\tau$  et de la fréquence Doppler  $\nu$ , la sortie du filtre adapté à la forme d'onde émise  $u(t)$  avec comme entrée la forme d'onde émise affectée d'un retard  $\tau$  et d'un Doppler  $\nu$  [11]. Elle est définie par :

$$X(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t)u^*(t - \tau)e^{j2\pi\nu t} dt \quad (\text{III.15})$$

D'après l'analyse de la section précédente, une fonction d'ambiguïté idéale présenterait un pic au centre  $(\tau, \nu) = (0,0)$  et serait nulle ailleurs. Une cible détectée reproduirait ce pic mais à un retard et un Doppler correspondants à ceux de la cible. [21]

## III.7.2. Traitement spatial :

### III.7.2.1. Formation de voie (Beamforming) :

Le Beamforming ou formation de voies est une technique de traitement du signal utilisée dans les réseaux de capteurs pour la transmission ou la réception directionnelle de signaux, cette technique oriente la lobe principale du réseau d'antenne dans une direction souhaitée. Ceci est réalisé en combinant les éléments d'un réseau d'antenne à commande de phase de telle façon que dans des directions particulières, les signaux interférents de façon constructive tandis que dans d'autres direction les interférences sont destructives. Le beamforming peut être utilisé du côté émetteur ou du côté récepteur pour obtenir une

sélectivité spatiale. L'amélioration, comparée à l'émission/réception omnidirectionnelle, s'appelle le gain (ou perte) d'émission/réception. [20]

### **III.7.2.2. Formation de voie MVDR (Minimum Variance Distortionless Response) :**

Le MVDR Beamformer est une solution de formation de faisceau adaptable aux données dont le but est de minimiser la variance du signal enregistré. Si le bruit et le signal souhaité sous-jacent ne sont pas corrélés, comme c'est généralement le cas, la variance du signal enregistré est la somme des variances du signal désiré et du bruit. Par conséquent, la solution MVDR cherche à minimiser cette somme, atténuant ainsi l'effet du bruit.

# Simulation de la chaîne radar

## I. Scenario 1: Détection de trois cibles

On va simuler une chaîne de radar monostatique qui va détecter trois cibles non cohérentes dans l'espace avec au moins un RCS (radar cross section) de 1 m On a supposé qu'il y'a trois cibles a des hauteurs respectives : 2001, 3533 et 3845 m du radar avec une résolution de 50m , une probabilité de détection  $P_d=0,9$  et une probabilité de fausse alarme inferieur a  $10^{-6}$ . La fréquence de travail est de 10 GHz centré a l'intervalle [5 15]GHz .

On doit simuler l'onde du signal, l'émetteur, le réseau d'antennes (radiateur), le canal de transmission et les cibles, le récepteur.

### 1. Onde rectangulaire :

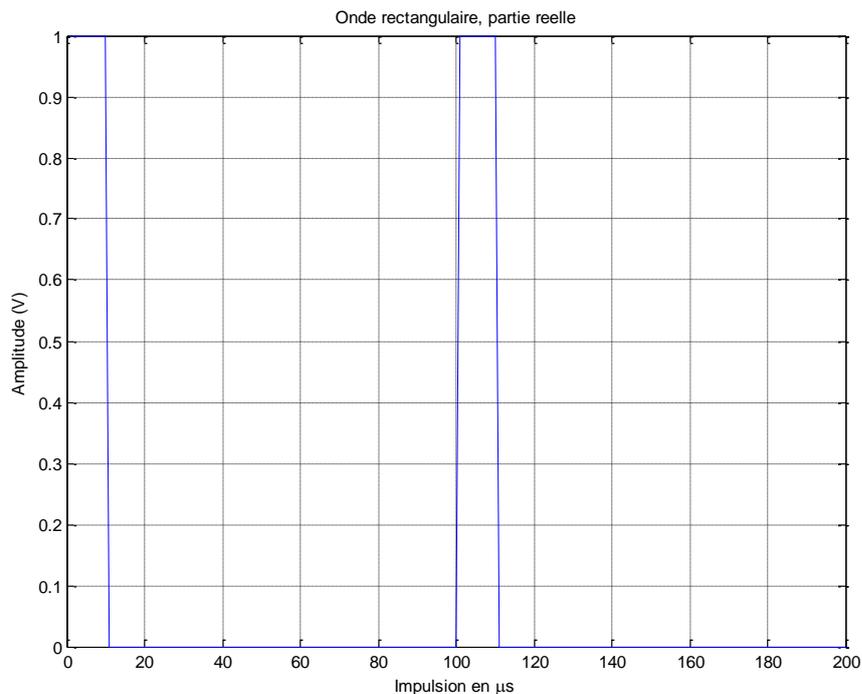


Figure III.7 : Création d'une onde rectangulaire.

La figure III. 6 représente le signal générée qui va être émis par le radar après traitement, elle est d'une largeur de 1 μs tous les 100 μs, (temps d'émission et temps d'écoute).

## 2. La courbe ROC (Receiver Operating Characteristics) :

La figure III.7 représente la caractéristique opérationnelle du récepteur ( ROC) décrit la relation entre la probabilité de fausse alarme, la probabilité de détection et le rapport SNR.

On remarque que, plus le SNR augmente plus la probabilité de détection est importante et vice versa si le SNR diminue la probabilité de fausse alarme devient importante, et cela, dégrade la capacité de radar. Cette courbe ROC permet de concevoir le récepteur en déterminant le rapport SNR idéal, et partir de ce SNR on détermine le filtre adapté.

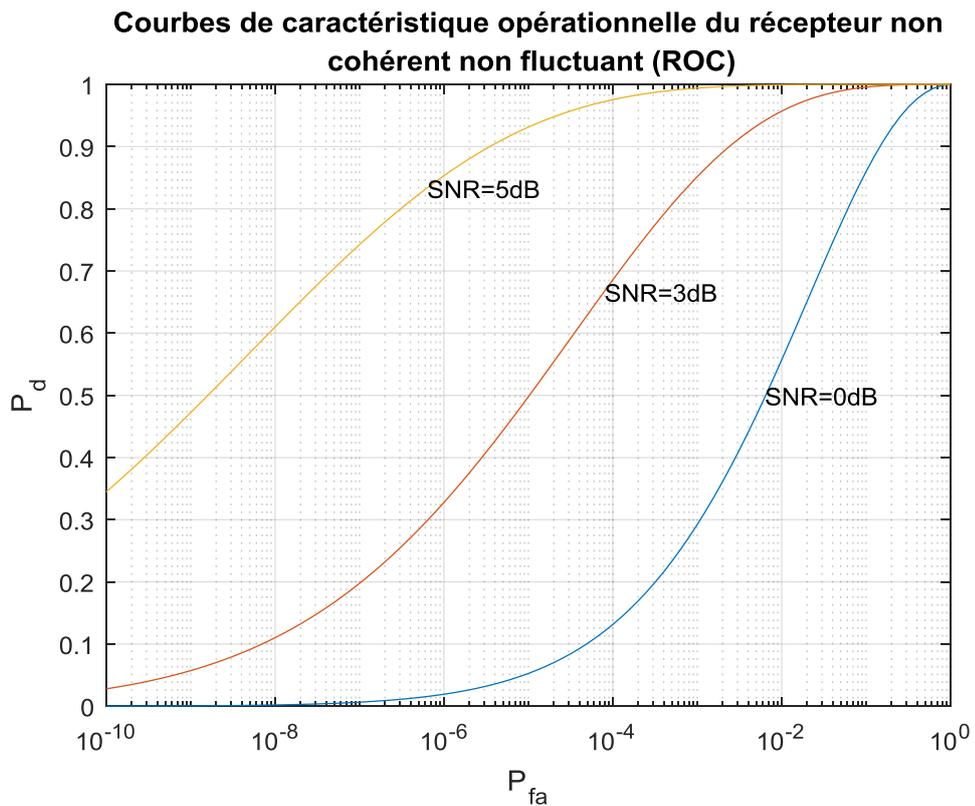


Figure III.8 : Courbes de ROC non cohérent non fluctuant.

En utilisant la relation d'Albersheim, on déduit le rapport SNR minimum nécessaire pour atteindre les probabilités de fausse alarme et de détection mis en hypothèse. On trouve :

$$SNR_{min} = 4.9904$$

Donc le rapport doit être choisis au moins de 5.

### 3. La détection :

Dans la figure III.8 La réception de la première impulsion indique que le seuil de détection calculé est -126 dBw. Et il y'a une cible bien détecté par contre les deux autres cibles sont à la limite du seuil et ne sont pas détectées, à cause de l'éloignement par rapport au radar.

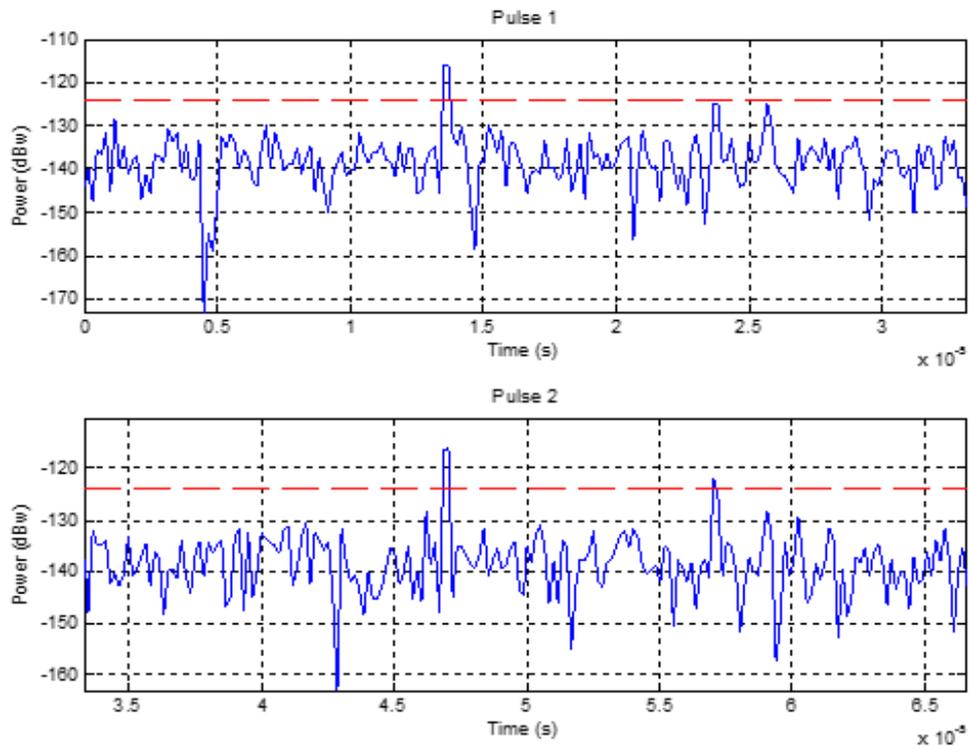


Figure III.9 : Représentation de la première et deuxième impulsion.

### 4. Filtrage Adapté pour améliorer la détection :

Pour améliorer la détection du radar, on ajoute au bloc récepteur un filtre adapté (Matched filter) qui va offrir au traitement un gain au seuil de détection. La figure III.9 représente la première et la deuxième impulsion avec un filtre adapté ajouté au système.

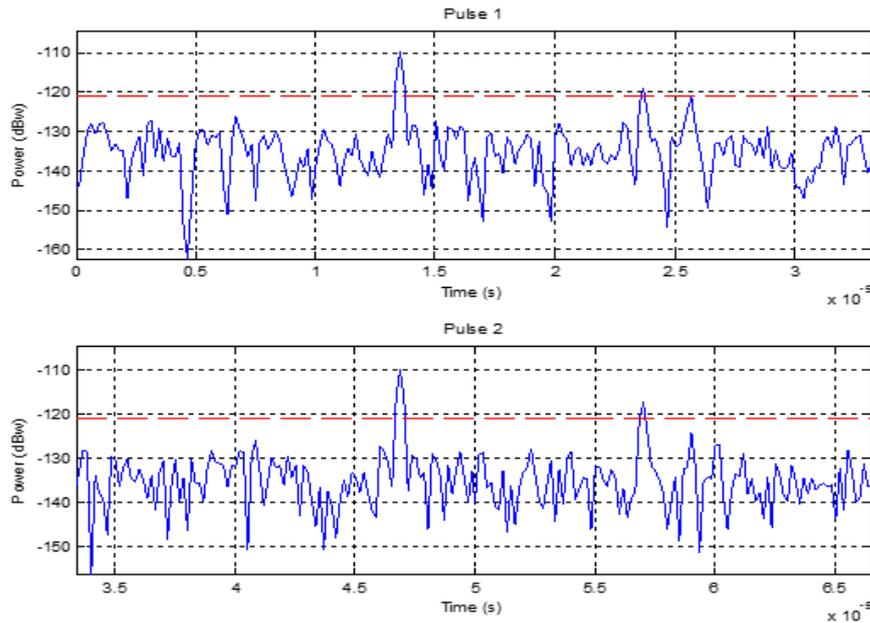


Figure III.10 : Représentation de la première et deuxième impulsion avec filtre adapté.

On remarque que le seuil de détection est faiblement amélioré. Mais la troisième cible set toujours noyée dans le bruit et n'est pas détectée.

