

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



## MEMOIRE

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

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Réseaux et Télécommunications

**Par** : **DRICI NAWEL** et **BEOUCHE SAMIA**

**Sujet**

**ETUDE ET SIMULATION D'UN RADAR MONO STATIQUE.**

Soutenu publiquement, le **04 / 07 / 2021**, devant le jury composé de :

Mr F.T BENDIMERAD	Professeur Univ. Tlemcen	Président
Mr. S.M MERIAH	Professeur Univ. Tlemcen	Encadrant
Mr M. BOUSAHLA	Maitre de conférences Univ. Tlemcen	Examineur
Mr. F. DERRAZ	Maître de Conférences Univ. Tlemcen	invité

*Année universitaire : 2020/2021*

## *Dédicaces*

*Je dédie ce travail :*

*A mes chers parents qui m'ont toujours soutenue tout au long de mes études*

*A mes très chers frères et sœurs*

*A mes très chers amis ;*

*A toutes ma famille ;*

*A mon binôme et meilleur amis « Samia » ainsi à toute sa familles ;*

*A tous ceux que j'aime ;*

*A tous ceux qui m'aiment ;*

*A tous mes ami(e)s et mes collègues*

*Nawel*

## *Dédicaces*

*Je dédie ce travail :*

*A mes chers parents qui m'ont toujours soutenue tout au long de mes études*

*A mes très chers frères « Mostapha et Zohir »;*

*A mes très chers amis « Meriem, Nadjet, Fatiha et Zahia » ;*

*A toutes ma famille ;*

*A mon binôme et meilleur amis « Nawel » ainsi à toute*

*Sa famille ;*

*A tous ceux que j'aime ;*

*A tous ceux qui m'aiment ;*

*A tous mes ami(e)s et mes collègues*

*Samia*

## **Remerciements**

*Tout d'abord, nous sommes reconnaissantes à Allah « ﷻ, « le tout puissant pour nous avoir donné : foi, santé, esprit, volonté, courage, patience, force. Et grâce à ses bienfaits Nous présentons ces modestes recherches.*

*Nous tenons à exprimer toutes nos reconnaissances à nos encadrant Mr **S.M MERIAH** Professeur à l'université ABOU-BAKR BELKAID de Tlemcen et directeur du laboratoire de Télécommunications de Tlemcen LTT. Les meilleurs professeurs avec lesquels nous avons travaillé à l'université. Vous avez enrichi nos connaissances et nous avons appris beaucoup de choses tout au long de ce parcours. Nous sommes fiers de votre encadrement, votre patience, votre disponibilité et vos orientations et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter nos informations.*

*Nous adressons nos remerciements pour tous les membres du jury :*

*Mr **F.T BENDIMERAD** Professeur à la Faculté de Technologie (Université de Tlemcen) et Mr **M. BOUSAHLA** Maitre de conférences à la Faculté de Technologie (Université de Tlemcen) et Mr **F.DERRAZ** Maitre de conférences à la Faculté de Technologie (Université de Tlemcen) d'avoir accepté la participation à cette soutenance, qui fera l'honneur d'évaluer et d'examiner notre mémoire.*

*Nos remerciements les plus chaleureux vont à nos chères FAMILLES  
Pour leurs encouragements, leur patience et leur grand soutien durant  
toutes ces années d'études.*

*Enfin, un remerciement tout particulier à toutes les personnes qui ont  
Contribué de près ou de loin à la réalisation de ce projet.*

## **Résumé :**

Dans ce travail, on se concentre sur l'étude et simulation de RADAR mono statique. On rappelle le principe de fonctionnement du système radar, ainsi que les différents types de ce système. Nous avons aussi étudié les différentes formes d'onde et la fonction d'ambiguïté etc... Et on s'est intéressé aux antennes et réseaux d'antennes pour système RADAR.

Dans ce projet de fin d'étude :

- ✚ première étape, un développement sous le logiciel Matlab sera réalisé en intégrant toute la chaîne d'émission et de réception.
- ✚ deuxième étape, on passera à une simulation sous l'environnement Simulink de toute la chaîne RADAR.

**Mots-clés :** Système Radar mono statique, fréquence Doppler, formes d'onde, la fonction d'ambiguïté, Antenne isotropic, Matlab/ Simulink, Conception, Détection.Détection.

## **Abstract:**

In this work, we focus on the study and simulation of mono static RADAR. We recall the operating principle of the radar system, as well as the different types of this system. We also studied the different waveforms and the ambiguity function etc ... And we were interested in antennas and antenna arrays for RADAR system. In this end-of-study project:

- ✚ First step, development using Matlab software will be carried out by integrating the entire transmission and reception chain.
- ✚ Second step, we will move on to a simulation under the Simulink environment of the entire RADAR chain.

**Key words:** Mono static radar system, Doppler frequency, waveforms, ambiguity function, Isotropic antenna, Matlab / Simulink, Design, Detection.

## **ملخص :**

في هذا العمل نركز على دراسة ومحاكاة الرادار الأحادي الثابت نتذكر مبدأ تشغيل نظام الرادار و وكذلك الأنواع المختلفة لهذا النظام. درسنا أيضًا الأشكال الموجية المختلفة ووظيفة الغموض وما إلى ذلك ... وكنا مهتمين بالهوائيات ومصفوفات الهوائيات لنظام الرادار .

في مشروع نهاية الدراسة هذا نتطرق الى خطوتين :

الخطوة الاولى :سيتم تنفيذ التطوير باستخدام برمجة ماتلاب من خلال دمج سلسلة الإرسال والاستقبال بأكملها.

الخطوة الثانية: سننتقل إلى محاكاة ضمن بيئة Simulink لسلسلة الرادار بأكملها.

**الكلمات المفتاحية:** نظام رادار أحادي ثابت ، تردد دوبلر ، أشكال موجية ، وظيفة الغموض هوائي موحد

## *Table des matières*

Dédicace.....	II
Remerciements .....	IV
Résumé .....	V
Abstract .....	V
ملخص.....	V
Table des matières .....	VI
Liste des figures.....	X
Liste des Tableaux .....	XIII
Liste des abréviations .....	XVI
Introduction Générale .....	1

### **Chapitre I : Notion de base sur les radars**

I. 1. Introduction.....	3
I.2. Principe de fonctionnement.....	4
I. 2. 1. Description du radar.....	4
I. 2. 2. Détection et localisation.....	5
I. 2. 3. Perturbations dues au bruit.....	6
I. 3. Notion sur les performances des radars.....	7
I. 3. 1. Portée.....	7
I. 3. 2. Localisation en angle.....	7
I. 3. 3. Localisation en distance.....	7
I. 3. 4. Résolution en distance.....	8
I. 4. Equation des radars.....	8
I. 5. Surface réfléchissante effective.....	9
I. 6. Paramètres de radar.....	9
I. 7. Classification des systèmes radar.....	10
I. 7. 2. Radar secondaire.....	11
I. 7.3. Radar Doppler.....	11
I.7.4. Radar bistatique.....	12
I.7.5. Radar imageur et Radar non imageur.....	12
I. 8. Applications des radars.....	12

I. 8. 1. Surveillance.....	12
I.8. 2. Altimétrie.....	12
I. 8. 3. Mesure de niveau.....	12
I. 9. Perturbations à l'exploitation du primaire.....	13
I. 9. 1. Masque.....	13
I. 9. 2. Fausses alarmes (faux échos).....	13
I. 10. Radar secondaire et ses évolutions.....	13
I. 11. Principe des traitements.....	13
I.12 .Détection pour les Systèmes Radar.....	14
I.12. 1. Détection en présence de bruit.....	14
I.12. 2. Probabilité de fausse alerte.....	18
I.12.3. Probabilité de détection.....	19
I.12.4. Intégration d'impulsion.....	21
I.12.5. Intégration cohérente.....	21
I.12.6. Intégration non-cohérente.....	22
I.12.7. Facteur d'amélioration et perte d'intégration.....	24

## **Chapitre II : Fonction d'ambiguïté et formes d'onde**

II.1. Introduction .....	26
II.2. Composantes d'un système radar.....	26
II.3. La fonction d'ambiguïté.....	27
II.3.1. Définition .....	27
II.3.2. Propriétés de la fonction d'ambiguïté.....	28
II.3.3. Le diagramme de la fonction d'ambiguïté.....	29
II.4. Les formes d'onde.....	29
II.4.1. Importance de choix des formes d'ondes .....	30
II.4.1.1 Performance.....	30
II.4.1.2 Facteurs de choix des formes d'onde.....	30
II.4.2 Conception et analyse de la forme d'onde.....	30
II.4.2.1 Forme d'onde rectangulaire.....	31
II.4.2.2 Modulation de fréquence linéaire (LFM) .....	33
II.4.2.3 forme d'onde a impulsion FM échelonnée (Stepped FM) .....	34
II.4.2.4 Forme d'onde constante de modulation de fréquence (FMCW).....	35

II.4.2.5 Formes d'onde codées en phase.....	36
II.5.Le traitement.....	37
II.5.1.Traitement de signal.....	37
II.5.2.Traitement de données.....	38
II.6.Résultats de simulation concernant les fonctions d'ambiguïtés des systèmes radar.....	38
II.6.1.Impulsion rectangulaire.....	39
II.6.2. Modulation de fréquence linéaire.....	39
II.6.3.Impulsion FM échelonnée (Stepped FM).....	41
II.6.4.Impulsion codée en phase.....	43
II.6.5.Forme d'onde constante de modulation de fréquence (FMCW) .....	44

### **Chapitre III : Antenne et réseaux d'antennes pour système Radar.**

III.1.Introduction.....	47
III.2.Définition.....	47
III.3.Le rôle des antennes.....	47
III.3.1.Antenne d'émission.....	47
III.3.2.Antenne de réception.....	48
III.3.3.Réciprocité.....	48
III.4.Les paramètres générales d'une antenne.....	48
III.5.Simulations d'une antenne sous Matlab.....	54
III.5.1. Radiateur et collecteur.....	55
III.5.2 Antenne isotrope.....	55
III.5.2.1. Polarisation d'antenne isotrope.....	55
III.5.2.2. Directivité d'un élément d'antenne isotrope.....	56
III.5.2.3. Directivité azimutale restreinte d'un élément d'antenne isotrope.....	57
III.5.2.4. Plate-forme par étapes.....	58
III.5.2.4.1 Simulation de mouvement d'une plate-forme.....	58
III.5.3. Radiateur à phases.....	59
III.5.4. Collecteur progressif (Phased.collector ).....	59
III.6. Réseau d'antenne.....	59
III.6.1. Principe.....	60
III.6.2. Alimentation d'un réseau d'antennes.....	61
III.6.3. Réseau d'antennes linéaire ULA.....	61
III.6.4. Réseau d'antennes rectangulaire URA.....	61



III.6.5. Réseaux d'antennes uniformes.....	62
III.7. Simulations des réseaux d'antennes sous Matlab.....	63
III.7.1. Réseaux d'antenne linéaire.....	63
III.7.2. Réponse azimutale d'un réseau d'antennes linéaire ULA.....	63
III.7.3. Réponse azimutale d'un réseau rectangulaire uniforme URA.....	66

### **Chapitre IV : Architecteur d'un Radar Mono Statique**

IV.1.Introduction .....	71
IV.2.Déclaration des principaux paramètres .....	71
IV.3.Les spécifications de conception.....	71
IV.4. Architecteur de Radar Mono Statique .....	71
IV.5.Configuration du radar mono-statique .....	72
IV.5.1. L'étape de configuration des paramètres du radar.....	72
IV.5.1.1.Émetteur-récepteur .....	72
IV.5.1.2.Canal .....	76
IV.5.1.3.Cible .....	77
IV.6. Radar mono statique avec plusieurs cibles .....	78
IV.6.1. Architecteur de radar mono statique .....	78
IV.6.2.Génération d'un réseau d'antenne linéaire .....	79
IV.7.Résultats et affichage.....	82

## *Liste des figures*

Figure I.1 : Principe de fonctionnement du radar primaire.....	4
Figure I.2 : Principe du radar à impulsions.....	5
Figure I.3 : Principe de l'émission/réflexion sur une cible.....	6
Figure I.4 : résolution angulaire.....	7
Figure I.5 : Localisation en distance.....	8
Figure I.6 : Résolution en distance.....	9
Figure I.7: diagramme bloc amplifié d'un détecteur d'enveloppe et récepteur à seuil .....	14
Figure I.8 : diagramme bloc simplifié d'un détecteur à loi carré et intégration non- Cohérente.. .....	22
Figure II.1 : Les différents composants de système radar.....	26
Figure II.2: Le diagramme de la fonction d'ambiguïté.....	29
Figure II.3: Forme d'onde à impulsion rectangulaire.....	31
Figure II.4: Une forme d'onde rectangulaire idéale.....	32
Figure II.5: Exemple Forme d'onde impulsion modulée linéairement améliorée.....	34
Figure II.6: exemple Stepped FM.....	35
Figure II.7 : Forme d'onde constante de modulation de fréquence (FMCW).....	36
Figure II.8 : exemple d'une Forme d'onde codée en phase.....	37
Figure II.9: Représentation tridimensionnelle de la fonction d'ambiguïté pour un signal Radar à impulsion rectangulaire.....	38
Figure II.10: Graphe de contour du diagramme d'ambiguïté pour le signal d'une simple à impulsion rectangulaire.....	39
Figure II.11: Evolution temporelle de la réponse du récepteur radar dans le cas d'une impulsion rectangulaire.....	39
Figure II.12: Représentation tridimensionnelle de la fonction d'ambiguïté pour un signal à modulation de fréquence linéaire.....	40
Figure II.13: Graphe de contour du diagramme d'ambiguïté pour le signal d'une simple modulation de fréquence linéaire.....	40
Figure II.14: Evolution temporelle de la réponse du récepteur radar dans le cas à impulsion simple modulée linéairement en fréquence.....	41
Figure II.15: Représentation tridimensionnelle de la fonction d'ambiguïté pour un signal Radar à impulsion FM échelonnée.....	41

Figure II.16: Graphe de contour du diagramme d'ambiguïté pour le signal d'un simple radar impulsion FM échelonnée .....	42
Figure II.17 Evolution temporelle de la réponse du récepteur radar dans le cas à impulsion FM échelonné.....	42
Figure II.18 Représentation tridimensionnelle de la fonction d'ambiguïté pour un signal à impulsion codée en phase. ....	43
Figure II.19 Graphe de contour du diagramme d'ambiguïté pour le signal codée en phase. .....	43
Figure II.20 Evolution temporelle de la réponse du récepteur radar dans le cas d'une impulsion codée en phase. ....	44
Figure II.21: Représentation tridimensionnelle de la fonction d'ambiguïté pour un signal à impulsion constante de modulation de fréquence .....	44
Figure II.22: Graphe de contour du diagramme d'ambiguïté pour un signal à onde continues modulée en fréquence.....	45
Figure II.23: Evolution temporelle de la réponse du récepteur radar dans le cas d'une impulsion continue modulée en fréquence.....	45
Figure III.1 : Structure générale d'un antenne.....	47
Figure III.2 : Diagramme de rayonnement d'une antenne.....	49
Figure III.3 : Circuit équivalent d'antenne.....	50
Figure III.4 : Polarisation du champ électromagnétique.....	53
Figure III.5 : Puissance rayonnée par une antenne dans une direction de l'espace.....	54
Figure III.6 : Puissance rayonnée par une antenne dans une direction de l'espace.....	55
Figure III.7 : coupe en azimut de la directivité d'antenne.....	57
Figure III.8: coupe en azimut de la puissance d'antenne.....	57
Figure III.9: Modèle de réponse en 3D.....	57
Figure III.10: coupe en azimut.....	58
Figure III.11 : coupe en azimut avec plage Réduite.....	58
Figure III.12 : schéma électrique représentant la formation de faisceau d'un réseau d'antenne.....	61
Figure III.13 : Géométrie d'un réseau linéaire uniforme.....	62
Figure III.14: Géométrie d'un réseau d'antenne planaire à forme rectangulaire.....	62
Figure III.15 : réseau linéaire d'un dipôle d'antenne.....	63
Figure III.16 : Géométrie d'un réseau d'antennes ULA à 10 éléments espacés de $0.5 \lambda$ .....	63

Figure III.17 : un réseau linéaire de 10 éléments espacés de $0.5 \lambda$ .....	64
Figure II.18. : Un réseau linéaire de 4 éléments espacés de $0.8 \lambda$ .....	65
Figure III.19 : Géométrie d'un réseau d'antennes URA d'une taille [6 6] .....	66
Figure III.20 : un réseau rectangulaire a un taille fixe et un espacement varier .....	67
Figure III.21 : un réseau rectangulaire a un espacement fixe et taille varier.....	69
Figure IV.1 : Architecteur de radar mono statique à une cible.....	71
Figure IV.2: Interface d'une forme d'onde d'impulsion rectangulaire.....	72
Figure IV.3: Interface d'amplification et de transmission de signal.....	72
Figure IV.4: Interface d'amplification du bruit thermique.....	73
Figure IV.5: Sous-système de traitement du signal.....	73
Figure IV.6: Interface formulaire des signaux de propagation.....	74
Figure IV.7: Interface appliquer un gain au signal.....	74
Figure IV.8 : Interface d'intégration de manière cohérente de l'impulsion successive.....	75
Figure IV.9 : Interface de propagation des signaux à partir d'un point dans l'espace.....	75
Figure IV.10: Interface des signaux à partir de bloc From.....	76
Figure IV.11 : Interface des signaux Goto.....	77
Figure IV.12 : Architecteur de radar mono statique à 4 cibles.....	78
Figure IV.13 : Interface de recevoir des ondes de phase à bande étroite.....	79
Figure IV.14 : Interface de calcule la portée.....	79
Figure IV.15: Résultat simulink de radar avec une cible.....	80
Figure IV.16: Résultat simulink de radar à 4 cibles.....	81

## *Liste des Tableaux*

Tableau III.1 : calcule de la directivité le long de la coupe d'élévation constante.....	56
Tableau III.2 : Calcule la directivité le long de la coupe d'azimut constante.....	56
Tableau III.3 : comparaison entre la directivité et la portée pendant la fixation de la taille...	68
Tableau III.4 : comparaison entre la directivité et la portée pendant la fixation l'espace- ment des éléments.....	69

## *Liste des abréviations*

<i>Acronyme</i>	<i>Signification</i>
Radar	Radio Détection And Ranging.
FRI	périodes de répétition des impulsions.
Echo	phénomène de réflexion d'ondes sonores sur un obstacle.
CW	Ondes continues.
PRF	Fréquence de répétition des impulsions.
LNA	Amplificateur à faible bruit.
FMCW	Ondes continues moduler en fréquence.
DFT	La transformation de fourrier discrète.
RCS	Section Transversale du Radar.
IPP	période entre deux impulsions.
MTI	Visualisation des cibles mobile (Moving Target Indicator).
<i>P fa</i>	La probabilité d'une fausse alerte.
<i>P D</i>	La probabilité de détection.
SNR	Le rapport signal/bruit.
OEM	Onde électromagnétique.
SER	Surface équivalent radar.
CFAR	Constant False Alarm Rate.
PPI	Position du Plan Indicateur.
LFM	Modulation de fréquence linéaire.
FM	Modulation de fréquence.
UWB	Ultra Wide bande.
RL	Retun Loss
ULA	Uniform Linear Array (Réseau Uniforme linéaire)
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio (rapport d'ondes stationnaires de).