**5. Amélioration de la détection par émission des impulsions intégrées non cohérentes :**

Pour assurer la détection de toutes les cibles, on utilise un gain qui varie dans le temps d'observation et compense les pertes de puissances des échos. Et on utilise des impulsions intégrées non cohérente et qui sont issues des impulsions du signal carré.

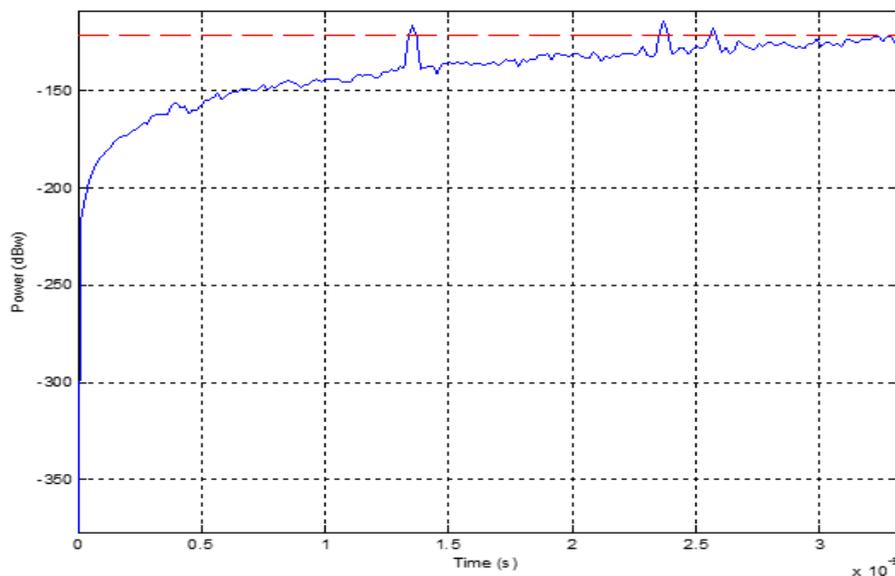


Figure III.11 : Représentation de la première et deuxième impulsion avec filtre adapté en utilisant un gain variant dans le temps.

On remarque clairement que la détection des trois cibles est atteinte, après utilisation des impulsions intégrées non cohérentes.

## 6. Comparer les valeurs de la distance réelle et la distance estimée :

L'estimation des distances des cibles est faite en fonction du calcul de la puissance. Les résultats sont montrés dans le tableau suivant III.1. On remarque que les résultats sont quasiment identiques d'où l'efficacité des fonctions intégrées.

	Cible 1	Cible 2	Cible 3
Distance estimée	2001	3533	3845
Distance réelle	2025	3550	3850

Tableau III.1 : Comparaison entre distance estimée et distance réelle.

## II. Scenario 2: Estimation spatio-temporelle d'une cible

Maintenant, on va simuler la détection des cibles en utilisant l'algorithme de beamforming et beamforming MVDR dans les domaines temporel et spatial. On travaille avec une fréquence de 100 MHz, une impulsion rectangulaire, un réseau d'antenne linéaire de 10 éléments. On a orienté électroniquement le faisceau d'antennes vers un angle de 45° d'azimut et 0° d'élévation.

### 1. Onde rectangulaire :

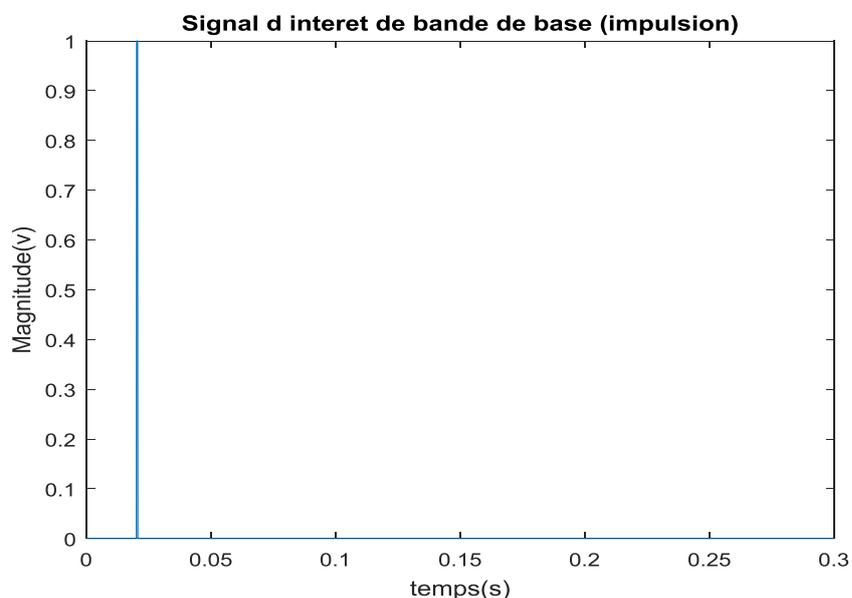


Figure III.12 : création d'une onde rectangulaire.

## 2. Sortie des deux premiers canaux du réseau :

A la sortie des deux premières antennes le signal reçu est réfléchi, bruité et dégradé, La figure III.12 montre que les signaux de la cible sont noyés dans le bruit, donc on ne peut pas les détecter.

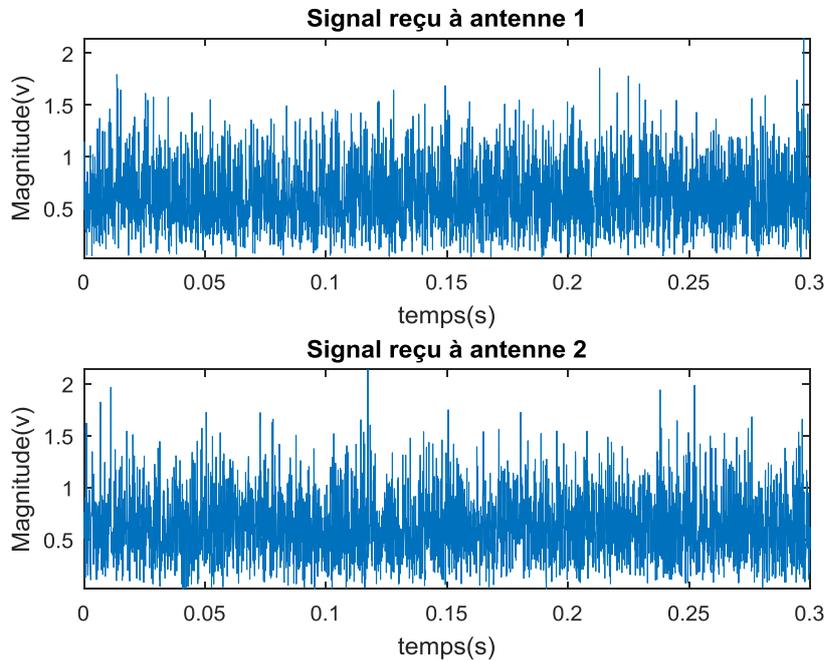
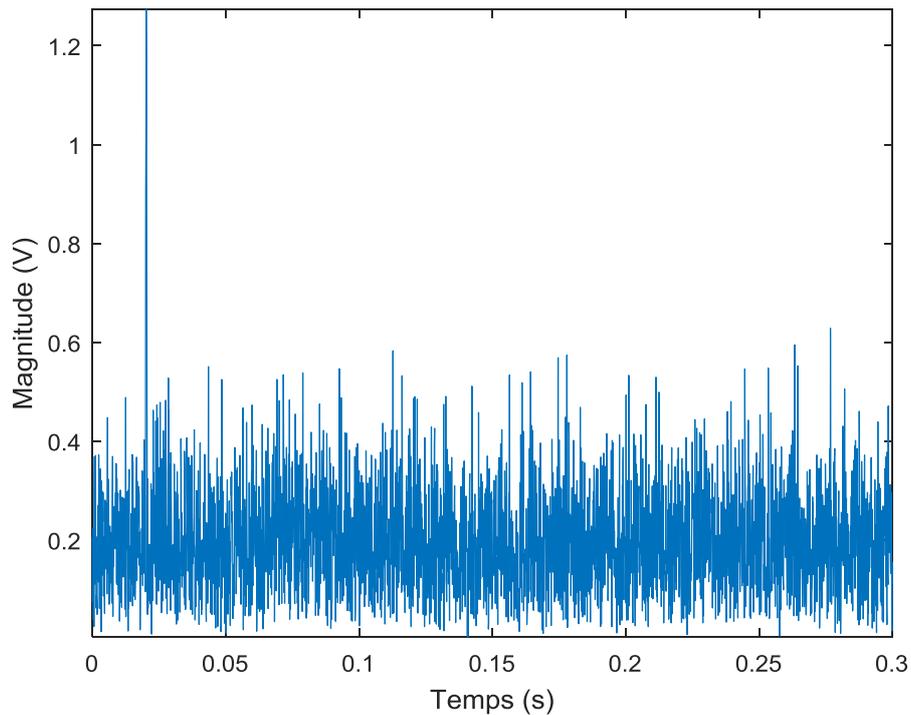


Figure III.13 : sortie des deux premiers canaux.

## 3. Utilisation de la technique Beamforming :

Pour surmonter ce problème, on applique l'algorithme Beamforming (formation de voie), qui consiste à orienter le lobe principal du réseau d'antennes chaque fois vers une direction déterminée, en formant ainsi un balayage dans l'espace.

Arrivant, en orientant vers la cible, et on mesurant le signal de sortie sur l'ensemble de réseau, on remarque sur la figure III.13, que le signal est devenu beaucoup plus fort comparée avec le bruit. La sortie SNR est approximativement 10 fois plus forte que le signal de sortie en une antenne individuel, parce qu'un réseau à 10 éléments produit un gain de réseau de 10.



**Figure III.14:** Le signal de sortie après le beamforming.

La figure III.13 est une représentation temporelle de la cible.

#### 4. Diagramme de rayonnement de formateur de voies :

La figure III.14 représente, en fonction du balayage spatial, la variation de la puissance reçue en fonction de l'azimut (variation de l'angle). C'est la représentation spatio-temporelle. On déduit, là où il y a maximum de puissance, correspond à la présence de cible et l'azimut équivalente, d'où la position de la cible dans l'espace.

On remarque dans la figure III.14 que le signal est maximal dans l'angle de  $45^\circ$ , ce qui assure la détection d'une cible dans cette direction.

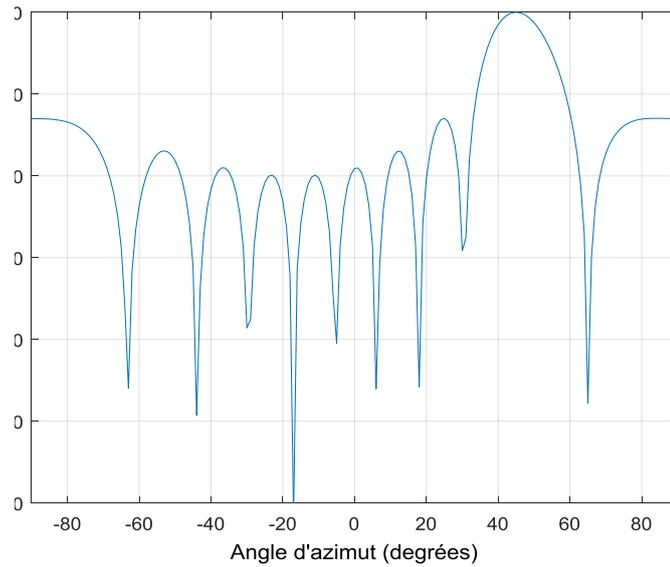


Figure III.15 : Diagramme de rayonnement de formateur de voies.

## 5. Modélisation des interférences :

On a ajouté deux bruits de puissance élevés arrivés de 30 degrés et 50 degrés d'azimut. Pour se concentrer sur l'effet de l'interférence, on a réduit le niveau de bruit et essayé la formation de voies déphasée pour récupérer le signal le long de la direction d'arrivée.

A partir de la figure III.15, on peut voir que, puisque les signaux d'interférences sont très forts par rapport au signal de la cible, on ne peut pas extraire le contenu du signal.

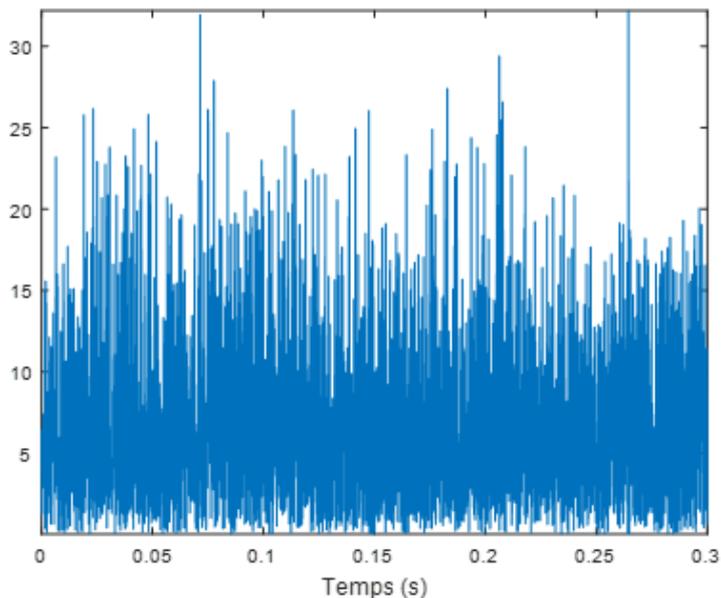


Figure III.16 : Les interférences du signal de sortie.

## 6. Formateur de voies MVDR :

On a utilisé le formateur de voies MVDR pour surmonter les interférences. Nous avons accès à des données sans cibles pour entrainer le formateur de voies MVDR. On applique le formateur de voies MVDR au signal reçu. La figure III.16 affiche le signal de sortie du formateur de faisceau MVDR. Vous pouvez voir maintenant que le signal cible est peut être récupéré.

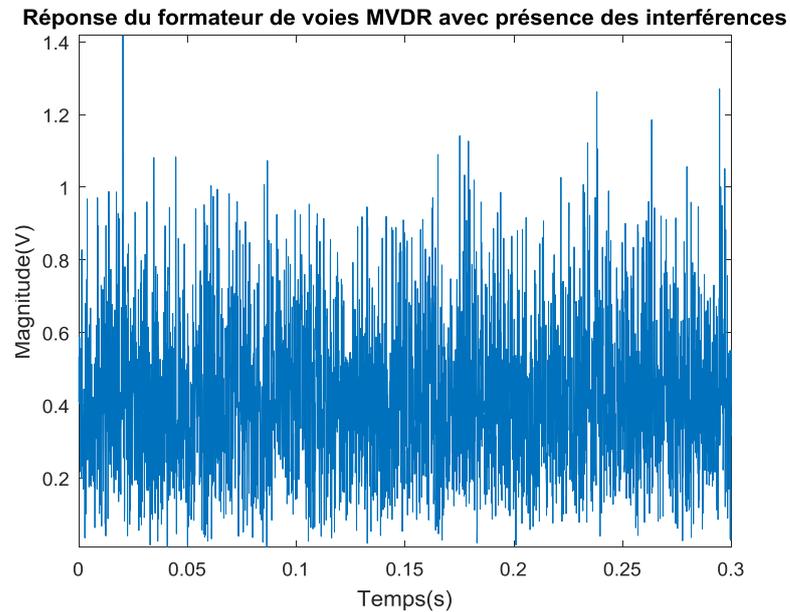


Figure III.17 : Le signal de sortie après MVDR.

La réponse du formateur de voies MVDR est comme suit :

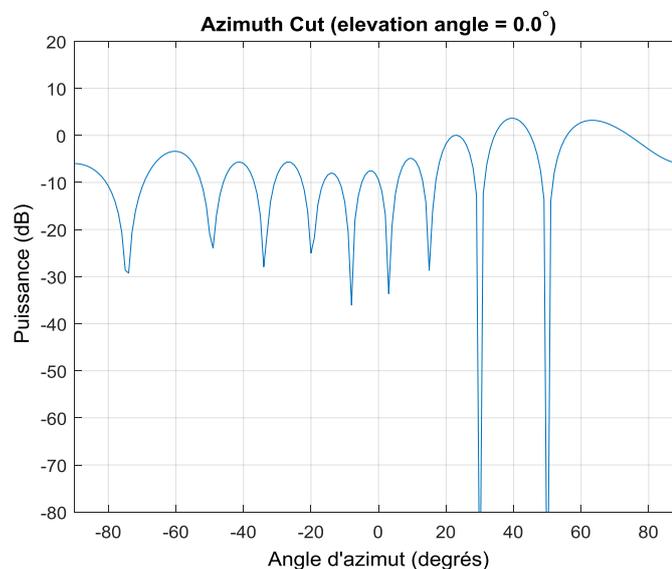
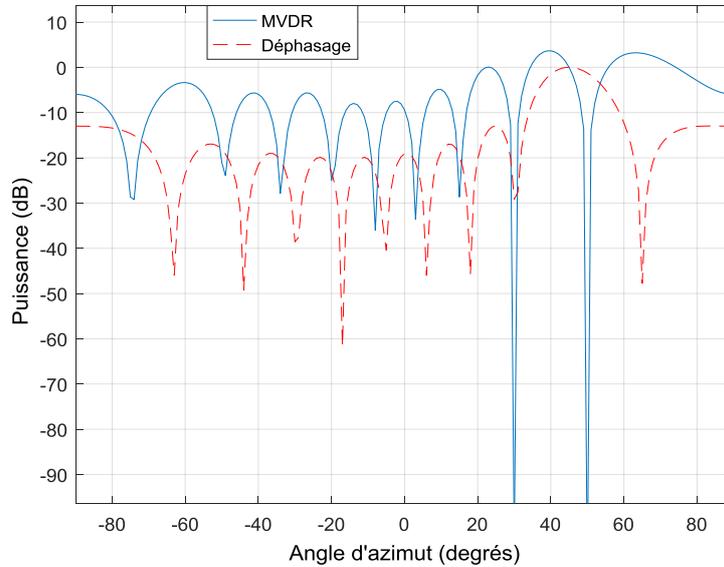


Figure III.18: Réponse du formateur de voies MVDR.

En comparant le signal de formateur de voies déphasé avec le signal de formateur de voies MVDR, on trouve le résultat montré dans la figure suivant :



**Figure III.19 :** Comparaison entre les réponses du formateur de voies déphasé et MVDR.

Dans la Figure III.18, il est représenté la formation de voie Beamforming sans interférence (en rouge) et la représentation MVDR avec interférence à  $30^\circ$  et  $50^\circ$ .

On remarque qu'à cause de fort bruit, la détection de la cible dans l'espace est difficile, le niveau du bruit est presque le même que celui de la cible, on remarque aussi que le MVDR est décalée par rapport au  $45^\circ$ , et à  $30^\circ$  et  $50^\circ$  le signal est nulle (interférence).

Pour améliorer l'estimation spatiale des cibles affectées par le bruit et les interférences, on applique des techniques plus robustes nommées Haute Résolution tels que MUSIC (Multiple Signal Classification).

### III. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons décrit les différents blocs constituant le radar à balayage de phase. Nous avons présenté, aussi, des simulations de différents scénarios où on a étudié les performances de détection et estimation des cibles dans l'espace et dans le temps.

### III.1. Introduction :

Le système radar est muni de plusieurs fonctions électroniques et algorithmes adaptées, dans le but de détecter les cibles avec le maximum de précisions, effectuer une estimation fiable des différents paramètres spatio-temporels de l'environnement et des cibles. On veut simuler le fonctionnement d'un radar à balayage de phase, pour cela dans ce chapitre, nous allons tout d'abord présenter les différents blocs constituant le radar à balayage de phase, suivi de simulations de différents scénarios.

### III.2. La chaîne de transmission Radar :

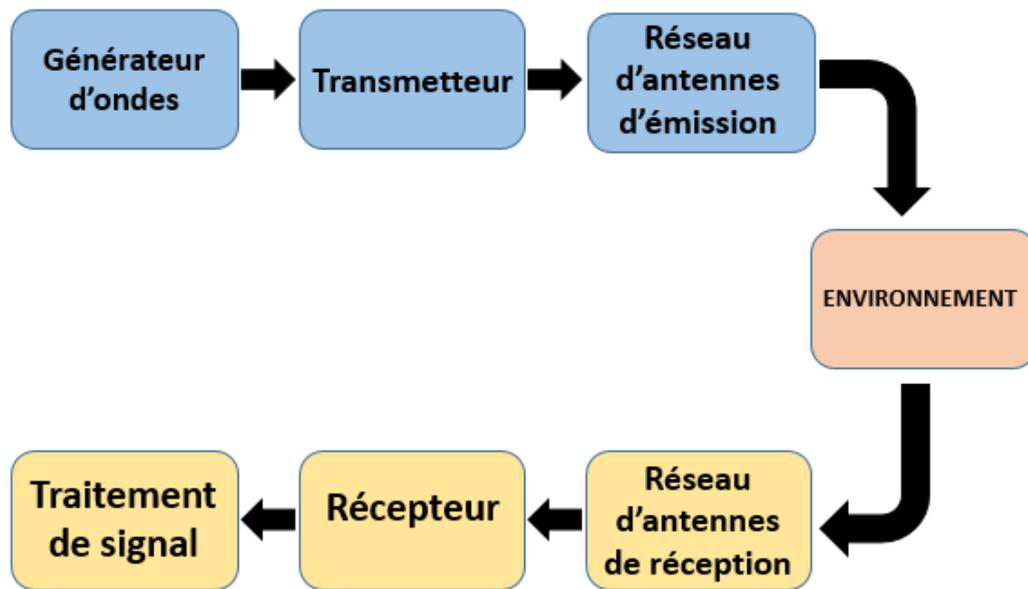


Figure III.1: La chaîne de transmission radar.

La chaîne de transmission radar est formée de plusieurs blocs, en commençant par le bloc de génération de l'onde radar, qui est un paramètre essentiel pour améliorer la détection. Le plus souvent, il est utilisé des signaux rectangulaires ou sinusoïdal, comme le montre la figure III.2 .

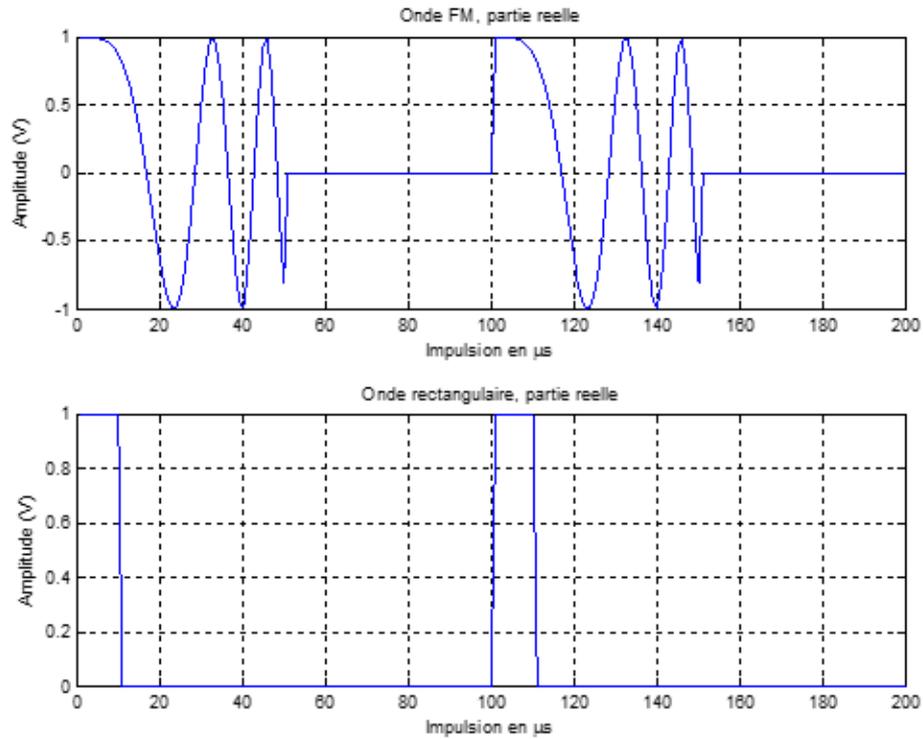


Figure III.2 : Création d'une onde radar.

Ensuite le signal traverse le transmetteur dans lequel l'onde sera traitée et modulée en fréquence. Après, notre signal sera émis par le réseau d'antenne d'émission dont les signaux injectés sur l'accès de chacune de ces sources sont pondérées en amplitude et (ou) en phase selon le diagramme de rayonnement désiré. Le signal sortant du réseau d'antennes se propage dans l'espace libre et donc sera dégradé par le bruit de l'environnement, considéré comme un bruit blanc gaussien, noyé par les différents brouilleurs émis par les cibles ennemies et déformée par l'incidence sur la cible quand elle existe. Une fois réfléchi, le signal est reçu par le réseau d'antenne. Le bloc de réception va amplifier le signal atteint. Le filtre adapté dont les paramètres sont fonction du rapport signal/bruit et les probabilités de détection et de fausse alarme, vont extraire le signal utile réfléchi et noyé dans le bruit. Finalement, le bloc traitement contient les algorithmes nécessaires pour détecter la cible et définir ces grandeurs spatio-temporels.

### III.3. Formes d'ondes radar :

La forme d'onde utilisée au niveau du radar a une influence significative sur ses performances de détection. Elle doit, principalement, permettre d'assurer une bonne résolution de cibles et de minimiser les lobes secondaires. Pratiquement, elle doit aussi présenter une certaine robustesse aux contraintes du système comme la complexité supportée au niveau de l'émetteur, les limitations de bande passante et de puissance ainsi que les distorsions introduites par la chaîne radar. De plus, dans les systèmes actuels, la limite en bande spectral, ainsi que la robustesse aux interférences sont devenus incontournables dans le choix d'une forme d'onde. Tous ces critères doivent être pris en considération dans la conception et le choix des formes d'ondes. [12]

#### III. 3.1. Train d'impulsion :

C'est un signal formé d'impulsions de durée très brève de haute fréquence et de grande puissance. Après l'émission d'une impulsion, suit un temps d'écoute plus ou moins long durant lequel les échos éventuels sont reçus, avant qu'une nouvelle impulsion ne soit émise. La direction, la distance et parfois la taille ou l'altitude de la cible peuvent être déterminées à partir du traitement des échos de retour.