# *Introduction Générale*

## *Introduction Générale*

L'histoire du **radar** est une branche de l'histoire de l'électronique qui devient un des fondements de la stratégie militaire du XX siècle. Dès le début de ce siècle, plusieurs inventeurs, scientifiques et ingénieurs ont contribué au développement du système radar. Aujourd'hui, l'utilisation du radar s'est étendue à d'autres domaines que le domaine militaire. On l'utilise dans l'aviation civile, l'astrométrie, le contrôle maritime, la détection météorologique et le contrôle du trafic routier (détecteurs de vitesse sur les routes), pour prévention sur les moyens de transport.

Le terme radar est issu de l'acronyme anglais de (Radio Detections And Ranging) désigne un système qui diffuse une onde électromagnétique dans une portion de l'espace, et reçoit les ondes réfléchies par les objets qui s'y trouvent, permettant de détecter et déterminer la distance et la vitesse d'objets. Un émetteur envoie des ondes radio, qui sont réfléchies par la cible et détectées par un récepteur. La position est estimée grâce au temps de retour du signal et la vitesse est mesurée à partir du changement de fréquence du signal par effet Doppler.

Il faut dire que le radar représente un sujet très vaste dont on ne peut citer toutes les connaissances. Néanmoins nous avons donné quelques généralités pour inciter le lecteur à approfondir ces notions pour être plus près du travail que nous allons réaliser.

Ce mémoire de recherche s'organise de quatre chapitres principaux:

Dans le premier chapitre, qui sera consacré à quelques notions de base sur le radar. Ces notions englobent entre autres la composition des systèmes Calcul de la Probabilité de détection pour les Systèmes Radar par Intégration Numérique radar, leurs utilisations, leurs limitations et contraintes, etc.... Sur le même sujet, nous parlerons du principe de fonctionnement des systèmes radar et des différentes parties des radars primaires et



secondaires. Dans ce même chapitre nous allons donner quelques définitions ainsi que la classification des différents types de radar et leurs applications. Nous parlerons aussi des différentes évolutions qui les ont accompagnées depuis leur apparition ainsi que les problèmes qui font obstacle à leur bon fonctionnement. Nous exprimerons les différentes probabilités qui caractérisent cette détection et leur interaction. De la même manière nous donnerons quelques modèles approchés pour le calcul numérique de ces probabilités qui sont très complexes avec des expressions très lourdes.

Le deuxième chapitre se propose de présenter les composants du système radar. Puis une définition sur la notion de fonction d'ambiguïté ses principales propriétés, les principaux facteurs sur les quels est basé. Ainsi qu'une étude détaillée sur plusieurs formes d'onde sous le logiciel Matlab.

Le troisième chapitre présente une étude sur les antennes puis une extension de cette étude au réseau d'antenne. Nous décrivons les paramètres des antennes : gain, diagramme de rayonnement, directivité, polarisation, bande passante,...ect. On se base dans notre étude sur l'utilisation de Antenna Toolbox du logiciel Matlab avec lequel on peut analyser ses paramètres.

Dans le quatrième chapitre de ce manuscrit, on s'intéresse au développement d'un radar mono-statique sous le logiciel MATLAB. En développe l'architecteur de radar à l'aide de Simulink. En mesurent l'emplacement temporel des échos, vous pouvez estimer la portée de la cible.

***Chapitre I : Notion de base  
sur les radars***

## I. 1. Introduction :

Le terme RADAR est l'acronyme **Radio Détection And Ranging**. Adopté par la marine américaine en 1945, que l'on peut traduire par : détection et estimation de la distance par ondes radio. Le développement du radar est dû en grande partie à la révélation technologique qui a pris place au 20ème siècle, et durant la deuxième guerre mondiale. Il a connu un progrès rapide et continu. Dans le temps moderne, l'utilisation du radar est plus vaste non seulement dans le domaine militaire mais aussi civil, même aussi spatial. Si on décompose le sens du mot Radar, on peut définir :

- Radio : les radars fonctionnent à des fréquences comprises entre 3 MHz (ondes de surface ou par réflexion ionosphère) et 100 GHz (courtes portées).
- Détection : des seules cibles utiles, définies par les spécifications de besoin des utilisateurs, donc avec rejet des signaux parasites après identification.
- And : simultanément.
- Ranging : localisation des cibles en quatre dimensions : Site, Gisement, Distance, Vitesse radial).

Les principaux domaines d'utilisations du radar sont :

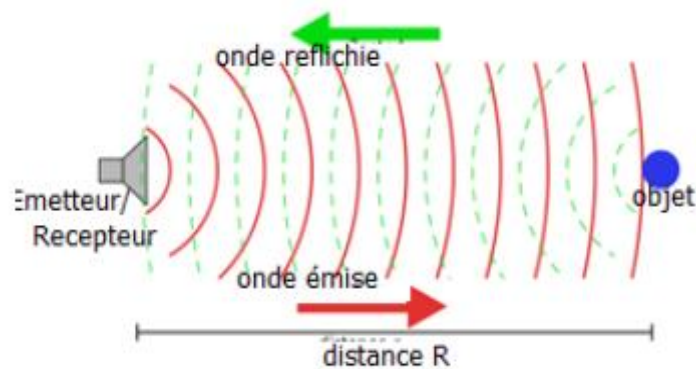
- Émettre un signal hyperfréquences (radio) vers une scène.
- Capturer le signal réfléchi de la scène.
- Enregistrer l'intensité (détection) du signal de retour et le délai entre ce dernier et le signal émis (télémétrie).

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.

Dans ce premier chapitre nous allons aborder le radar sous l'aspect généralités afin de donner un maximum de connaissance au lecteur pour qu'il puisse se mettre dans le sujet et qu'il acquière les outils nécessaires pour pouvoir cadrer le problème.

## I.2. Principe de fonctionnement :



Une idée de base de radar.

### I.2. 1. Description du radar :

La variation de la fréquence du signal sert à déterminer la vitesse relative de l'obstacle par rapport à la source (effet Doppler). La direction dans laquelle se trouve l'obstacle est obtenue en pointant une antenne à faisceau étroit dans la direction donnant le plus grand signal réfléchi. Le schéma de principe d'un radar est donné sur la figure (I. 1), dans laquelle sont représentés symboliquement tous les termes qui le caractérisent.

Les systèmes radar sont très largement traités dans des ouvrages spécialisés. Le radar fait usage de l'écho produit par un obstacle situé sur la trajectoire d'une onde électromagnétique.

Dans la majorité des cas, l'émetteur et le récepteur sont connectés à une antenne commune. Le temps qu'il faut à une onde électromagnétique pour aller de l'émetteur à l'obstacle, puis de l'obstacle au récepteur est mesuré et permet de calculer la distance  $R$  qui les sépare [1-2].

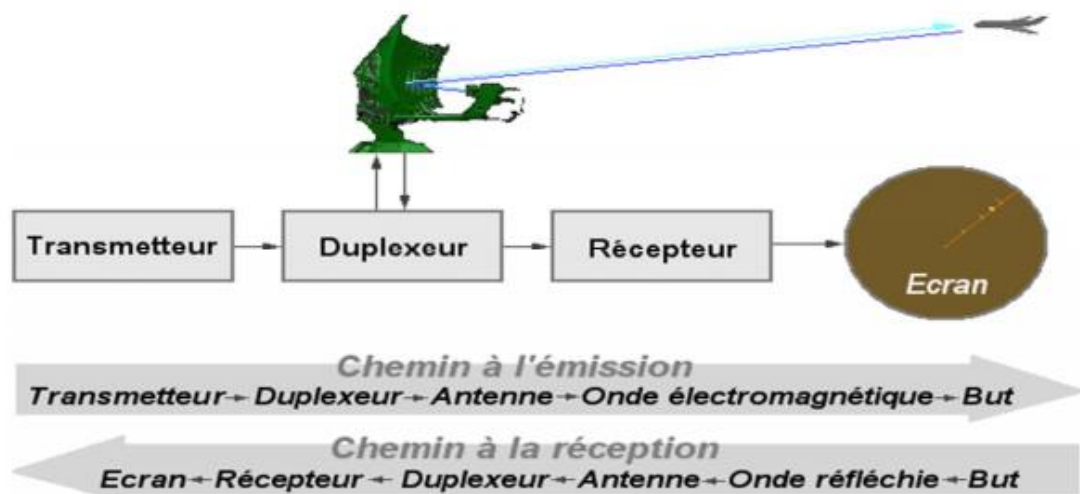


Figure I. 1 : Principe de fonctionnement du radar primaire

### I. 2. 2. Détection et localisation :

Un émetteur rayonne un signal bref et un récepteur recueille l'écho engendré par la cible. Les radars les plus couramment employés pour la mesure de la distance font usage de brèves impulsions de durée de signal hyperfréquence qui sont émises avec une fréquence de répétition  $f_r$ . Cette méthode permet d'obtenir un signal hyperfréquences de haute puissance en utilisant une puissance moyenne raisonnable.

L'onde émise parcourt la distance  $R$  qui sépare l'émetteur de l'obstacle, puis revient vers le radar après un temps  $t_{ar}$  comme le montre la figure (I. 2). Comme il s'agit d'une onde électromagnétique se déplaçant à la vitesse de la lumière  $C$ , on trouve la distance  $R$  par la relation [1,2] :

$$R = \frac{C t_{ar}}{2} \quad (I.1)$$

Avec :

$R$  = distance [m] ;  $t_{ar}$  = temps mesuré [s] ;  $C$  = vitesse de la lumière =  $3 \cdot 10^8$  m/s

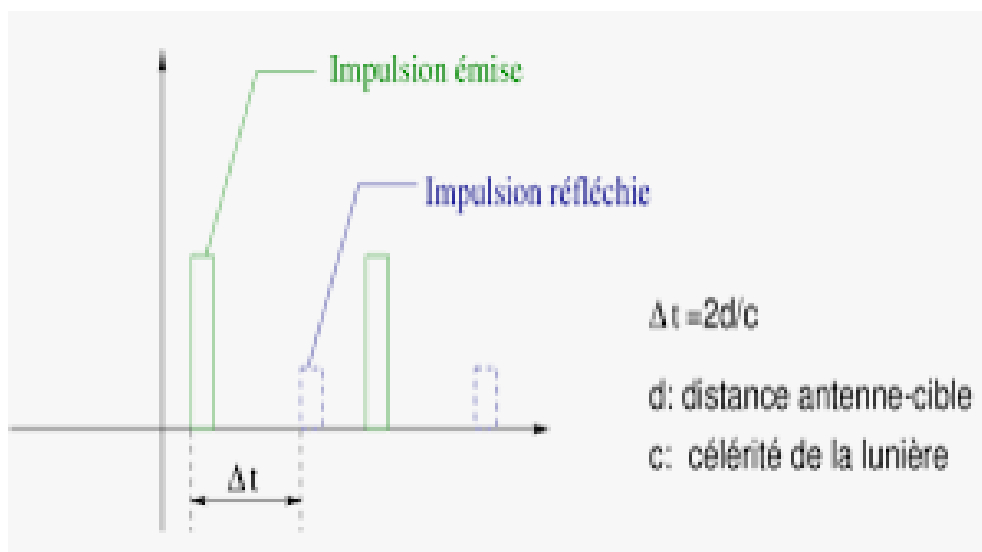


Figure I. 2 : Principe du radar à impulsions

La fréquence Doppler est positive quand observateur et source se rapprochent, et négative quand ils s'éloignent. Comme le montre la figure (I. 3), dans le cas du radar, la cible est l'observateur à l'illumination et perçoit donc  $f_0 + f_d$ , et réémet à la même fréquence vers le radar qui devient l'observateur et perçoit donc  $f_0 + 2.f_d$ . La fréquence Doppler affectant l'écho est donc égale à :

$$f_d = \frac{V_r}{\lambda}$$

(I.2)

$V_r$  : vitesse radiale de la cible.

$\lambda$  : longueur d'onde.

$f_d$  : fréquence Doppler.

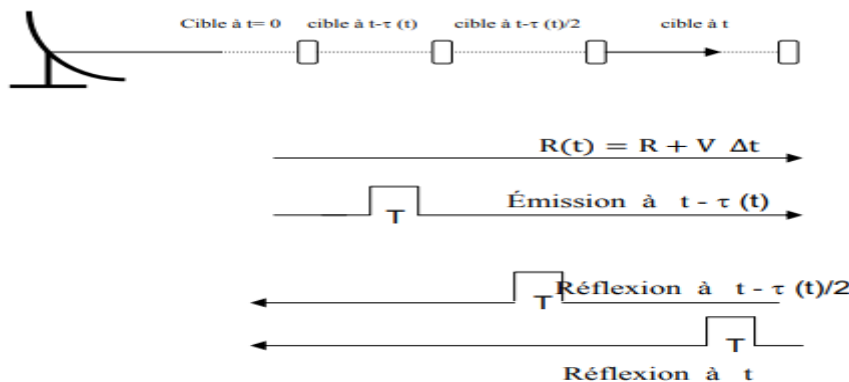


Figure I. 3 : Principe de l'émission/réflexion sur une cible

### I. 2. 3. Perturbations dues au bruit :

Le récepteur génère un bruit propre, évalué par son facteur de bruit. Des sources extérieures sont constituées par les étoiles (radioastronomie) et des émissions, volontaires ou non, de signaux parasites. Le signal correspondant est aléatoire, généralement décrit comme gaussien, centré (valeur moyenne nulle) et blanc (spectre limité). C'est un vecteur dont l'amplitude est distribuée suivant une loi de Rayleigh et dont la phase est équiprobable.

Les échos parasites apparaissent de façon aléatoire, mais ne constituent pas toujours un bruit blanc suivant le domaine concerné.

L'écho utile s'ajoute au bruit. Pour détecter un écho, il faut éviter de :

- prendre une pointe de bruit pour un écho, ce qui provoque une fausse alarme.
- décider qu'il s'agit d'un bruit seul, alors qu'un écho a été reçu, manque de détection.

Le critère est constitué par le franchissement d'un seuil, fixé pour que la probabilité de dépassement par le bruit seul (probabilité de fausse alarme) soit très faible.

### I. 3. Notion sur les performances des radars :

#### I. 3. 1. Portée :

On appelle portée d'un radar, la distance maximale à laquelle on peut détecter ou poursuivre une cible donnée. La distance est obtenue en général par la mesure de délai entre l'émission et la réception de l'impulsion.

#### I. 3. 2. Localisation en angle :

La directivité de l'antenne émettrice permet d'effectuer une localisation angulaire. L'antenne n'émet que dans un domaine angulaire restreint. Suivant l'écart relatif entre la direction vers laquelle est pointée l'antenne et celle de l'obstacle, l'intensité de l'écho capté varie et passe par un maximum lorsque ces deux directions sont confondues (Figure (I. 4)).

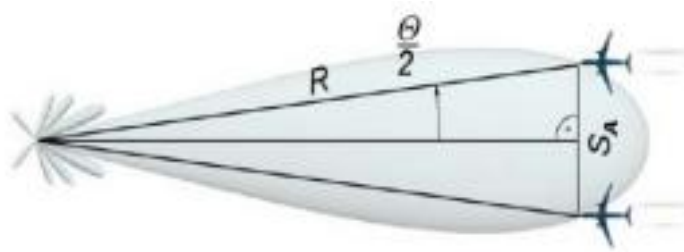


Figure I. 4 : résolution angulaire

Une remarque importante s'impose immédiatement : plus le lobe est étroit, plus la directivité de l'antenne est importante. La résolution angulaire rapportée à une distance entre deux cibles peut être calculée par la formule suivante :

$$S_A \geq 2R \sin \theta/2.$$

(I.3)

$S_A$  : distance entre deux cibles.

$R$  : distance qui sépare l'antenne de la cible.

$\theta$  : Écart angulaire entre deux cibles.

#### I. 3. 3. Localisation en distance :

Le retard dans la réception du signal retour permet d'opérer une localisation en distance (voir figure (I. 5)).

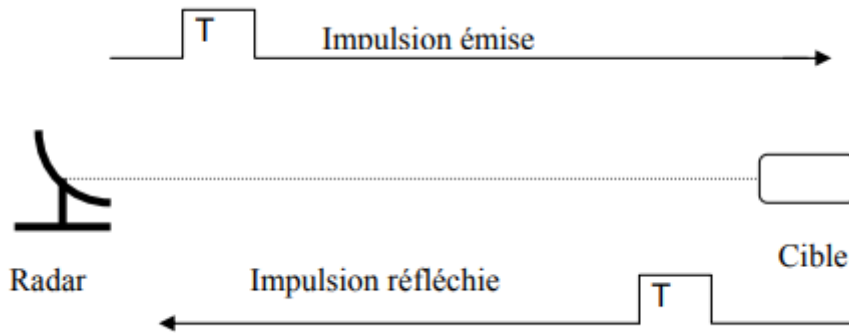


Figure I. 5 : Localisation en distance

L'impulsion revient après un temps :

$$\Delta t = \frac{2 R}{C}$$

(I.4)

Où :

- R est la distance radar-cible      - $\Delta t$  est le temps aller-retour sur le trajet radar-cible.

### I. 3. 4. Résolution en distance :

La figure (I. 6) montre qu'on a deux cibles situées dans la même direction mais à distances voisines. Ces deux cibles ne peuvent être discriminées que par la longueur  $\lambda_r$  de l'impulsion.  $\lambda_r$  est appelée la résolution en distance radar. Cette résolution en distance dépend de la largeur de l'impulsion et donc de sa durée.

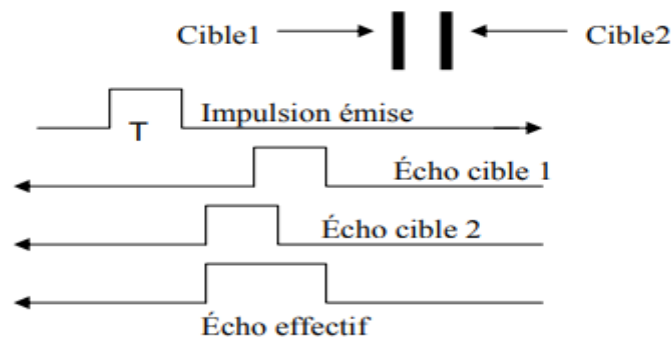


Figure I. 6 : Résolution en distance.

### I. 4. Equation des radars :

L'émetteur fournit une puissance  $P_f$  à l'antenne, qui la rayonne dans l'espace en la concentrant dans une ou plusieurs directions privilégiées, effet qui est représenté par le gain de l'antenne  $G$ . Une partie du signal atteint la cible, qui la réfléchit partiellement dans la direction de l'antenne.



La cible est représentée par sa surface réfléchissante effective  $\sigma$ . La densité de puissance réfléchi décroît à son tour inversement au carré de la distance [1]-[2]. L'antenne capte une partie du signal réfléchi. Elle est représentée par sa surface de captation  $A_e$ , elle-même liée au gain par le rapport :

$$A_e = \frac{G \lambda^2}{4 \pi} \quad (\text{I.5})$$

Où :

$\lambda$  : est la longueur d'onde.

Le rapport entre la puissance reçue  $P_r$  et la puissance  $P_f$  fournie à l'antenne est donné par l'équation des radars :

$$\frac{P_r}{P_f} = G \frac{1}{4\pi R^2} \sigma \frac{1}{4\pi R^2} \frac{G \lambda^2}{4\pi} = \frac{G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (\text{I.6})$$

La puissance reçue est fournie au récepteur, également connecté à l'antenne. On néglige l'affaiblissement produit par les pertes atmosphériques.

## I. 5. Surface réfléchissante effective :

Un obstacle est caractérisé par sa surface réfléchissante effective  $\sigma$ , définie comme étant le quotient de la puissance réfléchi vers le radar par la densité de puissance incidente. La réflexion produite par l'obstacle peut, en théorie, être calculée au moyen des équations de Maxwell en présence des conditions aux limites de l'obstacle.

## I. 6. Paramètres de radar :

On peut donner un certain nombre de paramètres du radar, qui sont :

- 1- la puissance  $P_f$  fournie par le générateur (**W**);
- 2- le gain de l'antenne **G**;
- 3- la fréquence **f** (**GHz**) ou la longueur d'onde (**m**);
- 4- la portée **R<sub>max</sub>** (**m**), qui est la distance maximale de détection;
- 5- la surface réfléchissante effective  $\sigma$  de la cible (**m<sup>2</sup>**);

6- le rapport signal sur bruit ( $\frac{P}{2\alpha}$ ) minimum acceptable à l'entrée du récepteur ; grandeur spécifiée par le système d'analyse du signal;

7- la bande passante du récepteur **B** (Hz);

8- la température de bruit globale ramenée à l'entrée du récepteur (**T<sub>a</sub> + T<sub>r</sub>**) en Kelvin.

Les trois premières grandeurs dépendent de l'émetteur, les trois dernières dépendent du récepteur. La portée et la surface réfléchissante effective définissent la cible à observer.

## **I. 7. Classification des systèmes radar :**

### **I. 7. 1. Radar primaire :**

Un radar primaire émet des signaux hyperfréquences qui sont réfléchis par les cibles. Les échos ainsi créés sont reçus et étudiés. Contrairement à un radar secondaire, un radar primaire reçoit la partie réfléchi de son propre signal. Les radars primaires peuvent être de type deux dimensions (2D) donnant des mesures de distance et d'azimut ou trois dimensions (3D), une mesure complémentaire en angle de site (angle d'élévation dans le plan vertical) est alors disponible. Pour les radars 2D, l'absence de toute mesure d'angle de site ne permet pas de discrimination en altitude. Ainsi, un avion comme un écho au sol ou un obstacle au sol dans le même azimut et à la même distance seront vus sans distinction. Sa fréquence varie entre 2.7 GHz et 3 GHz. On distingue deux types de radar primaire :

#### **a- 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.

#### **b- 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. On distingue deux types de radar à ondes continues :

**b. 1. 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 les forces de l'ordre pour les contrôles de vitesse sur les routes : cinémomètres radars.

**b. 2. 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.

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. 7. 2. Radar secondaire :**

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 d'un radar primaire. Elle peut collecter par exemple l'altitude, un code d'identification, ou encore un rapport de problème à bord comme une panne totale des radiocommunications.

**I.7.3. Radar Doppler :**

Quand un radar illumine un objet en mouvement, la fréquence du signal réfléchi est décalée par rapport à celle du signal incident d'une valeur proportionnelle à la vitesse radiale de l'objet [1-2]. C'est ce qu'on appelle l'effet Doppler.

Le radar Doppler sert à la mesure de la vitesse, notamment de véhicules dans le cadre de contrôles de police.

Le dispositif d'analyse doit séparer les échos de cibles mobiles de ceux provenant de cibles fixes ou se déplaçant très lentement (nuages). Cette séparation est effectuée par un filtre passe-haut ; les cibles fixes produisant un signal continu. La vitesse minimale que peut mesurer le système est limitée dans ce cas par la fréquence de coupure du filtre.

Pour des mesures précises de vitesse, il est indispensable que la fréquence fournie par le générateur soit très stable dans le temps. Il faut de plus que l'antenne de l'émetteur soit rigoureusement immobile. Si l'antenne vibre, sa propre fréquence de vibration est interprétée

par le système comme une fréquence Doppler. Le radar voit alors tous les objets fixes comme s'ils étaient en mouvement, ce qui peut donner des résultats surprenants.

#### **I.7.4. Radar bistatique :**

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.7.5. Radar imageur et Radar non imageur :**

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 et les radioaltimètres. Ce type de radar est également appelé diffus mètre 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. Les radars couramment employés pour la surveillance aérienne et maritime comportent une antenne tournante. Le signal reçu est affiché souvent en coordonnées polaires sur un écran d'oscilloscope. On y voit directement, comme sur une carte de géographie, les obstacles et les aéronefs. Des écrans à rémanence permettent de distinguer les objets en mouvement des échos fixes.

### **I. 8. Applications des radars :**

#### **I. 8. 1. Surveillance :**

Les radars de surveillance sont universellement utilisés dans l'aviation, la navigation et la surveillance de territoires [1-2]. Il faut citer notamment une série de radars de grande puissance et donc de grande portée.

#### **I. 8. 2. Altimétrie :**

Les altimètres classiques sont en fait des baromètres. Connaissant la pression locale et la pression au niveau de la mer, on peut déterminer l'altitude où l'on se trouve. A bord d'un avion, cette information n'est pas toujours suffisante. Des avions se sont en effet écrasés contre des montagnes, alors qu'ils volaient à la bonne altitude, mais au-dessus de la mauvaise topographie, suite notamment à des effets de dérive. L'altimètre à radar détermine directement l'altitude par rapport au sol. Il complète l'information donnée par l'instrument classique.

#### **I. 8. 3. Mesure de niveau :**

L'emploi de radars est particulièrement intéressant dans des environnements hostiles, poussiéreux, où ni les méthodes mécaniques (contact) ni les méthodes optiques (laser) ne sont

satisfaisantes. Des appareils utilisant le principe du radar CHIRP permettent d'obtenir une précision de l'ordre du centimètre. Ils sont utilisés entre autres pour mesurer le niveau de métal en fusion dans des hauts fourneaux, celui de liquides corrosifs ou bien de minerais dans des mines.

## **I. 9. Perturbations à l'exploitation du radar :**

### **I. 9. 1. Masque :**

C'est l'effet classique de perte de détection derrière l'obstacle dû au masque physique à la propagation des ondes électromagnétiques. Cet effet est en réalité plus complexe à cause du phénomène de diffraction qui induit une courbure des trajets de propagation sur les bords et autorise une certaine visibilité dégradée derrière l'obstacle même. Les conséquences sont celui d'un affaiblissement des signaux en limite du volume masqué, allant jusqu'à la perte complète au centre de ce volume, derrière l'obstacle même. La configuration de l'obstacle au sol confine les difficultés aux altitudes faibles. Sauf configurations particulières dues au relief, cette situation peut se rencontrer pour tout type d'obstacle. L'originalité est ici la hauteur et la finesse des structures étudiées qui favorisent l'effet de diffraction.

### **I. 9. 2. Fausses alarmes (faux échos) :**

Plusieurs situations peuvent être à l'origine de la création de faux échos. Il peut s'agir de la réflexion du signal radar incident sur les surfaces de l'obstacle fixes ou mobiles. Il peut s'agir, beaucoup plus rarement, de la réflexion d'un signal à destination ou en provenance d'une cible utile. C'est un trajet multiple sur lequel les mesures de distance et d'azimut seront faussées. La génération de faux échos par réflexion sur les parties fixes de la structure est une situation classique d'échos fixes.

## **I. 10. Radar secondaire et ses évolutions :**

Un des outils qui permettent aux contrôleurs aériens d'assurer la sécurité des avions en vol est le radar secondaire de surveillance (SSR). Ce radar ne détecte pas la réflexion d'un écho sur un avion comme le radar primaire, mais fonctionne sur un mode de questions-réponses.

C'est la surveillance coopérative. Elle est assurée grâce à la participation active de la cible à la détection. Cette dernière est équipée d'un transpondeur. Ce transpondeur reçoit des interrogations du radar et répond. Les avions possèdent un transpondeur dont le but est de recevoir et de répondre aux requêtes du radar secondaire.

## **I. 11. Principe des traitements :**

Nous citons ici quelques principes de traitements :

- Détection : Reconnaissance d'une structure de réponse émise uniquement par un transpondeur.

- Mesure de distance : C'est la mesure du temps de propagation des ondes radioélectriques en tenant compte du trajet aller-retour et du retard systématique introduit par le traitement du transpondeur.

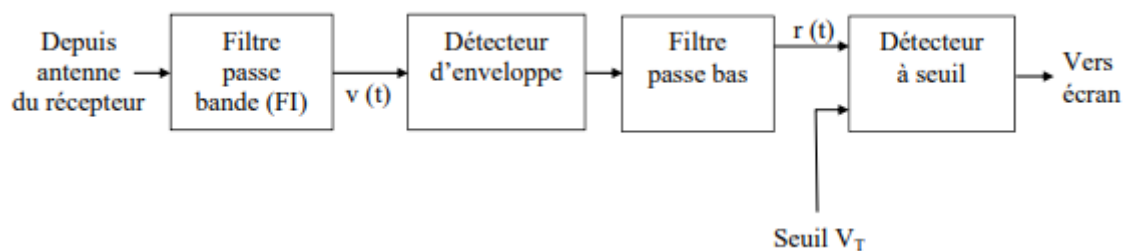
- Mesure d'azimut : L'utilisation d'une antenne directive tournante permet de connaître la direction dans laquelle se trouve l'avion en mesurant la position de l'antenne par rapport au Nord Géographique.

- Identification et altitude de la cible : Ces deux fonctions sont permises grâce au décodage de la réponse du transpondeur.

## I.12 .Détection pour les Systèmes Radar :

### I.12. 1. Détection en présence de bruit :

Un diagramme bloc simplifié pour récepteur radar qui emploie un détecteur d'enveloppe suivi d'une décision à seuil est montré sur la figure (II. 1). Le signal à l'entrée du récepteur est composé du signal écho radar  $s(t)$  et d'un bruit Gaussien additif blanc  $n(t)$  à moyenne nulle et variance  $\Psi^2$  [3].



**Figure I.7: diagramme bloc amplifié d'un détecteur d'enveloppe et récepteur à seuil**

Le bruit d'entrée est supposé spatialement incohérent et non corrélé avec le signal utile. La sortie du filtre passe bande est le signal  $v(t)$ , qui peut être exprimé par [3] :

$$v(t) = v_I(t) \cos(\omega_0 t) + v_Q(t) \sin(\omega_0 t) = r(t) \cos(\omega_0 t - \varphi(t))$$

$$v_I(t) = r(t) \cos \varphi(t)$$

$$v_Q(t) = r(t) \sin \varphi(t)$$

(I.7)

Où :

$\omega_0 = 2\pi f_0$  ; fréquence d'opération ou de travail du radar.

$r(t)$  est l'enveloppe de  $v(t)$ .

La phase est  $\varphi(t) = \arctan(V_Q/V_I)$ .

I, Q : sont de suite la composante en phase et en quadrature.

Une cible est détectée quand  $r(t)$  dépasse la valeur seuil  $V_T$  ; où les hypothèses de décision sont :

$S(t) + n(t) > V_T \Rightarrow$  Détection.

$N(t) > V_T \Rightarrow$  fausse alerte.

Avec :  $n(t)$  est le bruit.

Le cas où le bruit soustrait du signal en présence de la cible pour rendre  $r(t)$  inférieur au seuil est appelée faille. Les concepteurs de radar cherchent toujours à maximiser la probabilité de détection pour une probabilité de fausse alerte donnée. La sortie du filtre IF est une variable aléatoire complexe qui est composée soit du bruit seul ou bien du bruit plus le signal écho ; qui est de forme sinusoïdale d'amplitude  $A$  :  $s(t) = A \cos(\omega_0 t)$

Les composantes correspondantes au premier cas sont données par :

$$V_I(t) = n_I(t)$$

$$V_Q(t) = n_Q(t)$$

(I.8)

et pour le deuxième cas:

$$V_I(t) = A + n_I(t) = r(t) \cos \varphi(t) \Rightarrow n_I(t) = r(t) \cos \varphi(t) - A$$

$$V_Q(t) = n_Q(t) = r(t) \sin \varphi(t)$$

(I.9)

Où les composantes du bruit  $n(t)$  et  $n_Q(t)$  sont non-corrélées et à moyenne nulle et variance  $\Psi^2$ .