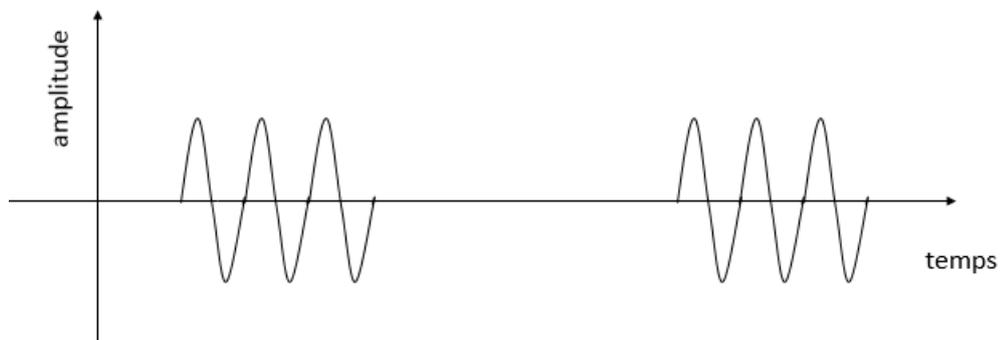


Figure III.3: train d'impulsions radar.

##### III.3.1.1. Impulsion intégrée non cohérent :

La probabilité de détection d'une cible peut être augmentée en intégrant une série d'impulsions reçues. Cette intégration peut se faire de manière cohérente ou non cohérente. L'intégration cohérente appelée aussi intégration de pré-détection est basée sur la préservation de la phase et de l'amplitude du signal de retour de chaque impulsion. Par contre la détection non cohérente est effectuée après la détection et additionne essentiellement une fraction de chaque impulsion en moyenne ; la phase de chaque

impulsion est perdue après le processus de détection. L'intégration non cohérente est aussi appelée intégration post-détection.

Considérons le cas d'une détection à intégration non cohérente, l'intégration non cohérente améliore la qualité de détection par le biais du rapport signal-à-bruit, elle permet d'améliorer la probabilité de détection  $P_d$ . Certes une détection par intégration augmente  $P_d$  mais elle nécessite un circuit d'intégration qui occasionne des délais de traitement du signal.[13]

### III.3.2.Signal à ondes continues(CW) :

C'est un signal modulé linéairement en fréquence pendant un intervalle de temps connu. A la réception, un battement entre les signaux reçus et ceux émis est effectué.

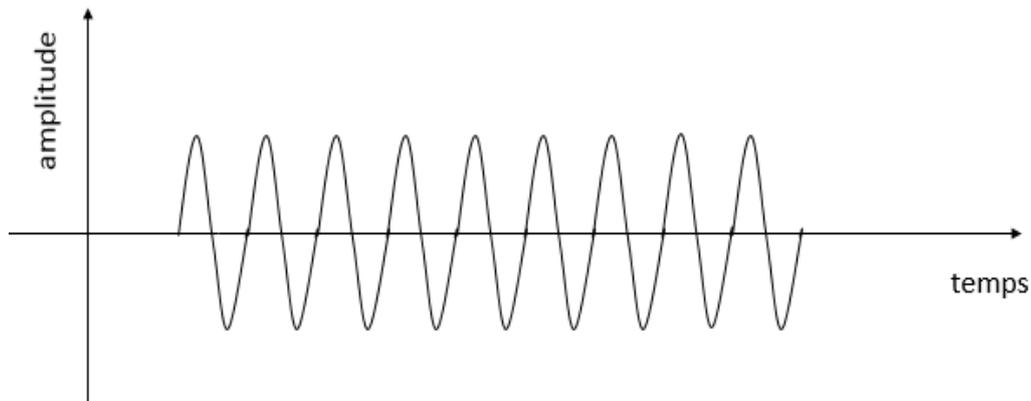


Figure III.4:signal radar à ondes continues CW.

### III.4. Transmetteur radar :

Le transmetteur de radiofréquences est la pièce maîtresse d'un radar. Il doit souvent fournir une grande énergie, modulée et pulsée par un synthétiseur, qui sera émise par l'antenne dans la direction de sondage. Le tout doit être fait selon un horaire bien précis afin de pouvoir bien interpréter plus tard les échos de retour. Le transmetteur radar est construit en tenant compte des appareils qu'il alimente. Il a deux types principaux sont:

- Les oscillateurs de puissance (OP): un tube à vide ou une cavité résonnante, habituellement un magnétron, génère une impulsion de radiofréquence lorsqu'il est excité par un générateur de décharges de puissance de courant continu appelé modulateur. Ce

type est utilisé dans les radars non-cohérents ou pseudo-cohérents (la cohérence étant la possibilité de toujours émettre des impulsions de même phase).

- Les amplificateurs de puissance (AP) : un générateur d'onde envoie une impulsion à un amplificateur de puissance comme un amplifitron, un klystron ou un amplificateur à semi-conducteurs. Les radars utilisant ce type sont la plupart du temps cohérents et plus récents. Un cas spécial est celui des antennes réseau actives où chaque éléments radiants ou chaque groupe d'éléments possède son transmetteur.[1]

### III.5. Modélisation de l'environnement :

La propagation d'ondes électromagnétiques en espace libre est réellement complexe en raison des trajets multiples. Il faut à la fois tenir compte des réflexions à la surface de la terre, sur les couches de l'atmosphère sur des obstacles naturels et des constructions.

C'est pour cela, on considère que le signal de sortie du réseau d'antennes est transmis dans un espace libre simple avec un bruit blanc gaussien et une propagation monodirectionnelle.

#### III.5.1. Environnement considéré:

##### III.5.1.1. Espace libre :

On appelle « espace libre », un canal de transmission formé d'un milieu homogène uniforme sans frontière.[14]

L'équation de propagation dans l'espace libre, appelée formule de Friis, est donnée par :

$$\epsilon = \frac{P_E}{P_R} = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{G_E G_R} \quad (\text{III.1})$$

$G_E$  et  $G_R$  : les gains d'émission et de réception des antennes ;

$\lambda$ :Longueur d'ondes (m) ;

$d$  : Distance (km) ;

$P_E$  et  $P_R$  :les puissances isotropes émis et reçue (dB) .

##### III.5.1.2. Bruit Blanc Gaussien Additif (AWGN) :

Le bruit blanc gaussien est un bruit blanc qui suit une loi normale de moyenne et variance données.

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad (\text{III.2})$$

Avec  $\mu$  la moyenne et  $\sigma$  l'écart-type du bruit.

### III.5.2. Modèles de cibles :

#### III.5.2.1. Cas de cible ponctuelle:

En basse résolution, deux modèles de cibles fluctuantes sont considérés. Le premier considère la cible comme étant un ensemble de plusieurs réflecteurs élémentaires de même taille. L'enveloppe du signal réfléchi d'une telle cible à la sortie du détecteur quadratique suit une loi de Rayleigh [15] de la forme.

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{III.3})$$

Où  $x$  est l'amplitude du signal et  $\sigma^2$  la variance de la cible.

Le second modèle suppose que la cible est constituée d'un gros réflecteur entouré de plusieurs petits réflecteurs. A la sortie du détecteur quadratique, l'enveloppe suit une loi de la forme.

$$f(x) = \frac{9x^3}{2\sigma^4} \exp\left(-\frac{3x^2}{2\sigma^2}\right) ; x \geq 0 \quad (\text{III.4})$$

Pour étudier le signal cible dans le cas de plusieurs impulsions, il est nécessaire de prendre en compte les mouvements de la cible pendant le temps l'exposition TOT [15]. Deux types de fluctuations sont considérées [15] :

- Cible lentement fluctuante : L'écho de la cible ne change pas de valeur pendant toutes les impulsions émises. Donc, c'est la même réalisation de la même variable aléatoire.
- Cible rapidement fluctuante : L'écho de la cible change de valeur d'une impulsion à l'autre. Les échantillons reçus sont des réalisations différentes de la même variable aléatoire.

A partir des distributions (III.3) et (III.4) ainsi que des degrés de fluctuation, les quatre modèles Swerling fluctuants sont définis comme suit:

- Swerling I (SWI): Cible lentement fluctuante. Dans ce cas, la puissance du signal retournée par impulsion sur n'importe quel scan est supposée être constante, mais ces échos d'impulsions sont indépendantes (non-corrélés) d'un scan à un autre. Le signal retourné pour ce modèle est une simple variable aléatoire indépendante, de distribution Rayleigh donnée par **[16]** :

$$p(\sigma) = \frac{1}{\bar{\sigma}} \exp\left(-\frac{\sigma}{\bar{\sigma}}\right) ; \quad \sigma \geq 0 \quad \text{(III.5)}$$

$\sigma$ : Est la surface équivalente de la cible (RCS).

$\bar{\sigma}$ : Est la valeur moyenne de RCS.

- Swerling II (SWII): Ici, les fluctuations sont plus rapides que dans le cas 1, et sont supposées être indépendantes d'une impulsion à une autre, où la fonction de densité de probabilité suit la même loi de l'équation (III.5).

- Swerling III (SWIII): Cible lentement fluctuante. Les fluctuations sont indépendantes d'un scan à un scan comme pour le premier cas, mais la fonction de densité de probabilité est donnée par :

$$p(\sigma) = \frac{4\sigma}{\bar{\sigma}^2} \exp\left(-\frac{2\sigma}{\bar{\sigma}}\right) \quad \text{(III.6)}$$

- Swerling IV (SWIV): Comme pour le second cas, les fluctuations ici sont (pulse to pulse) et les cibles possèdent des fluctuations rapides avec des amplitudes indépendantes d'une impulsion à une autre. La fonction densité de probabilité pour la cible suit la même loi que celle donnée par l'équation (III.6). **[17]**

### III.5.2.2.Cas de cibles réparties :

Les radars à haute résolution HRR (High Resolution Radar) permettent une amélioration des performances de détection, par rapport aux radars à basse résolution. Cette amélioration dépend essentiellement de deux facteurs. **[18]**

- L'augmentation de la résolution du radar réduit l'énergie rétrodiffusée par cellule.
- L'énergie rétrodiffusée par des cibles réparties (resolved scatterers) introduit moins de fluctuations que l'énergie rétrodiffusée par une cible conventionnelle (unresolved point target).

Ainsi, en détection HRR, nous ne parlons plus d'une cible ponctuelle mais plutôt de cibles réparties, car l'énergie retro diffusée dans ce type de radars est répartie sur un nombre  $N_p$  de cellules, appelées cellules primaires contenues dans le groupe sous test. Ce concept est appelé MDS (Multiple Dominant Scatterers), et permet de définir l'énergie rétrodiffusée par chacune des  $N_p$  cellules.

### III.5. 3.Modèle d'interférence :

#### III.5. 3.1.Brouillage radar :

Le brouillage radar est une émission intentionnelle de signaux radioélectriques destinée à interférer dans le fonctionnement d'un radar en saturant son récepteur soit avec un bruit puissant, soit avec de fausses données. Il existe deux types de brouillage radar : mécanique et électronique.

Prenons comme exemple dans notre cas les brouilleurs en barrage.

- **Brouillage en barrage** : Le brouillage en barrage consiste à brouiller plusieurs fréquences simultanément à l'aide d'un seul dispositif. Le système est efficace pour les radars à fréquences multiples, mais cette efficacité reste réduite car la puissance totale du brouilleur est répartie sur les différentes fréquences ; plus on brouille de fréquences, plus la puissance disponible par fréquence sera faible. [20]

### III.6. Récepteur radar :

Le récepteur dans un radar sert à détecter les faibles échos captés par l'antenne, puis de les amplifier suffisamment pour en extraire l'information afin de l'afficher sur l'écran de l'opérateur. Cet appareil doit être capable d'extraire des signaux qui sont de plusieurs ordres de grandeur plus faibles que le signal émis par le radar et de les amplifier par un facteur de 20 à 30 millions de fois. [1]

#### III.6.1.Le filtrage adapté :

Le filtrage adapté est une technique couramment utilisée pour maximiser le SNR après réception [19]. Supposons que le signal utile  $s(t)$  soit observé dans un bruit blanc  $n(t)$  avec une DSP (Densité Spectrale de Puissance) constante  $N_0/2$ . Le signal à l'entrée du filtre adapté est donc donné par :

$$x(t) = s(t) + n(t) \quad \text{(III.7)}$$

On démontre que la réponse impulsionnelle du filtre qui maximise le SNR à la sortie est donnée par :

$$h(t) = S^*(T - t) \quad (\text{III.8})$$

$s(t)$  : est le signal reçu affecté par le canal et la chaîne de transmission.

où  $T$  est tel que  $s(t) = 0$  pour  $t > T$ , et correspond à l'instant où le  $SNR$  est maximal. En absence de bruit, la sortie du filtre adapté  $y(t) = s(t) * h(t)$  n'est autre que l'autocorrélation du signal  $s(t)$ . Le  $SNR$  maximal ne dépend pas de la forme du signal mais de l'énergie du signal reçu et de la  $DSP$  du bruit. Cependant, la précision de la mesure est liée à la forme du signal  $s(t)$  et notamment aux lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation qui peuvent parfois fausser la décision. De plus, pour détecter des cibles relativement proches, une réponse présentant un pic fin est souhaitable. Pour détecter des cibles à faible écho en présence d'une cible à fort écho, les lobes secondaires de la fonction d'autocorrélation doivent être les plus faibles possibles afin d'éviter que les pics correspondant aux cibles à faible écho ne soient noyés dans les lobes secondaires de la cible à fort écho. Un intérêt particulier doit donc être porté à l'optimisation de la fonction d'autocorrélation lors de la conception des formes d'ondes. [21]

### III.7. Traitement du signal radar :

Le traitement analogique des données radar a toujours souffert de limitations importantes. L'expérience de l'opérateur radar était très essentielle pour reconnaître le vrai signal à travers les échos parasites et le bruit de fond visible sur son écran. Avec le développement des affichages synthétiques, comprenant normalement la position des aéronefs et des données connexes présentées sous forme alphanumérique ou symbolique, les vrais échos ont dû être extraits avant la présentation à l'écran. Ce changement s'est produit en même temps que le passage à l'échantillonnage numérique des données qui peuvent ensuite être traitées par un logiciel approprié afin d'en éliminer les faux échos.