La Fonction de Densité de Probabilité (FDP) associée ou conjointe des deux variables aléatoires  $n_I$  et  $n_Q$  est donnée par l'expression [3] :

$$\begin{aligned} f(n_I, n_Q) &= \frac{1}{2\pi\varphi^2} \exp\left(-\frac{n_I^2 + n_Q^2}{2\varphi^2}\right) \\ &= \frac{1}{2\pi\varphi^2} \exp\left(-\frac{(r \cos \varphi - A)^2 + (r \sin \varphi)^2}{2\varphi^2}\right) \end{aligned}$$

(I.10)

La FDP associée des variables aléatoires  $r(t)$  et  $\varphi(t)$  (module et phase de  $v(t)$ ), sera donnée par :

$$f(r, \varphi) = f(n_I, n_Q) |J| \quad (\text{I.11})$$

Avec :

$$[J] = \begin{bmatrix} \frac{\partial n_I}{\partial r} & \frac{\partial n_I}{\partial \varphi} \\ \frac{\partial n_Q}{\partial r} & \frac{\partial n_Q}{\partial \varphi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Le déterminant de la matrice des dérivées est appelé le Jaco bien et est égale dans ce cas à :

$$|J| = r(t) \quad (\text{I.13})$$

La substitution des équations (I. 10) et (I. 13) à l'équation (I. 11) et la collection des termes donnent [3] :

$$f(r, \varphi) = \frac{r}{2\pi\varphi^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\varphi^2}\right) \exp\left(\frac{rA \cos \varphi}{\varphi^2}\right) \quad (\text{I.14})$$

La FDP pour  $r(t)$  est obtenue par intégration de l'équation (I. 14) sur le domaine de  $\varphi(t)$ , c'est à dire [3] :

$$f(r) = \int_0^{2\pi} f(r, \varphi) d\varphi = \frac{r}{\varphi^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\varphi^2}\right) \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp\left(\frac{rA \cos \varphi}{\varphi^2}\right) d\varphi \quad (\text{I.15})$$

Où l'intégrale de l'équation (I. 15) est connue sous le nom de la fonction de Bessel modifiée d'ordre zéro (0), donnée par [3] :



$$I_0(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{\beta \cos \theta} d\theta$$

(I.16)

Ainsi :

$$f(r) = \frac{r}{\varphi^2} I_0\left(\frac{rA}{\varphi^2}\right) \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\varphi^2}\right)$$

(I.17)

Qui n'est autre que la densité de probabilité de Rice.

En cas de bruit seul, c'est-à-dire  $A/\Psi^2 = 0$ , alors l'équation (I. 17) devient la fonction de densité de probabilité de Rayleigh, donnée par :

$$f(r) = \frac{r}{\varphi^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\varphi^2}\right)$$

(I.18)

Dans le cas où le rapport  $(A/\Psi^2)$  est très grand, alors l'équation (I. 17) devient la fonction de densité de probabilité de Gauss de moyenne  $A$  et de variance  $\Psi^2$ , exprimée par :

$$f(r) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi\psi^2}} \exp\left(-\frac{(r - A)^2}{2\psi^2}\right)$$

(I.19)

La fonction de densité de probabilité pour la variable aléatoire  $\varphi$  est obtenue par intégration sur la variable  $r$ , c'est à dire [3] :

$$f(\varphi) = \int_0^r f(r, \varphi) dr$$

(I.20)

Le développement de cette expression est très lourd et par conséquent nous en donnons directement le résultat [3]

$$f(\varphi) = \frac{1}{2\pi} \exp\left(\frac{-A^2}{2\varphi^2}\right) + \frac{A \cos \varphi}{\sqrt{2\pi\psi^2}} \exp\left(\frac{-(A \sin \varphi)^2}{2\psi^2}\right) F\left(\frac{A \cos \varphi}{\psi}\right)$$

(I.21)

Où :

$$F(x) = \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\zeta^2/2} d\tau \quad (\text{I.22})$$

On note le cas de présence de bruit seul, c'est à dire  $A=0$ , alors l'équation (I. 21) se confond à une FDP uniforme sur l'intervalle  $[0, 2\pi]$ . Une bonne approximation pour la fonction  $F(x)$  est donnée par :

$$F(x) = 1 - \left( \frac{1}{0.661x + 0.339\sqrt{x^2 + 5.51}} \right) \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} \quad x \geq 0 \quad (\text{I.23})$$

Pour les valeurs négatives de  $x$ , on aura:

$$F(-x) = 1 - F(x) \quad (\text{I.24})$$

### I.12. 2. Probabilité de fausse alerte :

La probabilité de fausse alerte  $P_{fa}$  est définie comme étant la probabilité qu'un échantillon  $r_e$  du signal  $r(t)$  excèdera le seuil  $V_t$  en présence du bruit seul. Ceci dit que cette probabilité aura pour expression [3] :

$$P_{fa} = \int_{V_T}^{\infty} \frac{r}{\psi^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\psi^2}\right) dr = \exp\left(\frac{-V_T^2}{2\psi^2}\right) \quad (\text{I.25})$$

Ce qui donne encore :

$$V_T = \sqrt{2\psi^2 \ln\left(\frac{1}{P_{fa}}\right)} \quad (\text{I.26})$$

Le temps de fausse alerte  $T_{fa}$  est lié à la probabilité de fausse alerte par :

$$T_{fa} = t_{int} P_{fa} \quad (\text{I.27})$$

Où  $t_{int}$  représente le temps d'intégration radar ou le temps moyen pour lequel la sortie du détecteur d'enveloppe dépasse le seuil  $V_T$ . Etant donné que la bande opérationnelle du radar, notée par  $B$ , est l'inverse de  $t_{int}$ , alors par substitution de l'équation (I. 26) à l'équation (I. 27), on pourra écrire  $T_{fa}$  sous la forme [3] :

$$T_{fa} = \frac{1}{B} \exp\left(\frac{-V_T^2}{2\psi^2}\right) \quad (\text{I.28})$$

Minimiser  $T_{fa}$  revient à augmenter la valeur du seuil  $V_T$  et le résultat serait que la sensibilité du radar diminuera. Alors, le choix d'une valeur acceptable pour  $T_{fa}$  devient un compromis dépendant du mode opérationnel du radar. Fehlner définit le nombre ou taux de fausses alertes par [3] :

$$n_{fa} = \frac{\ln(2)}{\ln(1 - P_{fa})} \approx \frac{\ln(2)}{P_{fa}} \quad (\text{I.29})$$

A part la définition de l'équation (I. 29), l'expression la plus commune utilisée pour le nombre de fausse alerte est celle introduite par Marcum. Celui-ci définit ce nombre comme étant l'inverse de la probabilité de fausse alerte  $P_{fa}$ .

### I.12.3. Probabilité de détection :

La probabilité de détection  $P_D$  est la probabilité qu'un échantillon du signal  $r(t)$  dépassera le seuil  $V_T$  en présence du bruit et du signal utile. Alors, cette probabilité aura pour expression [3] :

$$P_D = \int_{V_T}^{\infty} \frac{r}{\psi^2} I_0\left(\frac{rA}{\psi^2}\right) \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\psi^2}\right) dr \quad (\text{I.30})$$

Sachant que  $(V_T^2 / 2\psi^2) = \ln(1/P_{fa})$ , alors l'équation (I. 30) peut être mise sous la forme [6] :

$$P_D = \int_{\sqrt{2\psi^2 \ln\left(\frac{1}{P_{fa}}\right)}}^{\infty} \frac{r}{\psi^2} I_0\left(\frac{rA}{\psi^2}\right) \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\psi^2}\right) dr =$$

$$Q \left[ \sqrt{\frac{A^2}{2\varphi^2}} \cdot \sqrt{2 \ln \left( \frac{1}{P_{fa}} \right)} \right] \quad (\text{I.31})$$

Avec :

$$Q[\alpha, \beta] = \int_{\beta}^{\alpha} \zeta I_0(\alpha \zeta) e^{-(\zeta^2 + \alpha^2)/2} d\zeta \quad (\text{I.32})$$

Q est appelée la fonction Q de Marcum. Quand  $P_{fa}$  est faible et que  $P_D$  est relativement élevée de façon à ce que  $V_T$  soit aussi élevé, alors l'équation (I. 31) peut être approchée par :

$$P_D = F \left( \frac{A}{\psi} - \sqrt{2 \ln \left( \frac{1}{P_{fa}} \right)} \right) \quad (\text{I.33})$$

Où la fonction F (x) a été déjà donnée par l'expression (I. 22). Plusieurs approximations pour le calcul de l'expression (I.31) ont été réalisées. Parmi celles-ci, on retrouve l'expression donnée par North :

$$P_D \approx 0.5 \times \operatorname{erfct}(\sqrt{-\ln P_{fa}} - \sqrt{SNR + 0.5}) \quad (\text{I.34})$$

Où le complémentaire de la fonction erreur est donnée par :

$$\operatorname{erfct}(z) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-v^2} dv \quad (\text{I.35})$$

L'intégrale donnée sur l'expression (I. 32) est très compliqué. En conséquence elle ne peut être calculée que par intégration numérique. C'est notre objectif principal dans ce mémoire, où l'on se propose un calcul numérique de l'expression (I. 32).

### I.12.4. Intégration d'impulsion :

Une fois le rapport signal sur bruit (SNR) est décidé, on sera en mesure de déterminer la meilleure forme d'impulsion qui satisfera ce SNR ou bien par équivalence la probabilité de détection PD. Souvent, aucune forme d'impulsion n'est capable de répondre aux exigences et de garantir un SNR minimal pour une certaine portée. Dans ce cas, le radar devra attendre jusqu'à ce que la cible soit assez proche pour avoir une détection ! Heureusement qu'il y a une alternative à ceci. En effet l'intégration cohérente et non-cohérente d'impulsion est une technique qui améliore le SNR sans attendre que la cible se rapproche du radar.

Quand une cible est sur le faisceau du radar durant un balayage, elle réfléchira plusieurs impulsions. En additionnant ces échos, le SNR et par conséquent la sensibilité du radar, augmenteront. Le nombre d'échos ou d'impulsions retournées dépend de la fréquence de balayage et de la fréquence de répétition d'impulsions (PRF). Le procédé d'addition des échos est connu sous le nom d'intégration d'impulsion radar.

L'intégration d'impulsion peut être réalisée avant le détecteur d'enveloppe. On parle alors d'intégration cohérente ou d'intégration pré-détection. L'intégration cohérente préserve la relation en phase entre les impulsions reçues. Ainsi un accroissement dans l'amplitude du signal est réalisé. A l'inverse, l'intégration d'impulsion réalisée après le détecteur d'enveloppe, où la relation en phase entre impulsions est détruite, est appelée intégration non-cohérente ou intégration post-détection.

### I.12.5. Intégration cohérente :

En intégration cohérente, si un intégrateur parfait est utilisé, alors l'intégration de  $n_p$  impulsions amplifiera le SNR par le même facteur  $n_p$ .

Dans le but de démontrer ceci, nous allons considérer le cas où le signal écho ou retour contient le signal utile  $s(t)$  et le bruit additif non corrélé  $n(t)$ .

Dans le cas où nous avons une seule impulsion, l'écho sera composé du signal  $s(t)$  et du bruit  $n(t)$ . Alors on exprimera le SNR par :

$$SNR_1 = \frac{E[s(t) * s^*(t)]}{E[n(t) * n^*(t)]} \quad (\text{I.36})$$

E : espérance ou moyenne statistique.

Puisque  $s(t)$  est un signal déterministe et que  $n(t)$  est un signal aléatoire et sans corrélation excepté avec lui-même, alors on aura :

$$SNR_1 = \frac{s^2(t)}{n^2(t)}$$

(I.37)

Maintenant, nous allons considérer le cas de  $n_p$  impulsions où l'écho est composé de la somme de  $n_p$  copie du signal  $s(t)$  et de  $n_p$  bruits non corrélés. Dans ce cas nous pouvons écrire pour le SNR obtenu pour  $n_p$  impulsions :

$$SNR_{np} = \left( \frac{E \left[ \sum_{i=1}^{i=np} s_i(t) * \sum_{j=1}^{j=np} s_j^*(t) \right]}{E \left[ \sum_{i=1}^{i=np} n_i(t) * \sum_{j=1}^{j=np} n_j(t) \right]} \right) \quad (\text{I.38})$$

Qu'on peut mettre sous la forme:

$$SNR_{np} = \frac{n_p^2 s^2(t)}{n_p n^2(t)} = n_p SNR_1 \quad (\text{I.39})$$

Ceci montre clairement que le SNR résultant de l'intégration de  $n_p$  impulsions est supérieur au SNR d'une seule impulsion dans le même rapport  $n_p$ . Malheureusement, la connaissance exacte de la phase de chaque impulsion transmise ainsi que le maintien de la cohérence durant la propagation est un grand défi et une opération très coûteuse. Par conséquent, le radar ne peut utiliser l'intégration cohérente en mode recherche puisque la dynamique de la cible lui est entièrement inconnue.

### I.12.6. Intégration non-cohérente :

L'intégration non-cohérente est souvent mise en œuvre après le détecteur d'enveloppe, connu aussi sous le nom de détecteur quadratique. Le diagramme bloc d'un récepteur radar utilisant un détecteur à loi carré et une intégration non-cohérente est illustré sur la figure (I.9).

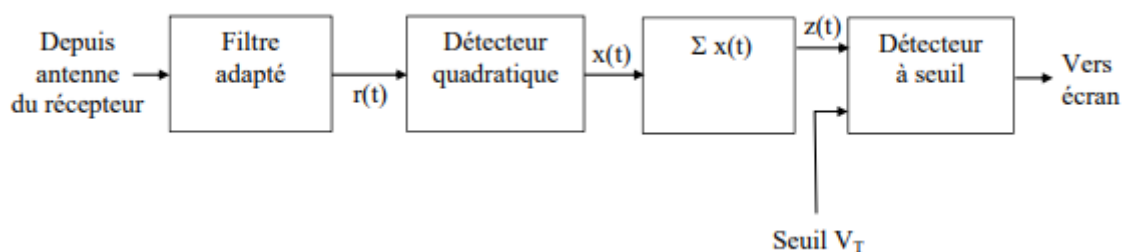


Figure I.8 : diagramme bloc simplifié d'un détecteur à loi carré et intégration non-Cohérente

La FDP du signal  $r(t)$  a été déjà définie dans l'équation (I. 17). Nous allons définir "y" comme étant la nouvelle variable sans dimensions :

$$y_n = \frac{r_n}{\psi} \quad (\text{I.40})$$

Ainsi que :

$$\mathfrak{R}_P = \frac{A^2}{\psi^2} = 2SNR \quad (\text{I.41})$$

Il s'ensuit que la FDP de la nouvelle variable sera donnée par [6] :

$$f(y_n) = f(r_n) \left| \frac{dr_n}{dy_n} \right| = y_n I_0(y_n \sqrt{\mathfrak{R}_P} \exp(-\frac{y_n^2 + \mathfrak{R}_P}{2})) \quad (\text{I.42})$$

La sortie du détecteur quadratique est proportionnel au carré de son entrée, qui après changement de variable dans l'équation (I. 46), sera proportionnel à  $y_n$ . Ainsi il serait plus judicieux de définir une autre nouvelle variable défini par :

$$x_n = \frac{1}{2} y_n^2 \quad (\text{I.43})$$

La FDP de la nouvelle variable à la sortie du détecteur quadratique sera donnée par :

$$f(x_n) = f(y_n) \left| \frac{dy_n}{dx_n} \right| = \exp\left(-\left(x_n + \frac{\mathfrak{R}_P}{2}\right)\right) I_0(\sqrt{2x_n z \mathfrak{R}_P}) \quad (\text{I.44})$$

L'intégration non-cohérente de  $n_p$  impulsions est réalisée par :

$$z = \sum_{n=1}^{n_p} x_n \quad (\text{I.45})$$

Puisque les variable aléatoire  $x_n$  sont indépendantes, alors la FDP de la variable  $z$  sera exprimée par :

$$f(z) = f(x_1) * f(x_2) * \dots * f(x_{n_p})$$

(I.46)

L'opérateur (\*) indique symboliquement le produit de convolution. Les caractéristiques des FDP individuelles peuvent être utilisées pour le calcul de la FDP conjointe donnée sur l'expression (I. 46). Le résultat final sera [3] :

$$f(z) = \left(\frac{2z}{n_p \mathfrak{R}_p}\right)^{\frac{n_p-1}{2}} \exp\left(-z - \frac{1}{2}n_p \mathfrak{R}_p\right) I_{n_p-1}\left(\sqrt{2n_p z \mathfrak{R}_p}\right)$$

(I.47)

$I_{n_p-1}$  est la fonction de Bessel modifiée d'ordre  $n_p-1$ . Ainsi, la probabilité de détection est obtenue par intégration de  $f(z)$  depuis la valeur seuil  $V_T$  jusqu'à l'infini. De la même façon, la probabilité de fausse alerte sera obtenue en laissant  $\mathfrak{R}_p$  tendre vers zéro et en intégrant la FDP depuis le seuil  $V_T$  jusqu'à l'infini. Des expressions approximatives pour ces intégrales ne sont pas disponibles. En conséquence les techniques numériques sont souvent utilisées pour générer des tables à valeurs pour la probabilité de détection.

### I.12.7. Facteur d'amélioration et perte d'intégration :

On note par  $(SNR)_{NCI}$ , le SNR requis pour aboutir à une probabilité de détection spécifique  $P_D$  pour une certaine probabilité de fausse alerte  $P_{fa}$  quand  $n_p$  impulsions seront intégrées d'une manière non-cohérente. Ainsi, le SNR pour une seule impulsion noté  $(SNR)_1$  serait inférieur à  $(SNR)_{NCI}$ . Plus précisément, on écrit :

$$(SNR)_{NCI} = (SNR)_1 \times I_{n_p}$$

(I.48)

Où  $I_{n_p}$  est appelé le facteur d'amélioration. Une expression empirique pour ce facteur a été dérivée [6] :

$$[I(n_p)]_{dB} = 6.79(1 + 0.235P_D)\left(1 + \frac{\log\left(\frac{1}{P_{fa}}\right)}{46.6}\right)\log(n_p) \\ 1 - 0.140 \log(np) + 0.018310(\log n_p)(\log n_p)^2)$$

(I.49)

La perte d'intégration est définie quant à elle par :

$$L_{NCI} = n_p / I(n_p)$$



**(I.50)**

Il s'ensuit que lors de l'utilisation de l'intégration non-cohérente, le SNR correspondant à l'aboutissement d'une certaine probabilité de détection  $P_D$  pour une certaine probabilité de fausse alerte  $P_{fa}$  sera donnée par l'expression:

$$(SNR)_{NCI} = (n_p \times (SNR)_1) / L_{NCI}$$

**(I.51)**

***Chapitre II : Fonction  
d'ambiguïté et formes d'onde***

## II. Introduction :

Le système radar est composé de plusieurs éléments, chacun joue un rôle important, il fonctionne au moyen d'un type particulier des formes d'ondes.

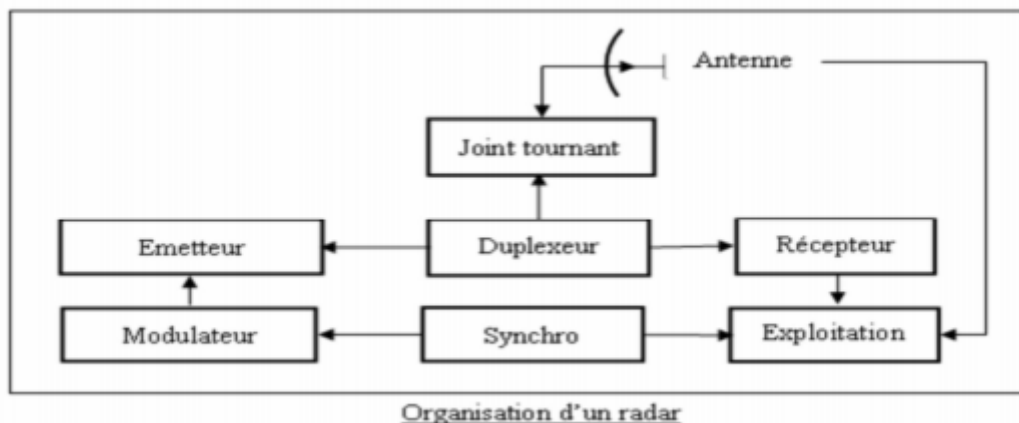
La diversité des formes d'onde devient rapidement l'une des méthodes les plus puissantes par lesquelles les systèmes de détection peuvent être adaptés de manière dynamique à leur environnement.

Le choix d'un type d'onde particulier et d'une technique de traitement du signal dans un système radar dépend fortement de la mission et du rôle spécifiques du radar. Le meilleur choix sur les diverses formes d'onde conduisant aux bonnes performances du système radar peut être apprécié par la fonction d'ambiguïté.

Les graphes de la fonction d'ambiguïté obtenus dépendent essentiellement de types de forme d'ondes émises par le radar. De plus, ces résultats de simulation sont obtenus par l'emploi du logiciel Matlab au moyen duquel on a fait la programmation des expressions et modèles mathématiques correspondant à notre étude.

### II.2. Composantes d'un système radar :

Les 4 parties importantes du radar qui sont l'émetteur, le récepteur, les antennes avec les composants associés, et la partie traitement du signal de système radar vont être décrites sur La figure ci-dessous qui résume les composants d'un système radar :



**Figure II.1 : Les différents composants de système radar**

**Emetteur** : qui génère l'onde radio.

**Modulateur** : Le modulateur est un circuit électronique qui permet de fractionner le signal radio en pulsations et constitue la partie active de l'émetteur, il fait aussi le stockage de l'énergie entre deux impulsions et la mise en forme de l'impulsion (modulation d'impulsion) [4].[5]

**Duplexeur** : commutateur électronique qui 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 mono-statique. Il permet donc d'utiliser la même antenne pour les deux fonctions : émission et réception. 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.

**Antenne radar** : Un conducteur parcouru par un courant électrique alternatif produit un champ électromagnétique qui rayonne dans l'espace environnant. Ainsi, un ensemble de conducteurs élémentaires, traversé par des courants variables puissants, forme une antenne radio éditrice. Selon l'alignement de ses conducteurs élémentaires, une antenne peut être plus ou moins directive. L'antenne radar exploite les propriétés des ouvertures planes rectangulaires et diffuse l'onde électromagnétique vers la cible avec le minimum de perte. Sa vitesse de déplacement, rotation et/ou balancement, ainsi que sa position, en élévation comme en azimut, sont asservies, soit mécaniquement au moyen de moteur, soit électroniquement au moyen de pondération en amplitude et en phase.

**Récepteur** : Qui reçoit le signal incident (cible-antenne-guide d'ondes-duplexeur), le fait émerger des bruits radios parasites, l'amplifie et le traite.

**Etage de traitement de signal** : Permettant de traiter le signal brut afin d'en extraire des données utiles à l'opérateur (détection, suivi et identification de cible; extraction de paramètres météorologiques, océanographiques, etc.). Le tout est contrôlé par le système électronique du radar. Les données obtenues sont alors affichées aux utilisateurs.

**L'affichage radar** : La fonction principale de l'indicateur est de fournir un affichage visuel des plages et des paliers des cibles radar à partir desquels des échos sont reçus. Dans Système de radar de base le type d'affichage utilisé est la Position du Plan Indicateur (PPI) qui est essentiellement un diagramme polaire. Les images des échos cibles sont reçues et affichées soit sur leurs roulements relatifs ou véritables, soit sur leurs distances du centre PPI [6].

**Filtre adapté** : Un filtre adapté (Matched filter) est le filtre linéaire optimal pour maximiser le rapport signal sur bruit (S/B) pour un signal connu et en présence bruit stochastique. Ces filtres sont souvent utilisés dans la détection d'un signal inconnu en corrélation avec un signal déjà connu dit de « signature » [7].

## **II.3. La fonction d'ambiguïté :**

### **II.3.1. Définition :**

La fonction d'ambiguïté est un outil essentiel qui a été introduit par Ville [8-9] à l'occasion d'un problème de la théorie de la détection en radar qui caractérise les propriétés du signal comme instrument de mesure. La fonction d'ambiguïté décrite, en fonction des variables de retard temporel  $\tau$  et de la fréquence Doppler  $f$ , la réponse du filtre adapté ou niveau du récepteur radar au signal émis  $u t$  avec comme entrée le signal émis affecté d'un retard  $\tau$  et d'un Doppler  $f$  [10-11].

Cette fonction est normalement utilisée par les concepteurs de radars comme un moyen d'étudier différentes formes d'ondes. Elle peut donner un aperçu de la façon dont les différentes Les formes d'onde radar peuvent convenir aux diverses applications radar [12].

La forme générale de la fonction d'ambiguïté est définie par :

$$|\chi_u(\tau, f_d)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u^*(t + \tau)e^{j2\pi f_d t} dt \right| \tag{II.1}$$

D'où :

$\tau$  : temps.

$v$  : la fréquence.

$u$  : est l'enveloppe complexe du signal  $s(t)$ .

### II.3.2. Propriétés de la fonction d'ambiguïté :

Les principales propriétés de la fonction d'ambiguïté qui sont mentionnées ci-dessous [10] :

- Cette propriété indique que la fonction d'ambiguïté idéale présenterait un pic au centre  $\tau, f_d = (0, 0)$  et serait nulle ailleurs.
- Le maximum de cette fonction, correspondant à l'énergie du signal  $u(t)$ , est atteint uniquement à l'origine  $(0, 0)$ .
- Le volume global de cette fonction est constant :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\chi_u(\tau, f_d)|^2 d\tau df_d = 1 \tag{II.2}$$

- La fonction d'ambiguïté est symétrique par rapport à l'origine :

$$|\chi_u(-\tau, -f_d)| = |\chi_u(\tau, f_d)| \tag{II.3}$$

- La fonction d'inter-ambiguïté est la réponse temporelle du filtre adapté appliqué au signal  $(t)$  rétrodiffusé par l'environnement radar :

$$|\chi_{r,u}(\tau, f_d)| = \int_{-\infty}^{\infty} r(t)u^*(t + \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \tag{II.4}$$

### II.3.3. Le diagramme de la fonction d'ambiguïté :

On appelle diagramme d'ambiguïté le tracé du module de  $\chi_r, \tau, f_d$ . C'est une représentation de la forme du signal à la sortie du récepteur en l'absence de bruit en fonction du temps et de la fréquence [12].

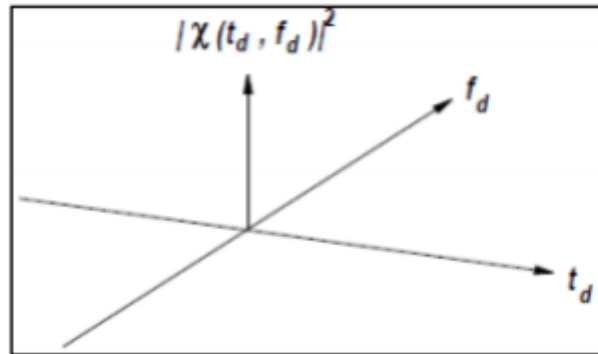


Figure II.2: Le diagramme de la fonction d'ambiguïté.

Pour faciliter le traitement en vue de la détection, le signal émis possède certaines propriétés qui définissent ce que l'on appelle la forme d'onde. Afin de pouvoir détecter une cible il est nécessaire de pouvoir relier le signal qu'elle réfléchit à la forme d'onde émise. Pour cela il faut connaître, outre la forme d'onde [13].

### II.4. Les formes d'onde :

La forme d'onde exprime la forme du graphe qui est utilisé au niveau du radar et influe de façon significative sur ses performances. 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, pour classifier des formes d'ondes nous avons utilisé les paramètres suivant [14-15]:

1. Utilisation de la modulation intra -impulsion.
2. Technique de compression d'impulsion.
3. Type de codage de fréquence.
4. Type de codage de phase.
5. La forme de la forme d'onde.
6. Etat de discrétisation.

**II.4.1. Importance de choix des formes d'ondes :**

Pour déterminer les caractéristiques et les propriétés du système radar, il est très important de choisir la bonne forme d'onde parce que ce choix doit être adapté à l'application radar. Nous avons distingué les caractéristiques principales du radar qui dépendent de leur la forme d'onde [16]:

**II.4.1.1 Performance :**

La performance d'un radar peut être définie par la résolution, la détection de cible, la mesure, et la classification.

**1. Résolution :** La résolution angulaire est la possibilité de séparer les cibles à la même portée mais sur des roulements différents.

**2. Mesure :** La mesure du radar est le processus d'estimation des paramètres cibles, qui sont les coordonnées angulaires, la portée, la vitesse radiale et la section transversale du radar que nous avons bien expliqué dans le chapitre précédent.

**3. Classification :** La classification de la cible est une spécificité nécessaire des radars modernes, qui non seulement peuvent détecter la position cible, mais aussi classer le type de cible.

**II.4.1.2 Facteurs de choix des formes d'onde :**

Il existe un ensemble de facteurs qui influent sur le choix des formes d'ondes radar. Lorsque vous essayez de choisir une forme d'onde spécifique, ces facteurs doivent être adaptés. Ces facteurs comprennent la couverture, la résolution, la mesure, le coût et la complexité du système. On peut récapituler l'ensemble de ces facteurs en ce qui suit [17]:

- |                               |  |
|-------------------------------|--|
| 1. La couverture de portée.   | 5. La mesure d'erreurs.                                  |
| 2. La couverture doppler.     | 6. Rejet des interférences.                              |
| 3. Probabilité de détection.  | 7. Modes de fonctionnement améliorés.                    |
| 4. La capacité de résolution. | 8. Complexité et coût de la production et du traitement. |

**II.4.2 Conception et analyse de la forme d'onde :****➤ L'analyse de la forme d'onde sous Matlab :**

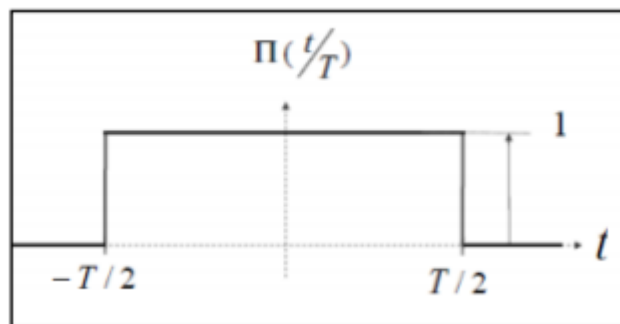
Afin d'examiner les propriétés des signaux couramment utilisés dans les systèmes radar, et de produire des graphiques en 2D et des images en 3D pour visualiser les formes d'ondes, on peut les analyser sous Matlab, il nous permet de modifier les paramètres de la forme d'onde et de voir comment les différentes valeurs de paramètres affectent l'apparence et les propriétés de la forme d'onde. Les paramètres de la forme d'onde comprennent la fréquence de répétition des impulsions (PRF), la durée des impulsions et la largeur de bande. L'application affiche les

caractéristiques de base de la forme d'onde telles que la résolution de la portée, la résolution Doppler et la portée maximale. Nous pouvons superposer simultanément des tracés de plusieurs formes d'onde comme les suivants :

1. Rectangulaire.
2. Modulation de fréquence linéaire (LFM).
3. Stepped FM.
4. Forme d'onde constante de modulation de fréquence (FMCW).
5. Formes d'ondes codées en phase.

#### II.4.2.1 Forme d'onde rectangulaire :

La forme d'onde la plus simple pour un système de radar est probablement une forme d'onde impulsion rectangulaire. Pour cette forme d'onde la largeur d'impulsion est l'inverse de la bande passante.



**Figure II.3: Forme d'onde à impulsion rectangulaire.**

- Une forme d'onde rectangulaire idéale saute instantanément à une valeur constante et y reste pendant un certain temps. Cet exemple représenté dans la figure II.13 deux impulsions de chaque forme d'onde.



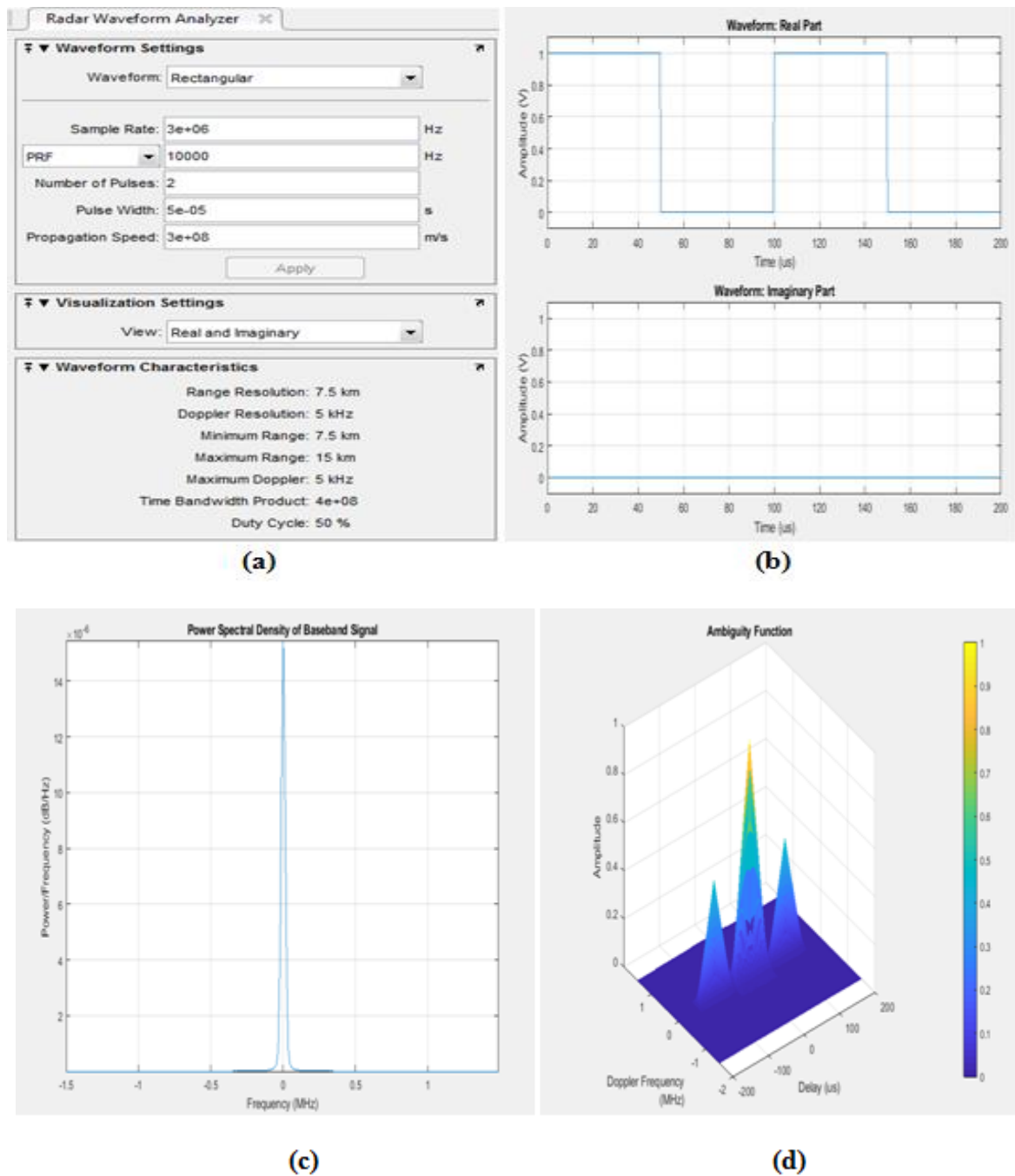


Figure II.4: Une forme d'onde rectangulaire idéale.