#### III.7.1. Traitement temporel :

##### III.7.1.1. Théorie de la détection :

La détection est l'opération qui consiste à prendre une décision sur l'existence ou pas de cibles dans l'espace de recherche. Le principe de base de la détection d'une cible est basé sur l'utilisation d'un seuil de comparaison servant à extraire des informations du signal reçu et à distinguer une fluctuation due au bruit à celle à un signal utile [22].

- Si le signal utile dépasse le seuil, la cible est détectée.

- Si le bruit dépasse le seuil en absence du signal écho, on dit que c’est une fausse alarme.

La probabilité de fausse alarme est inversement proportionnelle au seuil de détection. Donc si le seuil est trop élevé, les cibles peuvent ne pas être détectées, et s’il est trop bas la probabilité de fausse alarme augmente comme il est indiqué sur la figure III.5.

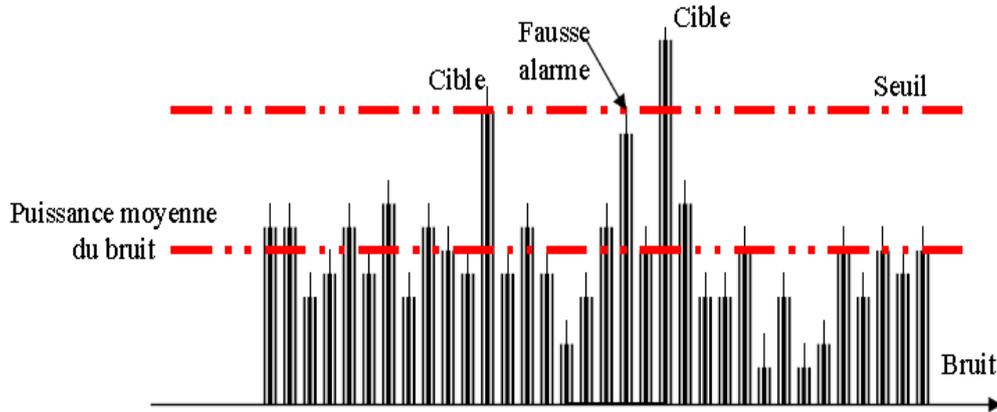


Figure III.5: Principe de détection de cibles.

**a. Taux de fausse alarme :**

Une fausse alarme est une fausse détection de cible au radar causé par le bruit ou par des interférences qui dépassent le seuil de détection. Cela se traduit par la présence de cibles fictives à l’écran. Le taux de fausses alarmes (FAR) est calculé par:

$$FAR = \frac{\text{Fausse détections par FRI}}{\text{Nombre de cellules de résolution en port ée}} \quad (III.9)$$

De fausses détections se produisent quand le bruit thermique dépasse le seuil utilisé de filtrage, quand du bruit interne ou externe au circuit se mêle au signal ou lors d’un problème d’équipement. Il est apparaît comme une « blip » sur un affichage à écran cathodique, un signal à la sortie du traitement numérique des échos radar, un signal audio ou par toutes ces manifestations à la fois.

Si le filtre pour les faux échos dans le récepteur est fixé trop haut, il y aura peu de fausses alarmes mais le rapport signal sur bruit choisi éliminera de nombreux vrais échos. Au contraire si le seuil est trop bas, un grand nombre de faux échos vont masquer les vraies détections.

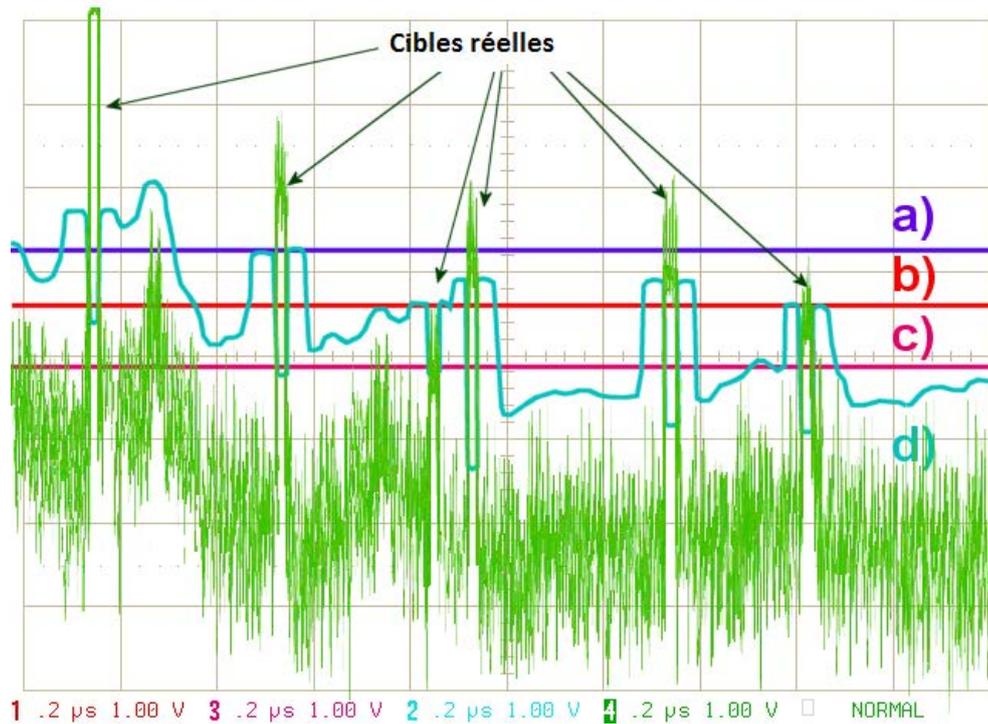


Figure III.6 : Variation du seuil de détection modifiant le taux de fausses alarmes.

- a. Seuil trop élevé avec probabilité de détection de 20% ;
- b. Seuil optimal avec probabilité de détection de 80%. On a quand même un faux écho, ce qui donne :
 
$$\text{Taux de fausses alarmes} = 1/666 = 1,5 \cdot 10e - 3$$
 (Pour un radar avec une portée maximale de 100 km et une largeur d'impulsion de 1,5 microsecondes, cela donne 666 cellules de résolution) ;
- c. Seuil trop bas amène un nombre important de fausses alarmes ;
- d. Seuil variable du filtre (en décibels) pour que le taux de fausses alarmes soit constant.

Le taux de fausses alarmes dépend de l'intensité du signal provenant des interférences, du bruit de l'environnement, des échos parasites et des brouillages électroniques. Près du radar, les échos fixes, comme les échos de sols ou les émetteurs radio, sont généralement plus intenses que le bruit de fond. À plus grande distance, c'est le bruit de fond ambiant qui devient le contributeur majeur. Donc le taux de fausses alarmes peut varier avec la distance au radar, avec l'intensité relative des sources, si on utilise un seuil fixe.

Comme l'équation ne tient pas compte de cette dépendance, un filtre bien réglé à grande distance peut donner un haut taux de fausses alarmes à faible distance du radar. [1]

#### b. Taux constant de fausses alarmes (CFAR) :

Il existe différentes solutions à ce problème, regroupées sous le vocable de Taux constant de fausses alarmes. Il s'agit de varier le seuil du filtre selon le bruit de l'environnement en prenant une moyenne du bruit de fond (les dispositifs utilisés sont parfois appelés « circuits de moyenne par cellule » comme dans la figure III.5. Le circuit électronique fait un estimé des interférences présentes dans les cellules de résolution de chaque côté de la cellule d'intérêt, puis applique le seuil de filtre trouvé à la cellule d'intérêt. Le processus est répété pour chaque cellule à une portée donnée et à chaque portée.

Ce circuit estime le niveau d'interférence (bruit ou encombrement) dans les cellules de la gamme radar de chaque côté d'une cellule de portée et utilise cette estimation pour décider s'il existe une cible dans la cellule d'intérêt au centre. Le processus détermine une cellule dans la plage et est répété jusqu'à ce que toutes les cellules de portée aient été étudiées.

Le principe de ce traitement est que lorsque du bruit est présent, il sera assez homogène spatialement et temporellement dans la région d'intérêt. En théorie, le circuit donnera un taux constant de fausses alarmes, indépendamment du niveau de bruit ou d'échos parasites, en autant que le bruit ait une distribution de Rayleigh en portée. [1]

#### c. Equation d'Albersheim :[23]

L'équation d'Albersheim utilise une approximation de forme fermée pour calculer le SNR en fonction de la probabilité de fausse alarme et la probabilité de détection. Cette valeur SNR est nécessaire pour atteindre les probabilités de détection et de fausses alarmes spécifiées pour une cible non fluctuante dans un bruit gaussien indépendant et distribué de manière identique. L'approximation est valable pour un détecteur linéaire et est extensible à l'intégration non cohérente des échantillons N.

On a :

$$A = \ln \frac{0.62}{P_{FA}} \quad (\text{III.10})$$

Et

$$B = \ln \frac{P_d}{1-P_d} \quad (\text{III.11})$$

Où  $P_{FA}$  et  $P_d$  sont les fausses alarmes et les probabilités de détection.

L'équation d'Albersheim pour le SNR requis en décibels est:

$$\text{SNR} = -5 \log_{10} N + [6.2 + 4.54/\sqrt{N} + 0.44] \log_{10}(A + 0.12AB + 1.7B) \quad (\text{III.12})$$

Où  $N$  est le nombre d'échantillons intégrés de manière non cohérente.

### III.7.1.2. Estimation effet doppler :

L'effet Doppler est utilisé par un radar pour deux tâches :

- ✓ Mesure de la vitesse des cibles ;
- ✓ Filtre des faux échos pour la Visualisation des cibles mobiles.

Pour comprendre ce phénomène, il s'agit de penser à une onde à une fréquence donnée qui est émise vers un observateur en mouvement, ou vis-versa. La longueur d'onde du signal est constante mais si l'observateur se rapproche de la source, il se déplace vers les fronts d'ondes successifs et perçoit donc plus d'ondes par seconde que s'il était resté stationnaire, donc une augmentation de la fréquence. De la même manière, s'il s'éloigne de la source, les fronts d'onde l'atteindront avec un retard qui dépend de sa vitesse d'éloignement, donc une diminution de la fréquence.

Dans le cas sonore, cela se traduit par un son plus aigu lors d'un rapprochement de la source et un son plus grave en s'éloignant de celle-ci. Dans le domaine de la lumière visible, on parle de décalage vers le bleu pour un rapprochement et vers le rouge dans le cas d'éloignement en se référant au spectre lumineux. La même chose s'applique à toutes les gammes d'ondes électromagnétiques dont les ondes utilisées par les radars.

En termes mathématiques, la variation de fréquence peut être exprimée par:

$$f_D = \frac{2v_r}{\lambda} \quad (\text{III.13})$$

$f_D$ : Fréquence Doppler [Hz] ;

$v_r$  : vitesse relative source-observateur [m/s] ;

$\lambda$  : Longueur d'onde [m].

La vitesse  $v_r$  est la composante radiale de la vitesse réelle de l'observateur car la variation de fréquence est due au déplacement relatif entre la source et l'observateur. La

composante tangentielle de la vitesse réelle n'implique pas d'éloignement ou de rapprochement et donc ne peut pas être perçue. Ainsi, un radar qui sonde l'atmosphère ne peut percevoir que la composante radiale de sa vitesse par l'effet Doppler. Pour connaître sa vitesse complète, il faut noter sa position angulaire entre chaque sondage ce qui donne la composante tangentielle.[1]

$$f_D = \frac{2.v}{\lambda} \cos \alpha \quad (\text{III.14})$$

$f_D$ : Fréquence Doppler [Hz] ;

$v_r$  : vitesse relative source-observateur [m/s] ;

$\lambda$  : Longueur d'onde [m] ;

$\alpha$  = angle entre l'axe radar-cible et celle de déplacement réel de la cible.