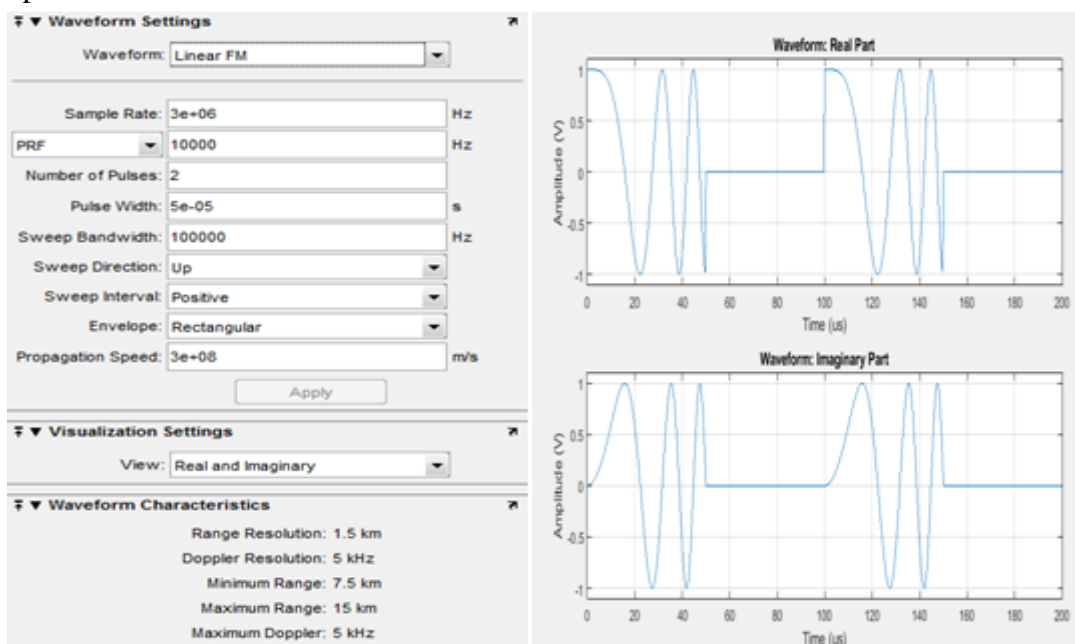
- (a) : les caractéristiques d'une forme d'onde rectangulaire.
- (b) : Création d'une forme d'onde rectangulaire.
- (c) : Création d'une Spectrum.
- (d) : la fonction d'ambiguïté d'une onde rectangulaire.

II.4.2.2 Modulation de fréquence linéaire (LFM) :

L'idée de base de ce type de signaux qu'on désigne sous le nom signal FML (Fréquence Modulée Linéairement) est de balayer la bande de fréquence linéairement pendant la durée de l'impulsion

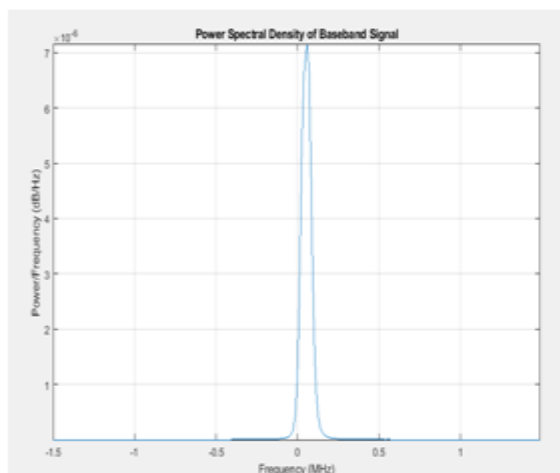
Ce signal est couramment utilisé pour augmenter la précision dans la mesure de la portée et la résolution lorsque de longues impulsions sont nécessaires pour obtenir des raisonnables rapports signal à bruit ET pour améliorer la résolution de la portée.

- Dans l'exemple précédent, la résolution en distance de l'impulsion rectangulaire était mauvaise, environ 7,5 km. Nous pouvons améliorer la résolution de la portée en choisissant un signal avec une plus grande largeur de bande. Un bon choix est une impulsion FM linéaire.

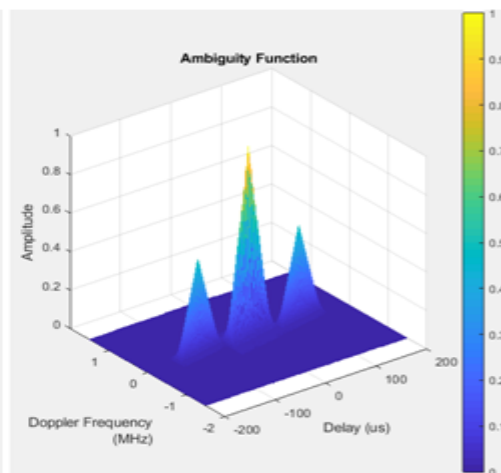


(a)

(b)



(c)



(d)

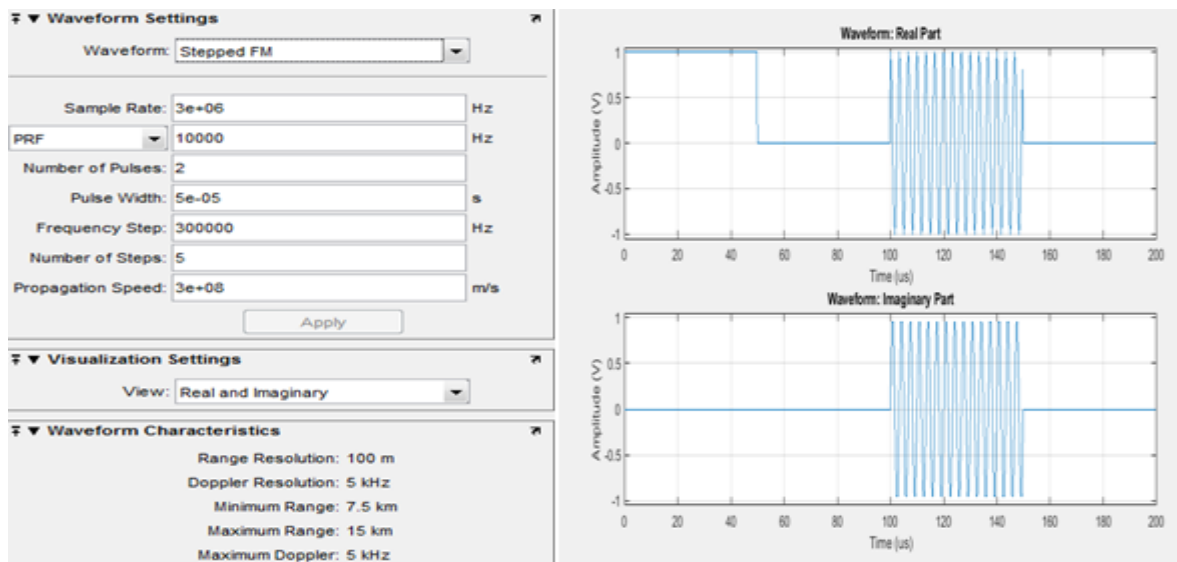
Figure II.5: Exemple Forme d'onde impulsion modulée linéairement améliorée.

- (a) : les caractéristiques d'une forme d'onde LFM.
- (b) : Création d'une forme d'onde LFM.
- (c) : Création de Spectrum.
- (d) : la fonction d'ambiguïté d'une onde LFM

**II.4.2.3 forme d'onde a impulsion FM échelonnée (Stepped FM) :**

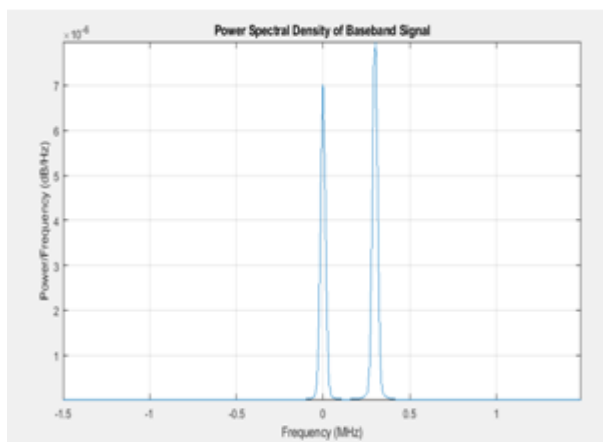
Comme les formes d'onde d'impulsion FM linéaires, les formes d'onde à fréquence échelonnée sont une technique de compression d'impulsion. L'utilisation de cette approche permet d'augmenter la résolution de la portée du radar sans sacrifier la capacité de détection des cibles.

L'exemple utilise la méthode de la largeur de bande pour démontrer que la largeur de bande de la forme d'onde de l'impulsion FM à pas est le produit du pas de fréquence et du nombre

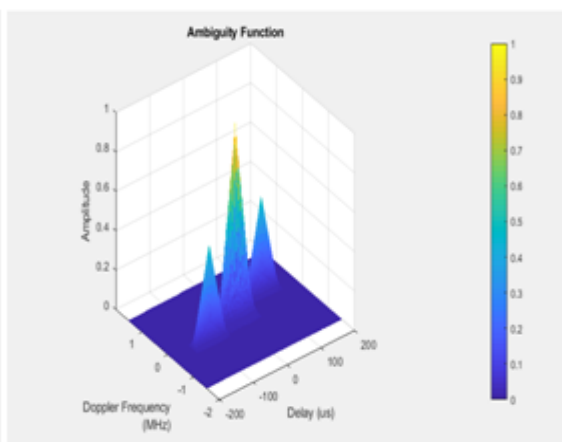


(a)

(b)



(c)



(d)

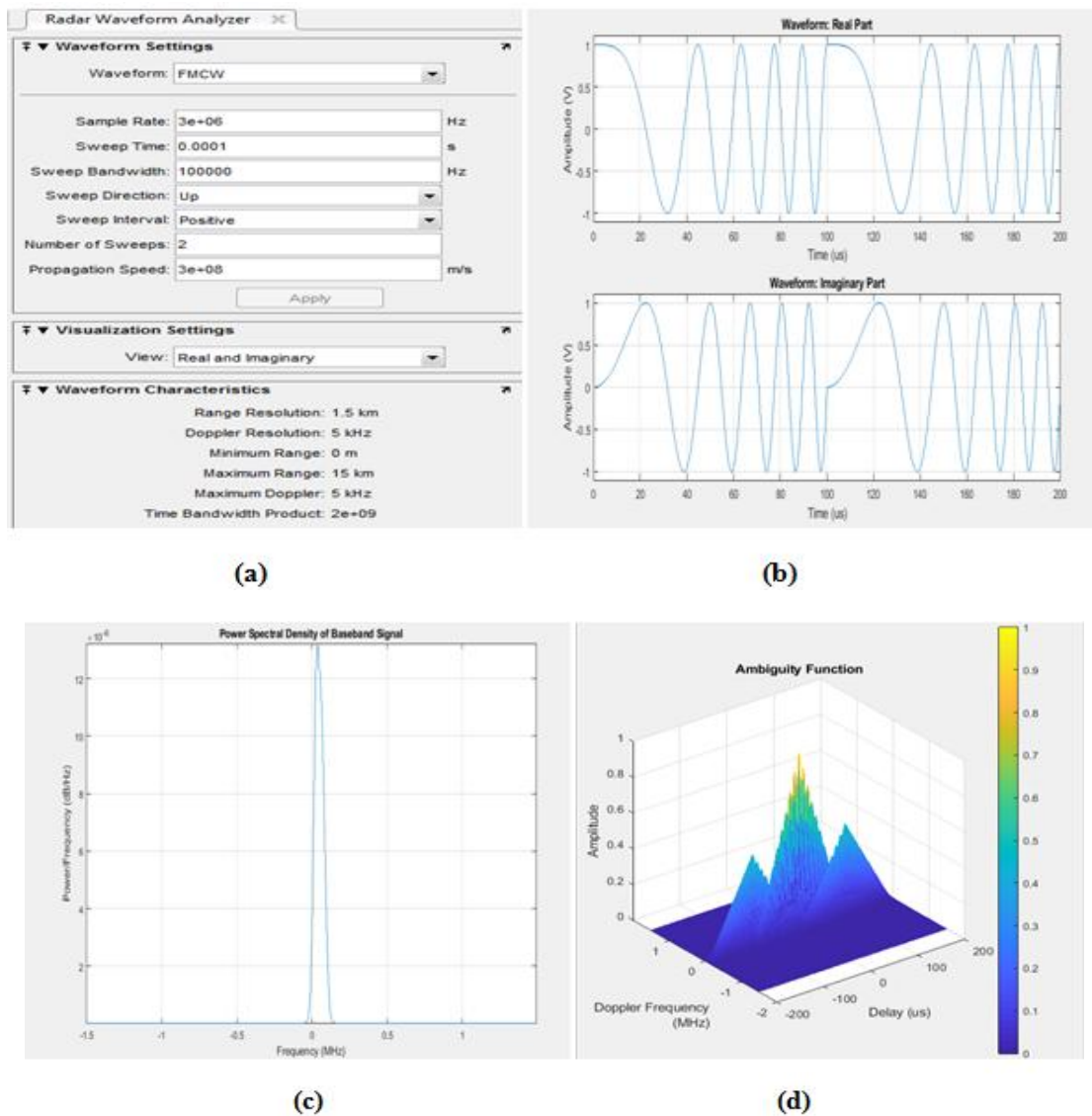
**Figure II.6: example Stepped FM.**

- (a) : Les caractéristiques d'une Forme d'onde FM.
- (b) : création d'une onde FM.
- (c) : création Spectrum FM.
- (d) : la fonction d'ambiguïté d'une onde FM.

**II.4.2.4 Forme d'onde constante de modulation de fréquence (FMCW) :**

Les systèmes radar qui utilisent des formes d'onde à modulation de fréquence et à ondes continues (FMCW) sont généralement plus petits et moins coûteux à fabriquer que les systèmes radar à impulsions.

Les formes d'onde FMCW sont courantes dans les systèmes de radar automobile et les systèmes de radar à pénétration du sol.



**Figure II.7 : Forme d'onde constante de modulation de fréquence (FMCW).**

- (a) : Les caractéristiques d'une Forme d'onde FMCW.
- (b) : Création d'une forme d'onde FMCW.
- (c) : Création de Spectrum FMCW.
- (d) : La fonction d'ambigüité d'une onde FMCW.

### II.4.2.5 Formes d'onde codées en phase :

Les situations dans lesquelles vous pourriez utiliser une forme d'onde à codage de phase au lieu d'un autre type de forme d'onde sont les suivantes :

Lorsqu'une impulsion rectangulaire ne peut pas fournir ces deux caractéristiques :

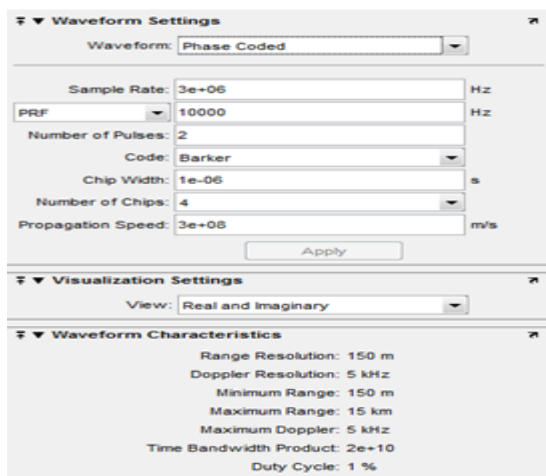
Impulsion suffisamment courte pour une bonne résolution en distance

Une énergie suffisante dans le signal pour détecter l'écho réfléchi au niveau du récepteur

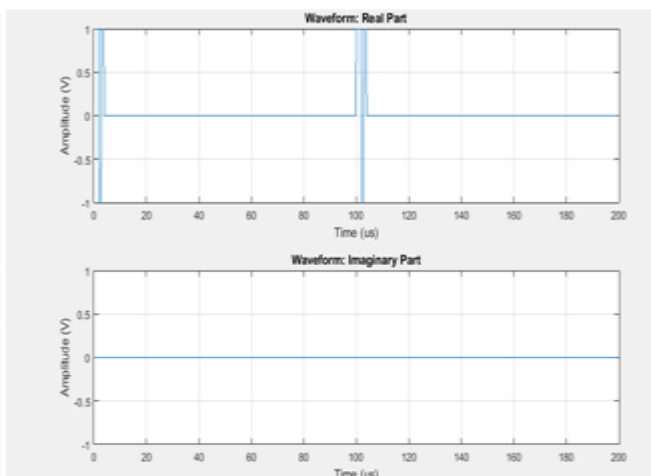
Lorsque deux ou plusieurs systèmes radar sont proches l'un de l'autre et que vous souhaitez réduire les interférences entre eux. Lorsque le traitement numérique suggère d'utiliser une forme d'onde avec un ensemble discret de phases. Par exemple, une forme d'onde codée par Barker est une forme d'onde biphasée.

Inversement, vous pouvez utiliser une autre forme d'onde au lieu d'une forme d'onde codée en phase dans les situations suivantes :

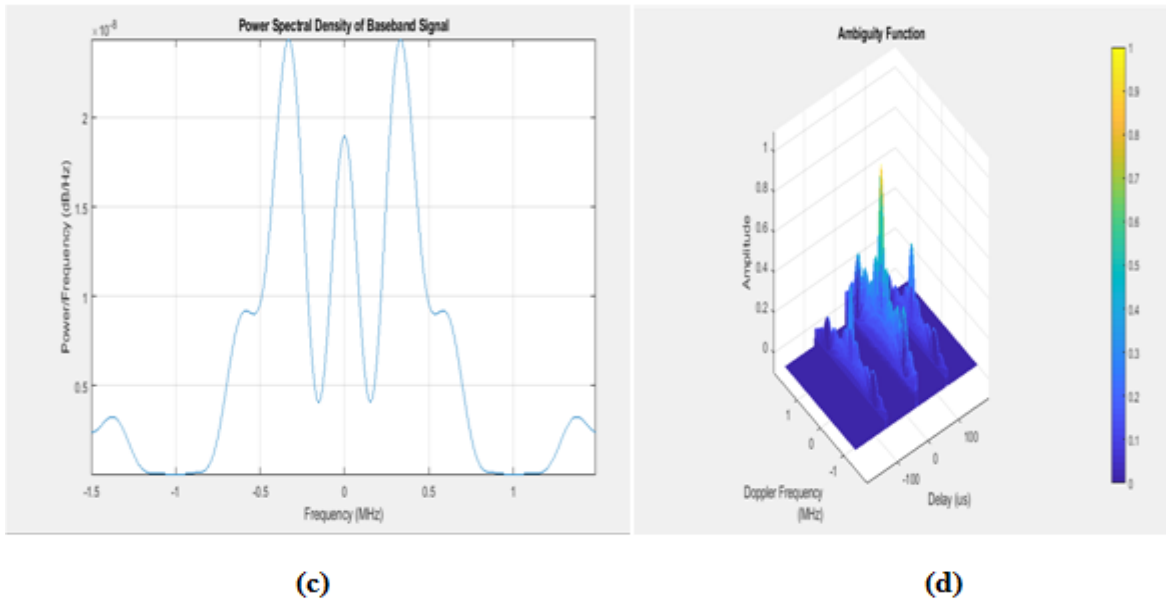
Lorsque vous avez besoin de détecter ou de suivre des cibles à grande vitesse. Les formes d'onde codées en phase ont tendance à être peu performantes lorsque les signaux ont des sont d'un coût prohibitif.



(a)



(b)



**Figure II.8 : exemple d'une Forme d'onde codée en phase.**

- (a) : Les caractéristiques d'une Forme d'onde codées en phase
- (b) : Création d'une forme d'ondes codée en phase.
- (c) : Création de Spectrum en phase.
- (d) : La fonction d'ambiguïté d'une onde codée en phase.

## II.5.Le traitement:

Exploitation et mise en forme des informations fournies par le récepteur qui sont divisées en deux groupes essentiels [6]:

### II.5.1.Traitement de signal:

- CFAR (Constant False Alarm Rate)
- Compression d'impulsions
- Traitement Doppler, MTI (Moving Target Indicator)

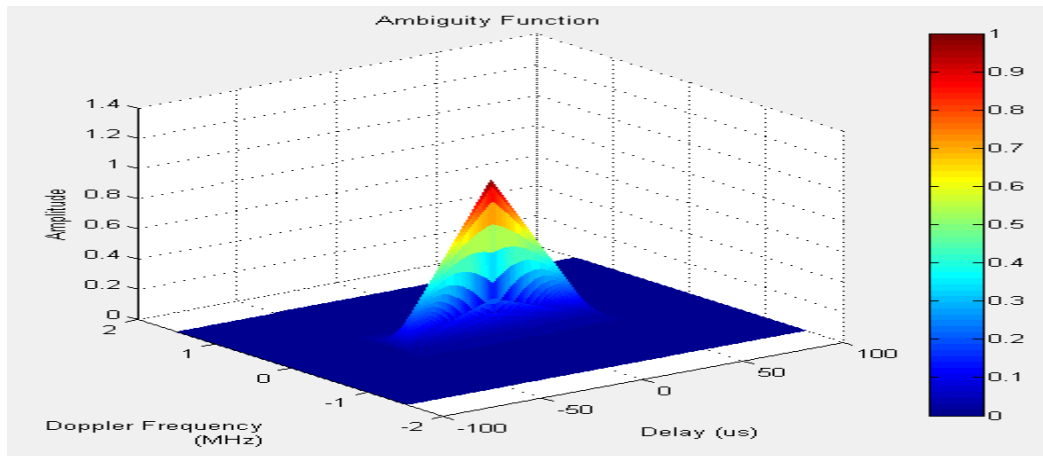
### II.5.2.Traitement de données:

- Extraction de données : calcul distance, direction, vitesse des échos reçus
- Traitement de données, génération de pistes à partir des pilotes (filtre de poursuite Kalman).

## II.6. Résultats de simulation concernant les fonctions d'ambiguïtés des systèmes radar :

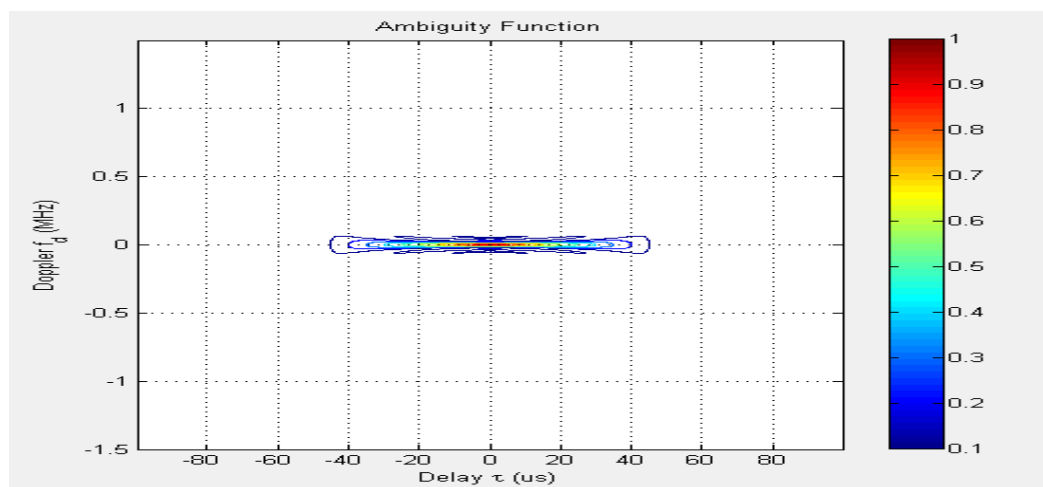
### II.6.1. Impulsion rectangulaire :

Cet exemple vise à montrer différents graphes concernant la fonction d'ambiguïté d'un signal à impulsion rectangulaire dont la largeur de l'impulsion égale à 100 microsecondes.



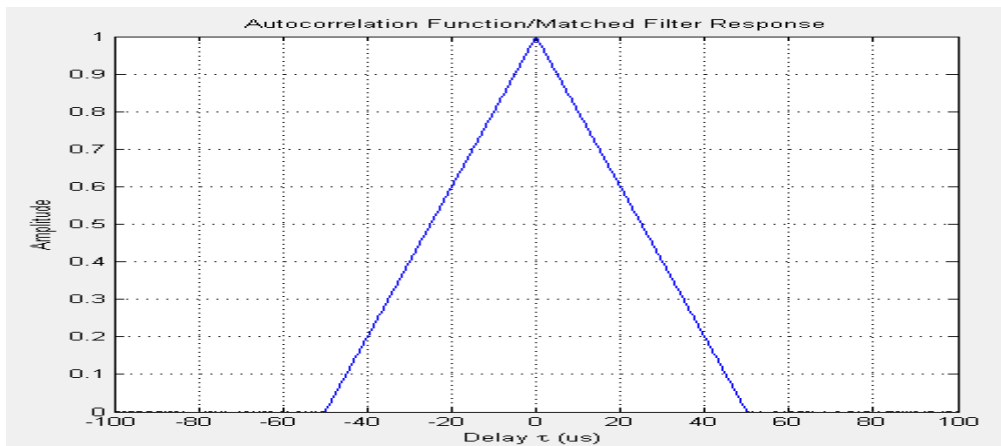
**Figure II.9: Représentation tridimensionnelle de la fonction d'ambiguïté pour un signal radar à impulsion rectangulaire.**

La figure(II.9) donne une représentation tridimensionnelle qui est la surface de fonction d'ambiguïté en termes du temps et de Doppler. A partir de cette figure, on peut remarque que la valeur maximale est à l'origine où le retard et la fréquence sont égales à zéro. De plus, on voit un lobe principal large et des lobes secondaires est très faibles indiquant la bonne détection de cibles.



**Figure II.10: Graphe de contour du diagramme d'ambiguïté pour le signal d'une simple impulsion rectangulaire.**

À partir de la figure(II.10) on voit que la valeur maximale est à l'origine lorsqu'à la fois le retard et la fréquence sont égales zéro.

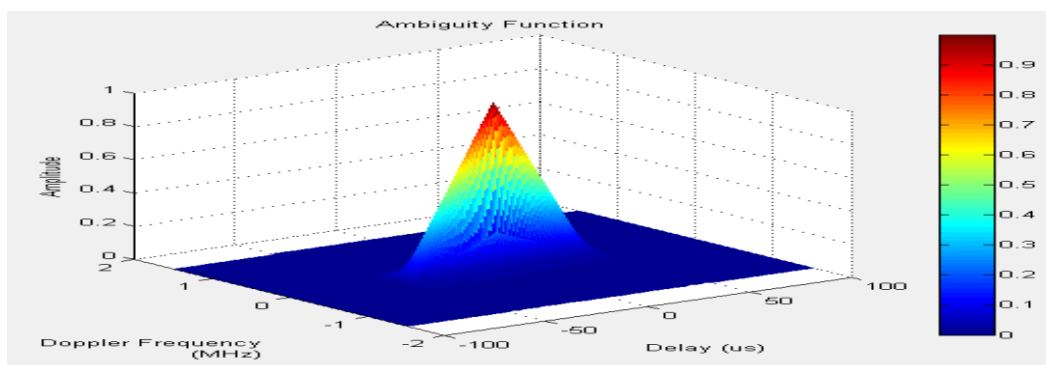


**Figure II.11: Evolution temporelle de la réponse du récepteur radar dans le cas d'une impulsion rectangulaire.**

La figure (II.11) représente l'évolution temporelle de la réponse du récepteur radar dans le cas d'une impulsion rectangulaire qui est la fonction d'auto-corrélation de cette forme d'onde obtenue à partir de la coupe portée de la fonction d'ambiguïté. Dans ce cas, nous constatons dès que la coupe portée se prolonge le long de l'axe du temps entre  $-50\mu\text{-sec}$  et  $+50\mu\text{-sec}$ , des cibles proches pourraient être distinguées.

### II.6.2. Modulation de fréquence linéaire :

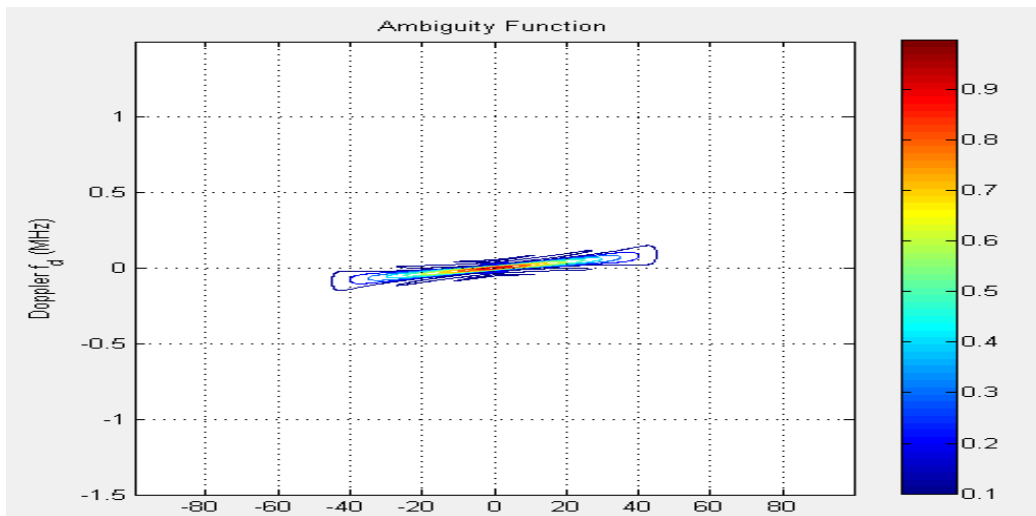
Dans ce cas, nous avons simulé une onde émise une modulation de fréquence linéaire dont la largeur de l'impulsion est de 100 microsecondes.



**Figure II.12: Représentation tridimensionnelle de la fonction d'ambiguïté pour un signal à modulation de fréquence linéaire.**

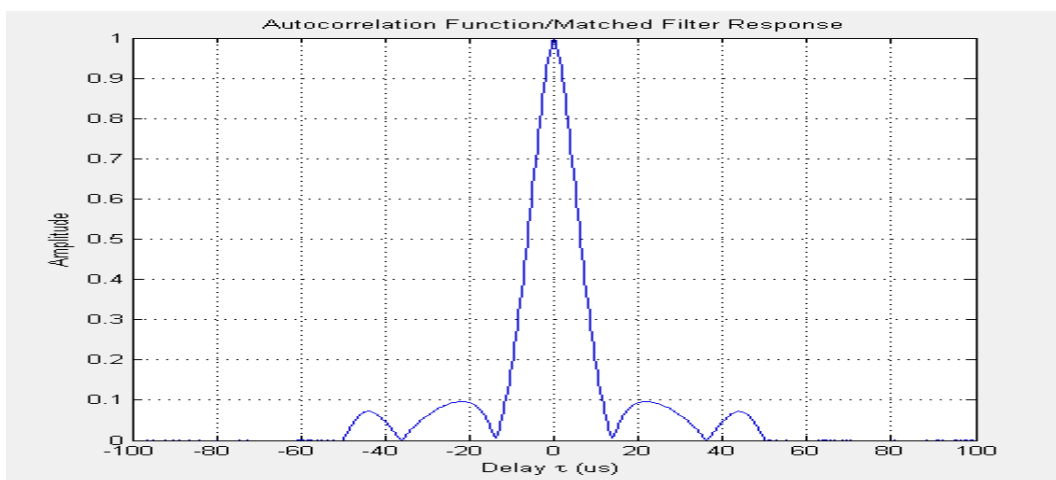
La figure(II.12) illustre une représentation 3-D de la surface de fonction d'ambiguïté en termes du temps et de Doppler.





**Figure II.13: Graphe de contour du diagramme d'ambiguïté pour le signal d'une simple modulation de fréquence linéaire.**

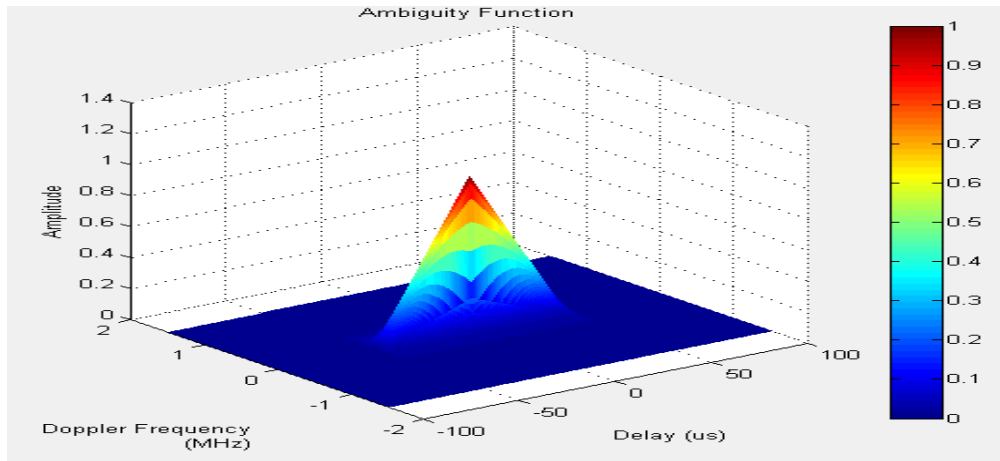
En compare au diagramme 3-D de la fonction d'ambiguïté de la forme d'onde FML présente un lobe peu étroit et légèrement incliné. L'inclinaison indique une meilleure résolution dans la coupe de temps nul. Cette inclinaison peut être clairement illustrée dans la figure (II.13).