### III.7.1.3.Fonction d'ambiguïté : [21]

La fonction d'ambiguïté décrit, en fonction du retard  $\tau$  et de la fréquence Doppler  $\nu$ , la sortie du filtre adapté à la forme d'onde émise  $u(t)$  avec comme entrée la forme d'onde émise affectée d'un retard  $\tau$  et d'un Doppler  $\nu$  [11]. Elle est définie par :

$$X(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t)u^*(t - \tau)e^{j2\pi\nu t} dt \quad (\text{III.15})$$

## III.7.2.Traitement spatial :

### III.7.2.1.Formation de voie (Beamforming) :

Le Beamforming ou formation de voies est une technique de traitement du signal utilisée dans les réseaux de capteurs pour la transmission ou la réception directionnelle de signaux, cette technique oriente le lobe principal du réseau d'antenne dans une direction souhaitée. Ceci est réalisé en combinant les éléments d'un réseau d'antenne à commande de phase de telle façon que dans des directions particulières, les signaux interférents de façon constructive tandis que dans d'autres direction les interférences sont destructives. Le beamforming peut être utilisé du côté émetteur ou du côté récepteur pour obtenir une sélectivité spatiale. L'amélioration, comparée à l'émission/réception omnidirectionnelle, s'appelle le gain (ou perte) d'émission/réception.[20]

**III.7.2.2. Formation de voie MVDR (Minimum Variance Distortionless Response) :**

Le MVDR Beamformer est une solution de formation de faisceau adaptable aux données dont le but est de minimiser la variance du signal enregistré. Si le bruit et le signal souhaité sous-jacent ne sont pas corrélés, comme c'est généralement le cas, la variance du signal enregistré est la somme des variances du signal désiré et du bruit. Par conséquent, la solution MVDR cherche à minimiser cette somme, atténuant ainsi l'effet du bruit.

# *Simulation de la chaîne radar*

## I. Scenario 1: Détection de trois cibles

On va simuler une chaîne de radar monostatique qui va détecter trois cibles non cohérentes dans l'espace avec au moins un RCS (radar cross section) de 1 m. On a supposé qu'il y'a trois cibles a des hauteurs respectives : 2001, 3533 et 3845 m du radar avec une résolution de 50m, une probabilité de détection  $P_d=0,9$  et une probabilité de fausse alarme inférieur a  $10^{-6}$ . La fréquence de travail est de 10 GHz centré a l'intervalle [5 15] GHz.

On doit simuler l'onde du signal, l'émetteur, le réseau d'antennes (radiateur), le canal de transmission et les cibles, le récepteur.

### 1. Onde rectangulaire :

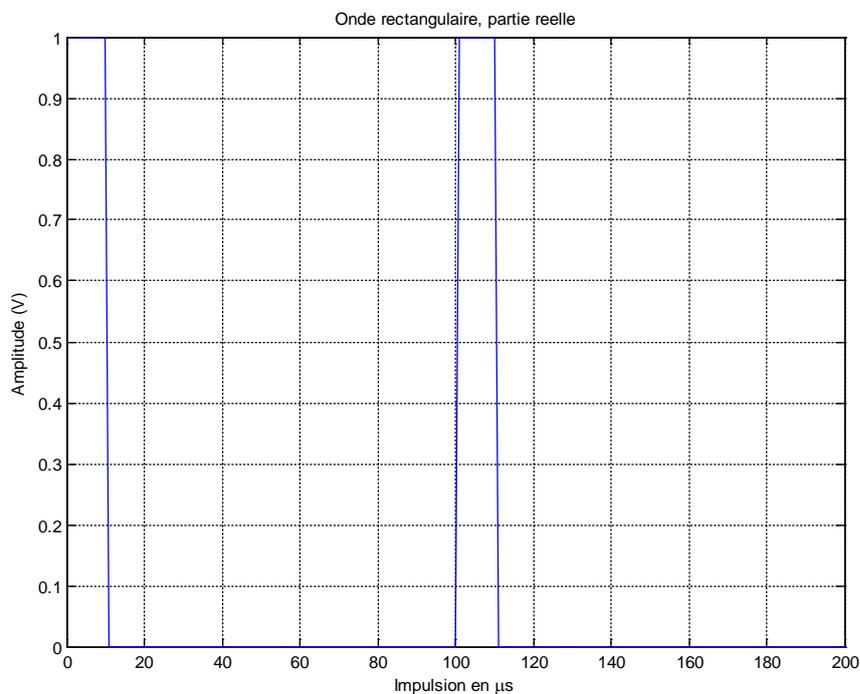


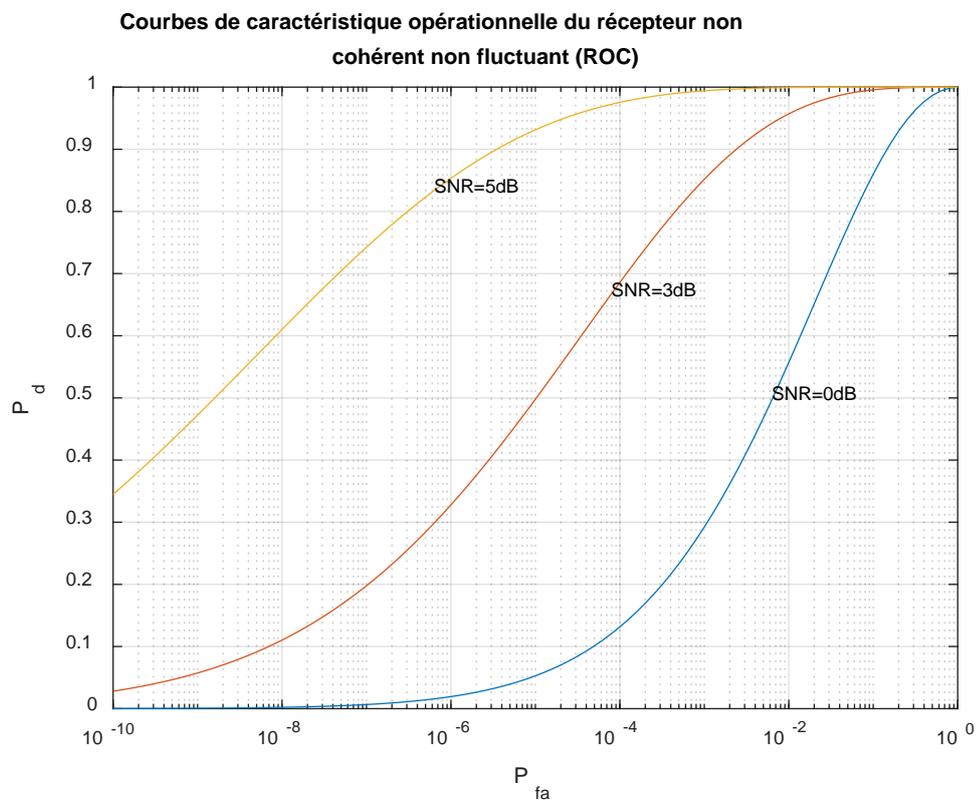
Figure III.7 : Création d'une onde rectangulaire.

La figure III. 7 représente le signal générée qui va être émis par le radar après traitement, elle est d'une largeur de 1 µs tous les 100 µs, (temps d'émission et temps d'écoute).

## 2. La courbe ROC (Receiver Operating Characteristics) :

La figure III.8 représente la caractéristique opérationnelle du récepteur (ROC) décrit la relation entre la probabilité de fausse alarme, la probabilité de détection et le rapport SNR.

On remarque que, plus le SNR augmente plus la probabilité de détection est importante et vice versa si le SNR diminue la probabilité de fausse alarme devient importante, et cela, dégrade la capacité de radar. Cette courbe ROC permet de concevoir le récepteur en déterminant le rapport SNR idéal, et partir de ce SNR on détermine le filtre adapté.



**Figure III.8 :** Courbes de ROC non cohérent non fluctuant.

En utilisant la relation d'Albersheim, on déduit le rapport SNR minimum nécessaire pour atteindre les probabilités de fausse alarme et de détection mis en hypothèse. On trouve :

$$SNR_{min} = 4.9904$$

Donc le rapport doit être choisi au moins de 5.

### 3. La détection :

Dans la figure III.9 La réception de la première impulsion indique que le seuil de détection calculé est -126 dBw. Et il y'a une cible bien détecté par contre les deux autres cibles sont à la limite du seuil et ne sont pas détectées, à cause de l'éloignement par rapport au radar.

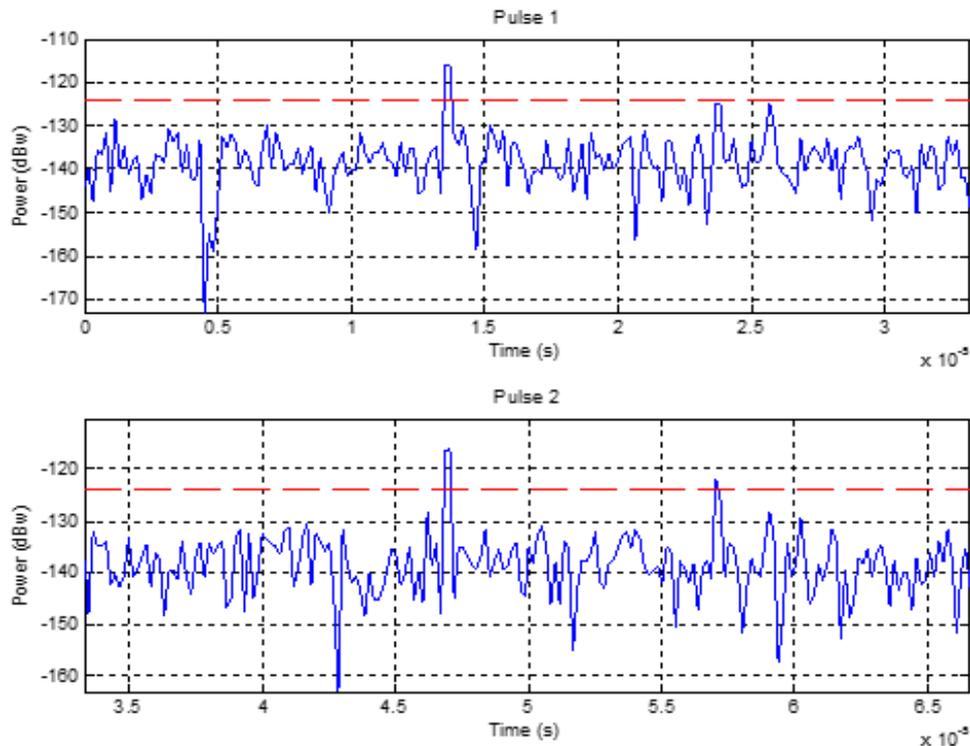


Figure III.9 : Représentation de la première et deuxième impulsion.

### 4. Filtrage Adapté pour améliorer la détection :

Pour améliorer la détection du radar, on ajoute au bloc récepteur un filtre adapté (Matched filter) qui va offrir au traitement un gain au seuil de détection. La figure III.10 représente la première et la deuxième impulsion avec un filtre adapté ajouté au système.

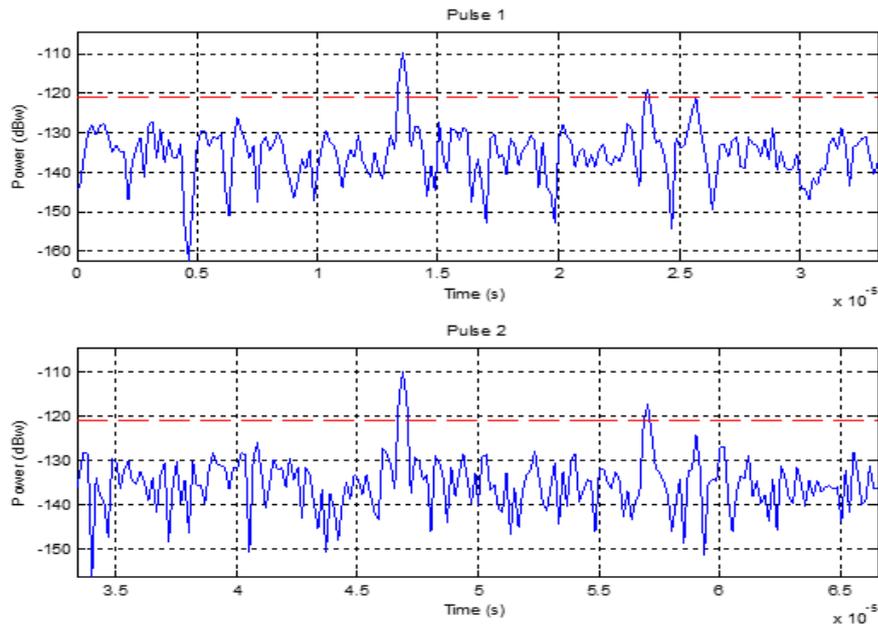


Figure III.10 : Représentation de la première et deuxième impulsion avec filtre adapté.

On remarque que le seuil de détection est faiblement amélioré. Mais la troisième cible set toujours noyée dans le bruit et n'est pas détectée.

**5. Amélioration de la détection par émission des impulsions intégrées non cohérentes :**

Pour assurer la détection de toutes les cibles, on utilise un gain qui varie dans le temps d'observation et compense les pertes de puissances des échos. Et on utilise des impulsions intégrées non cohérente et qui sont issues des impulsions du signal carré.

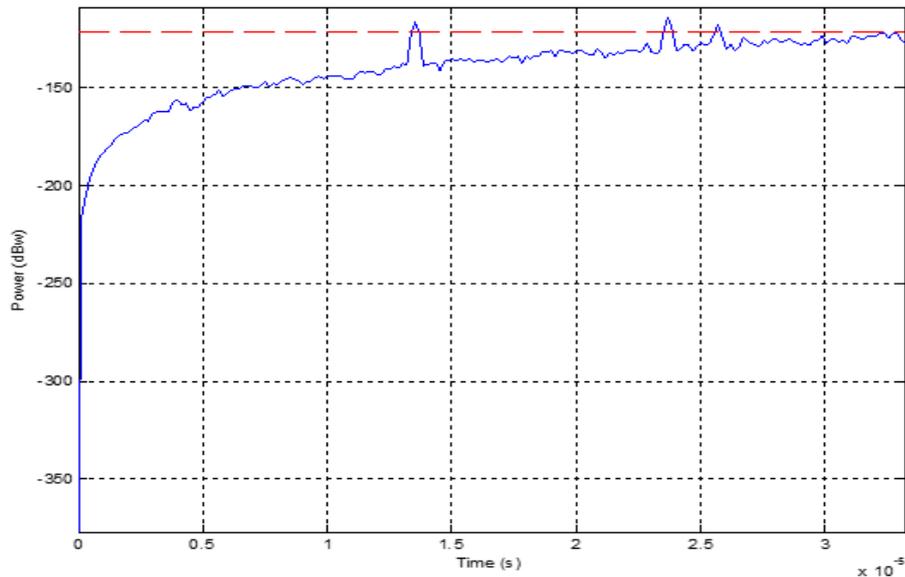


Figure III.11 : Représentation de la première et deuxième impulsion avec filtre adapté en utilisant un gain variant dans le temps.

On remarque clairement que la détection des trois cibles est atteinte, après utilisation des impulsions intégrées non cohérentes.

## 6. Comparer les valeurs de la distance réelle et la distance estimée :

L'estimation des distances des cibles est faite en fonction du calcul de la puissance. Les résultats sont montrés dans le tableau suivant III.1. On remarque que les résultats sont quasiment identiques d'où l'efficacité des fonctions intégrées.

	Cible 1	Cible 2	Cible 3
Distance estimée(m)	2001	3533	3845
Distance réelle(m)	2025	3550	3850

Tableau III.1 : Comparaison entre distance estimée et distance réelle.

## II. Scenario 2: Estimation spatio-temporelle d'une cible

Maintenant, on va simuler la détection des cibles en utilisant l'algorithme de beamforming et beamforming MVDR dans les domaines temporel et spatial. On travaille avec une fréquence de 100MHz, une impulsion rectangulaire, un réseau d'antenne linéaire de 10 éléments. On a orienté électroniquement le faisceau d'antennes vers un angle de 45° d'azimut et 0° d'élévation.

### 1. Onde rectangulaire :

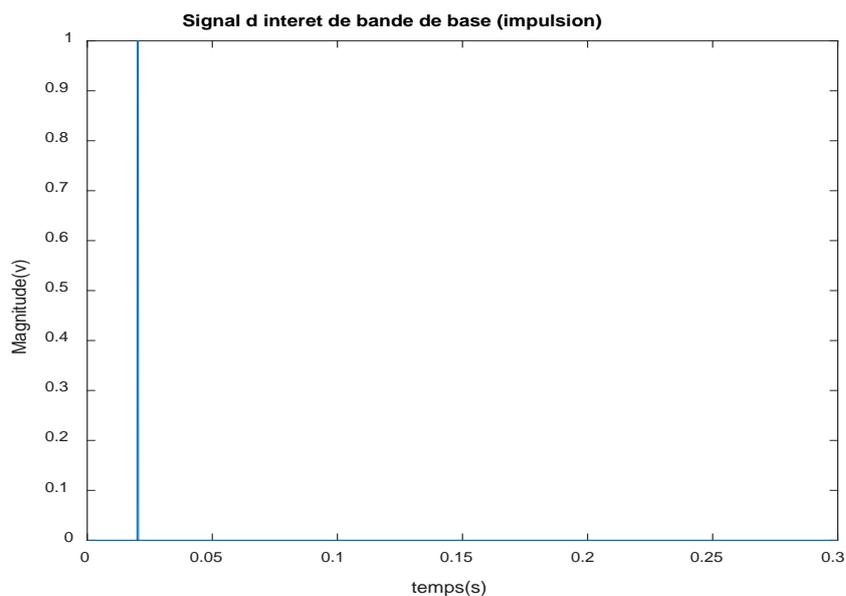


Figure III.12 : création d'une onde rectangulaire.

## 2. Sortie des deux premiers canaux du réseau :

A la sortie des deux premières antennes le signal reçu est réfléchi, bruité et dégradé, La figure III.13 montre que les signaux de la cible sont noyés dans le bruit, donc on ne peut pas les détecter.

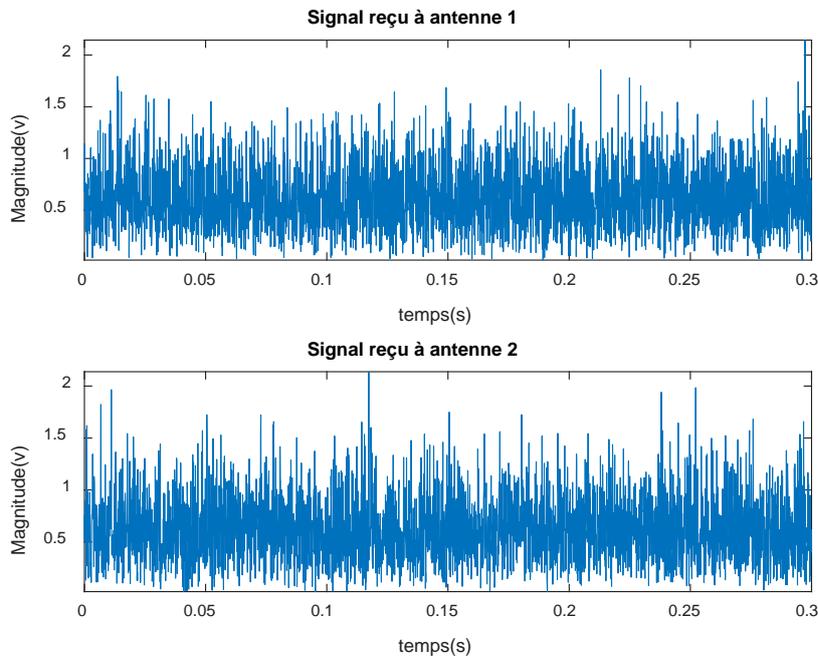
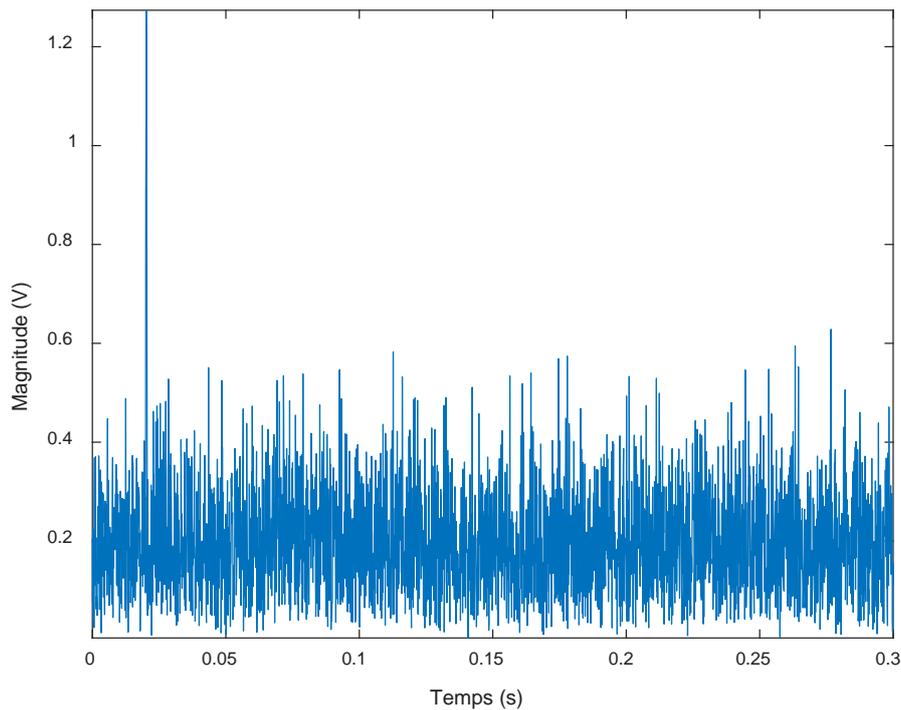


Figure III.13 : sortie des deux premiers canaux.

## 3. Utilisation de la technique Beamforming :

Pour surmonter ce problème, on applique l'algorithme Beamforming (formation de voie), qui consiste à orienter le lobe principal du réseau d'antennes chaque fois vers une direction déterminée, en formant ainsi un balayage dans l'espace.

Arrivant, en orientant vers la cible, et en mesurant le signal de sortie sur l'ensemble de réseau, on remarque sur la figure III.14, que le signal est devenu beaucoup plus fort comparée avec le bruit. La sortie SNR est approximativement 10 fois plus forte que le signal de sortie en une antenne individuel, parce qu'un réseau à 10 éléments produit un gain de réseau de 10.



**Figure III.14:**Le signal de sortie après le beamforming.

La figure III.14 est une représentation temporelle de la cible.

#### **4. Diagramme de rayonnement de formateur de voies :**

La figure III.15 représente, en fonction du balayage spatial, la variation de la puissance reçue en fonction de l'azimut (variation de l'angle). C'est la représentation spatio-temporelle. On déduit, là où il y a maximum de puissance, correspond à la présence de cible et l'azimut équivalente, d'où la position de la cible dans l'espace.

On remarque dans la figure III.15 que le signal est maximal dans l'angle de  $45^\circ$ , ce qui assure la détection d'une cible dans cette direction.

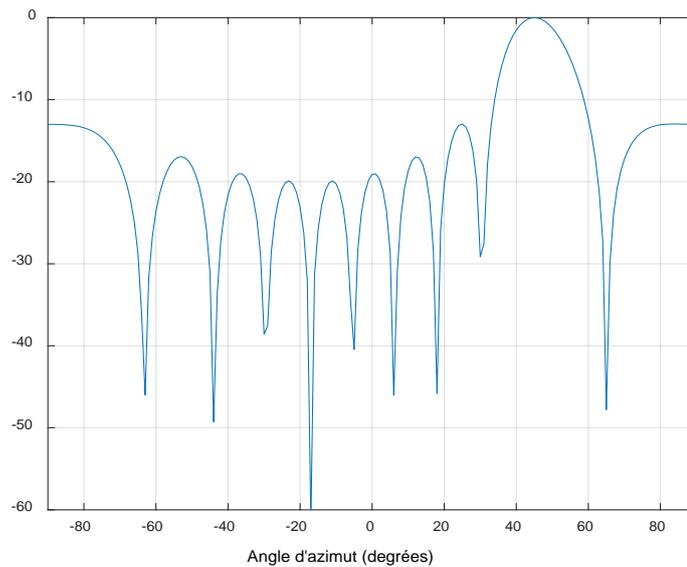


Figure III.15 : Diagramme de rayonnement de formateur de voies.

## 5. Modélisation des interférences :

On a ajouté deux bruits de puissance élevés arrivé de 30 degrés et 50 degrés d'azimut. Pour se concentrer sur l'effet de l'interférence, on a réduit le niveau de bruit et essayer la formation de voies déphasée pour récupérer le signal le long de la direction d'arrivée.

A partir de la figure III.16, on peut voir que, puisque les signaux d'interférences sont très forts par rapport au signal de la cible, on ne peut pas extraire le contenu du signal.

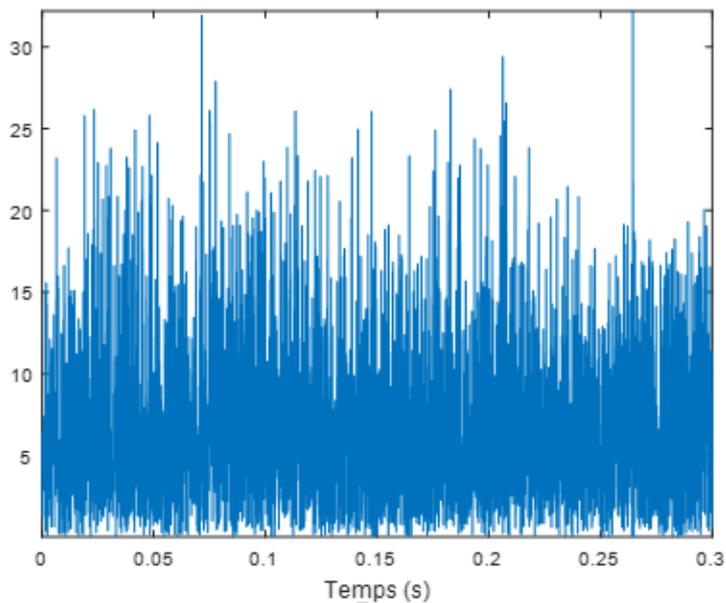


Figure III.16 : Les interférences du signal de sortie.

6. Formateur de voies MVDR :

On a utilisé le formateur de voies MVDR pour surmonter les interférences. Nous avons accès à des données sans cibles pour entrainer le formateur de voies MVDR. On applique le formateur de voies MVDR au signal reçu. La figure III.17 affiche le signal de sortie du formateur de faisceau MVDR. Vous pouvez voir maintenant que le signal cible est peut être récupéré.

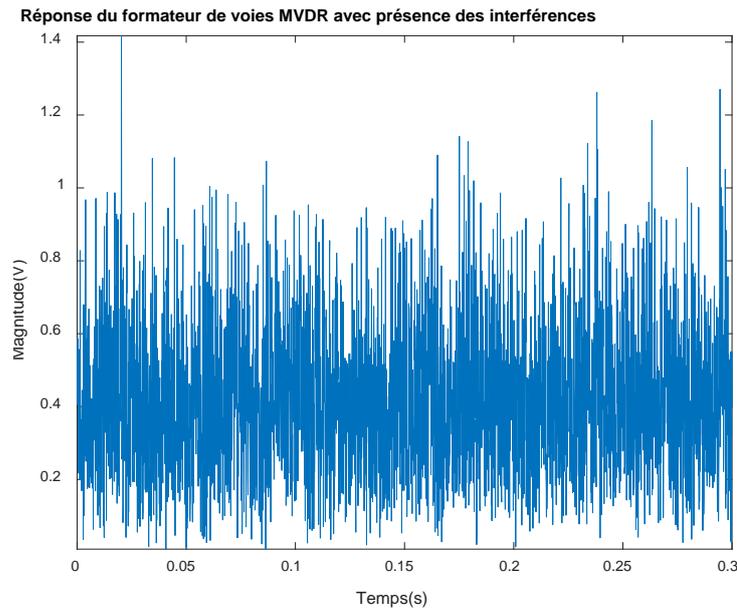


Figure III.17 : Le signal de sortie après MVDR.

La réponse du formateur de voies MVDR est comme suit :

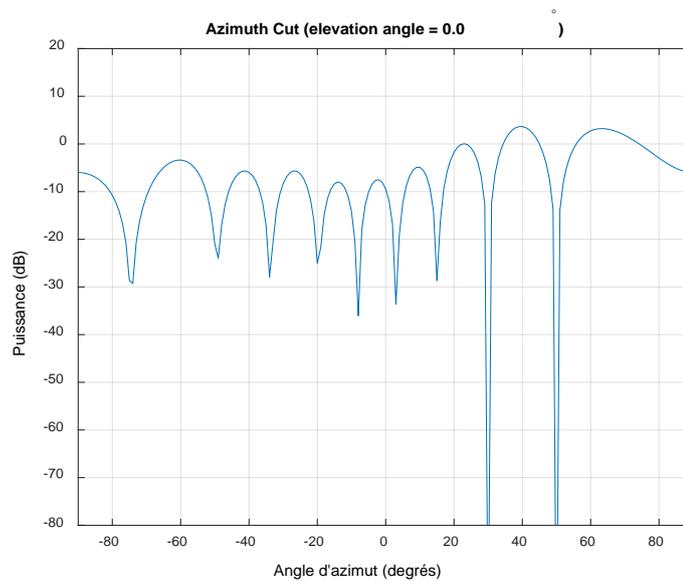
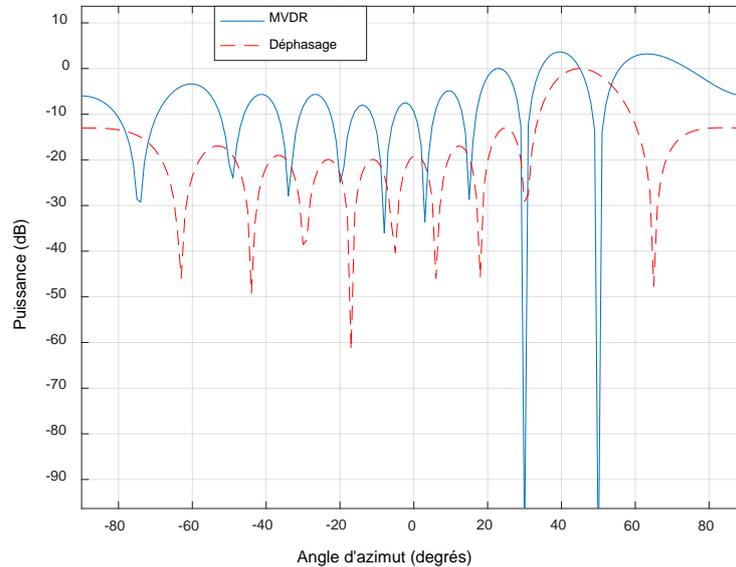


Figure III.18: Réponse du formateur de voies MVDR.

En comparant le signal de formateur de voies déphasé avec le signal de formateur de voies MVDR, on trouve le résultat montré dans la figure suivant :



**Figure III.19 :** Comparaison entre les réponses de formation de voies déphasée et MVDR.

Dans la Figure III.19, il est représenté la formation de voie Beamforming sans interférence (en rouge) et la représentation MVDR avec interférence à 30° et 50°.

On remarque qu'à cause de fort bruit, la détection de la cible dans l'espace est difficile, le niveau du bruit est presque le même que celui de la cible, on remarque aussi que le MVDR est décalée par rapport au 45°, et à 30° et 50° le signal est nulle (interférence).

Pour améliorer l'estimation spatiale des cibles affectées par le bruit et les interférences, on applique des techniques plus robustes nommées Haute Résolution tels que MUSIC (Multiple Signal Classification).

### III. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons décrit les différents blocs constituant le radar à balayage de phase. Nous avons présenté, aussi, des simulations de différents scénarios où on a étudié les performances de détection et estimation des cibles dans l'espace et dans le temps.

# Conclusion générale

## **Conclusion générale**

L'évolution des radars ne cesse de se développer au fil des années afin d'offrir des systèmes et des techniques de détections fiables, robustes et stables pour les utilisateurs de radars des différents domaines.

Dans ce mémoire, et à travers les chapitres qui ont été présentés, nous avons décrit les différents blocs et fonctions de la chaîne de transmission des radars à balayage de phase pour la détection des cibles avec une haute fiabilité, qui est le but.

Pour cela, nous avons présenté plusieurs simulations pour différents scénarios ou on a établi des programmes en Matlab pour décrire l'estimation et la détection des cibles, en présentant des algorithmes et des techniques qui améliorent les fonctionnalités radars à balayage de phase.

Tout d'abord, nous avons présenté des généralités sur les radars, tel que le principe de fonctionnement, les différents types radar, leurs composantes principales et secondaires, ainsi que l'équation radar. Après cela, nous avons exposé les différentes applications des systèmes radar dans plusieurs domaines tels que la militaire, l'aéronautique, la circulation et sécurité routière ainsi que la météorologie.

Ensuite, on s'est focalisé sur les principes de base du réseau d'antennes, qui est le cœur battant de tout système radar ; en décrivant le diagramme de rayonnement, le principe de multiplication de diagramme pour les différents types de réseau d'antennes ; en particulier le réseau ULA (réseau d'antenne uniformes) et URA (réseau d'antenne rectangulaire). Ou, nous avons simulé en Matlab ces différentes types des réseaux d'antennes et représenté leurs diagrammes de rayonnements en coordonnées cartésiennes, polaires et en 3D pour faciliter la compréhension de cette problématique.

A la fin de ce travail, dans lequel on a représenté et exposé les différents blocs constituant la chaîne du radar à balayage de phase qu'on veut simuler. Nous avons expliqué la fonction de chaque élément de la chaîne et sa composition. Ou, nous avons modélisé l'environnement, les cibles et les interférences et on s'est concentré surtout sur le traitement du signal radar dans les domaines temporels et spatiaux en exposant leurs différents algorithmes. Finalement, nous avons simulé la chaîne d'un radar monostatique, pour différents scénarios, ou nous avons représenté le signal détecté des cibles dans le domaine temporel et spatial.

# Références et Bibliographiques

Références et Bibliographiques

# *Bibliographie*

[1] www.radartutorial.eu. Éditeur: Christian Wolff, Traduction En Langue Française Et Révision: Pierre Vaillant Et Christophe Paumier, Version 9 Juillet 2011.

[2] HISTOIRE du RADAR dans le MONDE puis en FRANCE par Jacques DARRICAU et Yves BLANCHARD

[3] Mr S.Meguelati, « **Cours Radar** », Université De Blida, 5<sup>ème</sup> Année Ingénieur, Département Aéronautique (Option: Installation), Année:2009/2010.

[4] Souâd Chabbi, « **Détection Adaptative CFAR à Censure Automatique Basse Sur Les Statistiques D'ordre En Milieux Non Gaussiens** » Université De Constantine, Département D'électronique, Promotion 2008.

[5] M.RKrattou, « **Étude De La Détection Radar Dans Un Milieu Homogène** » Université De TLEMCEM Faculté des sciences DE Technologie Département D'électrique et Electronique, Promotion 2013.

[6] Sonia Zine, « **Contribution De La Télédétection Satellitale Radar Pour Le Suivi Des Paramètres De Surface D'une Zone Sahélienne Agro-Pastorale** », Thèse De Doctorat En Sciences De L'information Géographique, Université De Marne-La-Vallée, Décembre 2004.

[7] Mohamed Lamine Abdelghani, « **Conception et réalisation d'un système réseau d'antennes ultra large bande à formation de faisceaux basé sur la matrice de Butler** » Université du Québec, INRS Énergie Matériaux Télécommunications.

[8] ALI-KHAN, W.F. RICHARDS and S.A. LONG, « **Impedance control of microstrip using reactive loading** », I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 37, n°2, February 1989, pp. 247-251.

[9] BALANIS, Constantine A. « **Antenna Theory: Analysis and Design** » 3<sup>e</sup> edition, New Jersey, Wiley, 2005.

[10] M. CARPENTER, « **Radarsbases modernes** », 6<sup>ème</sup> édition, Masson, 1990.

[11] J.P. HARDANGE, P. LACOMBE, J.C. MARCHAIS, « **Radars aéroportés et spatiaux** », Edition Masson, 1990.

[12]M. Wicks and E. Mokole, « **Principles of waveform diversity and design** ». Stevenage : The Institution of Engineering and Technology, 2011.

[13]ISABELLE BONGO. « **Détection de signaux RADAR et estimation de leurs temps d'arrivée** ». École de technologie supérieur, Université du QUÉBEC.Montéreal, Juin 2000.

[14] Dominic Grenier, « **Antennes et propagation radio**». Département de génie électrique et de génie informatique, université Laval. Canada, Quebec, hiver 2017.

[15]Laroussi, T., « **Détection Adaptative CFAR de Cibles Chi-Square Corrélées à Plusieurs Degrés de Liberté en Présence de Fouillis Rayleigh Corrèle** », Thèse de Doctorat d'Etat, Université de Constantine, Décembre 2005.

[16]Rickard, J. T., and G. M. Dillard, « **Adaptive detection algorithms for multiple target situations** », IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-13, (4), 1977, pp. 338-343.

[17]KRATTOU Mohamed Riad,« **Étude De La Détection Radar Dans Un Milieu Homogène** ». Département d'électrique et d'électronique. UNIVERSITE DE TLEMCEM.2013.

[18]Greco. M, Gini .F and Diani. M « **Robust CFAR detection of random signals in compound Gaussian clutter plus thermal noise** », IEE proceedings, radar, sonar and navigation. Vol 148, No 4, August 2001.

[19]N. Levanon and E. Mozeson, « **Radar signals** ». John Wiley and Sons, Inc, 2004.

[20]Wikipedia site.

[21]Nadjah Touati. « **Optimisation des formes d'ondes d'un radar d'aide à la conduite automobile, robustes vis-à-vis d'environnements électromagnétiques dégradés** ». Traitement du signal et de l'image. Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, 2015. Français.

[22]A.Hadjjarbi Et Bellache Eliasse, « **Etude Comparative Des Détecteurs CFAR Et Les Systèmes Distribuées En Présences De Cibles Interférentes** », Mémoire D'ingénieur, Département D'électronique, Université De M'silla, 2004.

[23]Mathworks help.

[24] F. Hadj Amara. « **Réseaux adaptatifs d'antennes à balayage électronique pour systèmes radar. Application aux antennes imprimées** ».Université Abou Bekr Belkaid-Tlemcen, 2000.

# *Résumé*

Le radar en générale est un système qui utilise les ondes électromagnétiques pour détecter la présence et déterminer la position ainsi que la vitesse des objets tels que les avions, bateaux,...etc. Dans notre travail, nous étudions un système radar qui est le radar à balayage déphasé.

Les radars à balayage de phase sont constitués de réseaux d'antennes et de processeur de traitement des signaux ; dans ce mémoire, nous étudions et modélisons la configuration des différentes représentations géométriques des transducteurs et antennes des radars. En plus, nous allons simuler les différents blocs constituant un radar à balayage de phase monostatique pour différents scénarios. Finalement, nous allons simuler les différents algorithmes de modélisation temporelle et spectrale en utilisant le langage MATLAB.

**Mots clés :** Radar -Réseau d'antennes -estimation - Détection- Algorithme Beamforming DOA -Algorithme Beamforming MVDR - programmation en MATLAB.

# *Abstract*

Radar in general, is a system that uses electromagnetic waves to detect presence and determine the position and speed of objects such as aircraft, boats...etc.in this work, we study a radar system which is the scanning radar.

The scanning radars are comprised of antenna arrays and signal processing. In this work, we study and model the configuration of the different geometric representations of radar transducers and antennas. In addition, the different blocks constituting a monostatic phased scanning radar is simulated for different scenarios. Finally, it is simulated the different algorithms of temporal and spectral modeling by exploiting the functions in MATLAB.

**Keywords:** Radar - Antenna network -Estimate -Detection -Beamforming Algorithm-DOA - Beamforming MVDR Algorithm -programing MATLAB.