**Figure II.14: Evolution temporelle de la réponse du récepteur radar dans le cas à impulsion simple modulée linéairement en fréquence.**

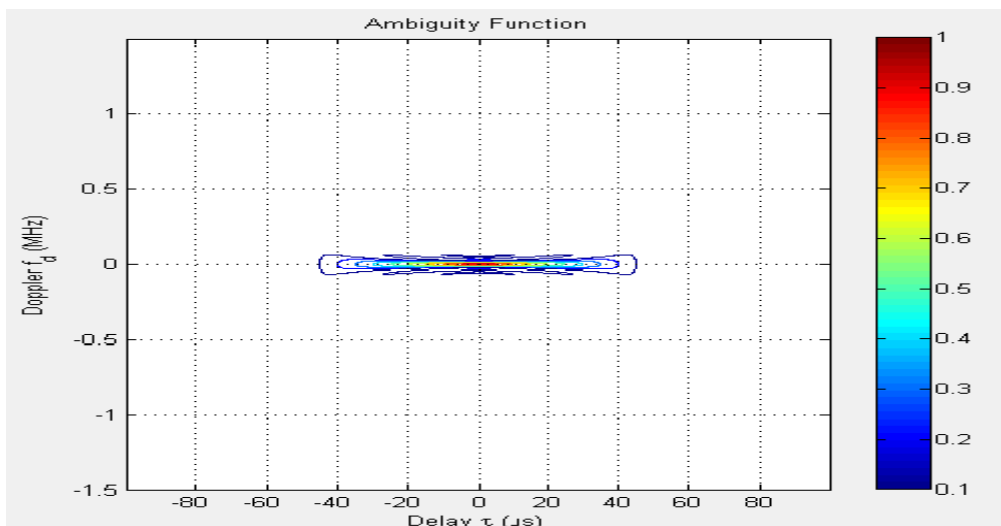
La figure (II.14) représente la courbe de l'auto-corrélation temporelle du signal FML. En visualisant cette figure, nous pouvons voir la bonne résolution du signal utilisé. Nous pouvons employer la séparation entre les premiers nuls pour mesurer graphiquement cette résolution.

**II.6.3. Impulsion FM échelonnée (Stepped FM) :**



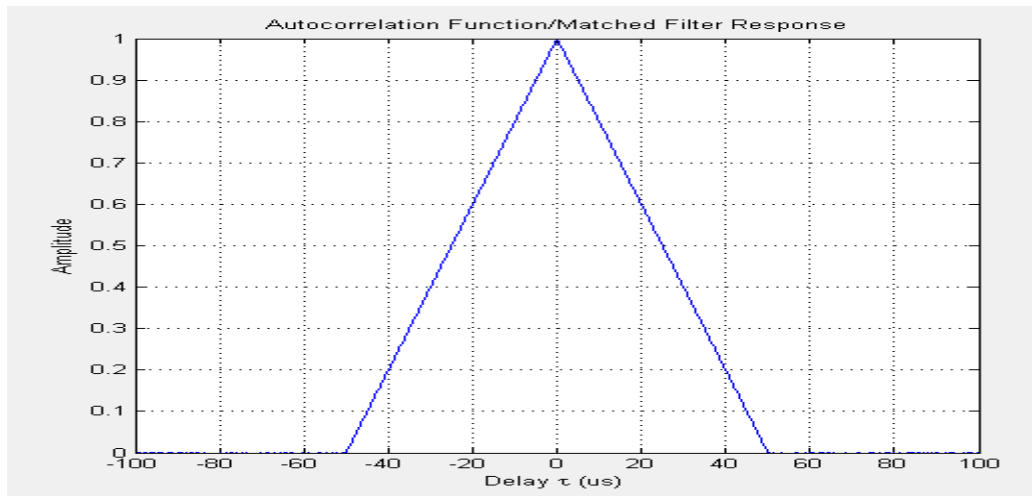
**Figure II.15: Représentation tridimensionnelle de la fonction d'ambiguïté pour un signal radar à impulsion FM échelonnée.**

La figure( II.15 ) illustre une représentation 3-D de la surface de fonction d'ambiguïté en termes du temps et de Doppler. Comparativement à la figure (II.9), le lobe principal est étroit et les lobes secondaires sont très faibles pouvant être considérés négligeables.



**Figure II.16: Graphe de contour du diagramme d'ambiguïté pour le signal d'un simple radar impulsion FM échelonnée.**

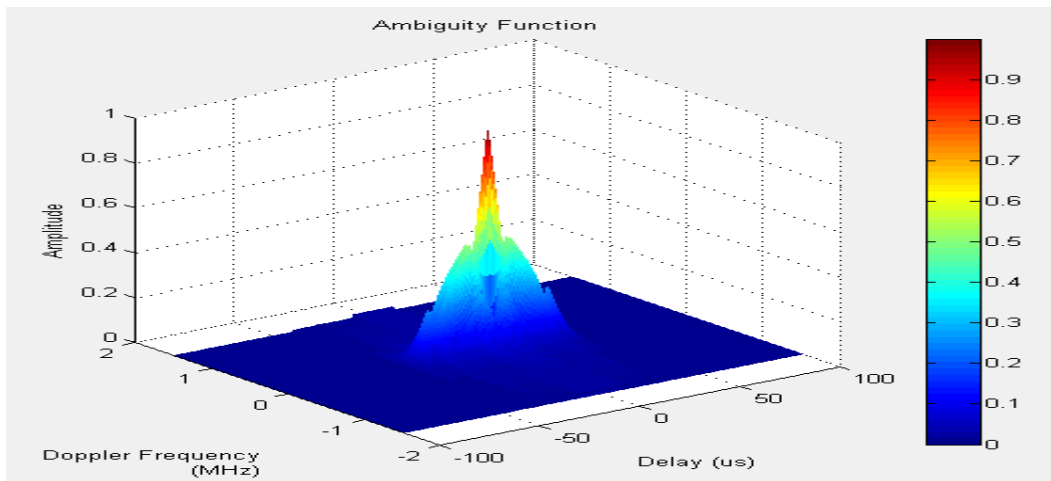
En comparant au graphe du contour de figure(II.10), on voit la symétrie par rapport à l'origine qui est l'une des principales propriétés d'une fonction d'ambiguïté.



**Figure II.17: Evolution temporelle de la réponse du récepteur radar dans le cas à impulsion FM échelonnée.**

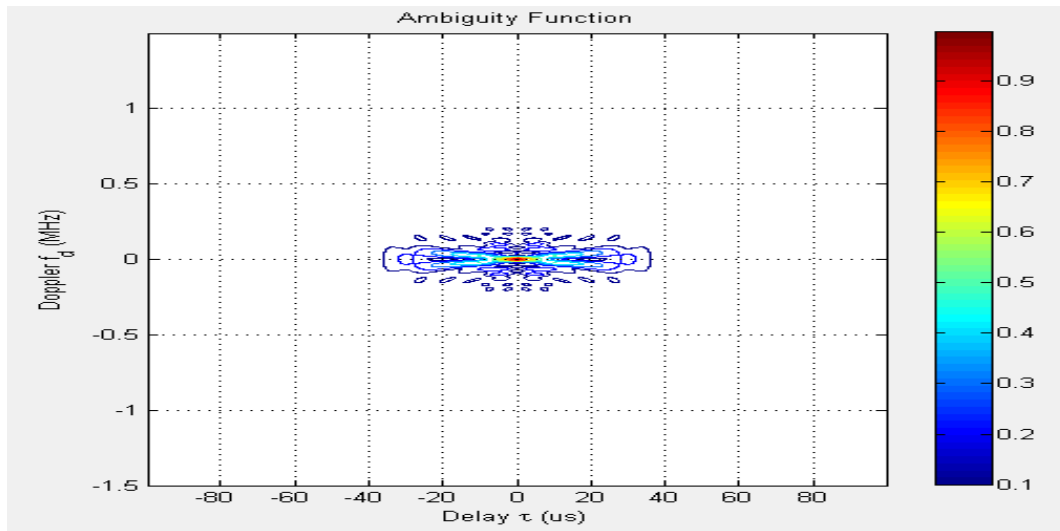
Dans ce cas, nous constatons dès que la coupe portée se prolonge le long de l'axe du temps entre - 50μ-sec et +50 μ-sec, des cibles proches pourraient être distinguées.

**II.6.4.Impulsion codée en phase :**



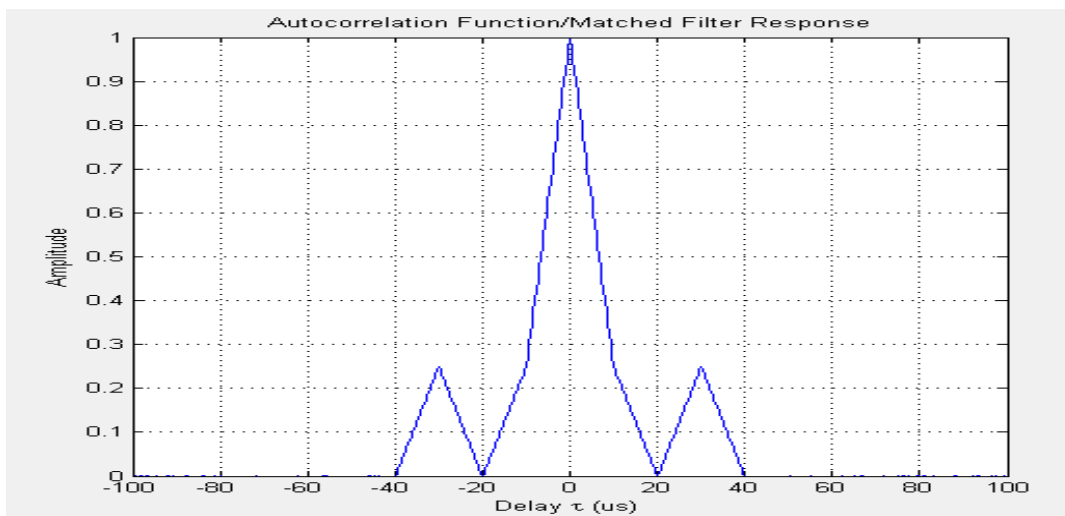
**Figure II.18: Représentation tridimensionnelle de la fonction d'ambiguïté pour un signal à impulsion codée en phase.**

À partir de la figure ci-dessus, on voit que La figure montre la coupe Doppler de la courbe de fonction d'ambiguïté qui est obtenue en mettant  $\tau = 0$  dans la est obtenue en fonction d'ambiguïté.



**Figure II.19: Graphe de contour du diagramme d'ambiguïté pour le signal codée en phase.**

On voit la symétrie par rapport à l'origine qui est l'une des principales propriétés d'une fonction d'ambiguïté.

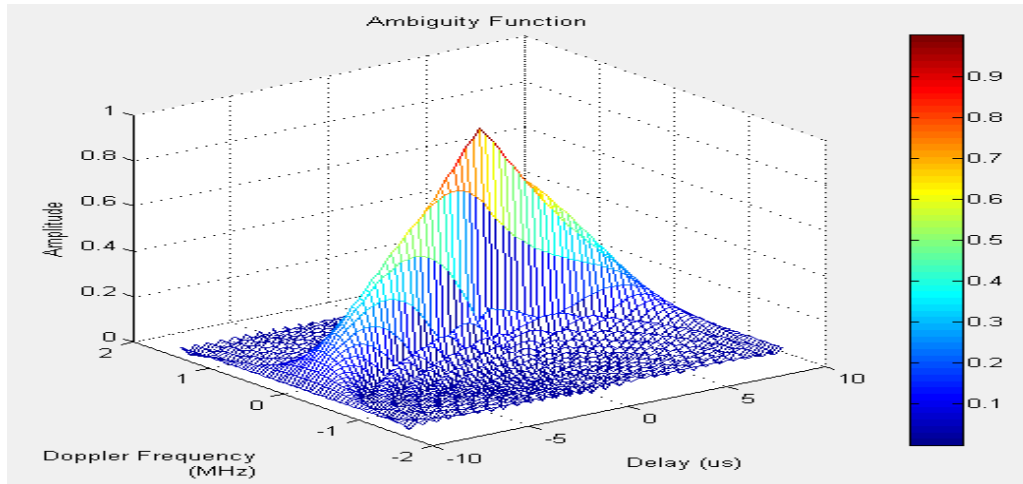


**Figure II.20: Evolution temporelle de la réponse du récepteur radar dans le cas d'une impulsion codée en phase.**

La figure (II.20) représente de sa part l'évolution temporelle de la réponse du récepteur radar dans le cas d'une impulsion codée, dans ce cas où  $F=0$  on peut affirmer la deuxième propriété de la fonction d'ambiguïté qui est la somme globale égale à 1.

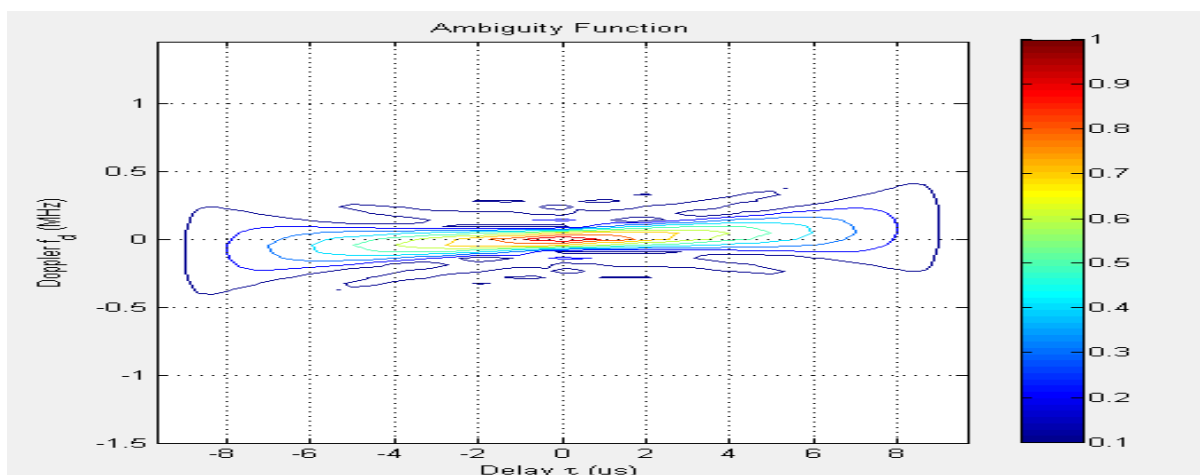
### II.6.5. Forme d'onde constante de modulation de fréquence (FMCW) :

Soit un radar à onde continues modulée en fréquence du duré  $T = 100$  microseconde, on obtient les différents graphes concernant la fonction d'ambiguïté suivant:



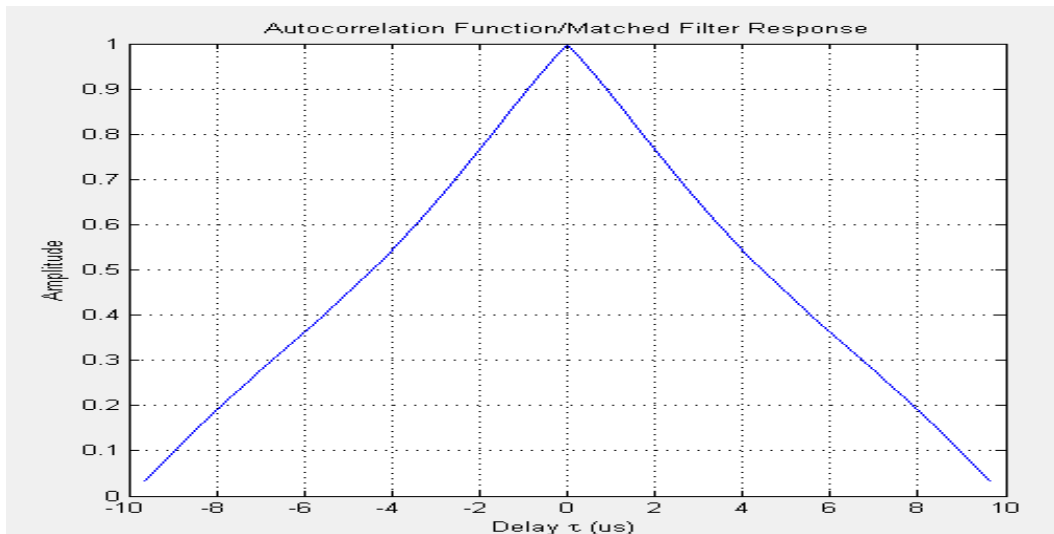
**Figure II.21 : Représentation tridimensionnelle de la fonction d'ambiguïté pour un signal à impulsion constante de modulation de fréquence.**

À partir de la figure ci-dessus, on voit que la valeur maximale est à l'origine lorsqu'à la fois le retard et la fréquence sont égales zéro. De plus, La surface a un lobe principal large et des lobes secondaires faibles et négligeables ce qui indique la bonne détection de cibles et l'évitement de tomber dans une fausse détection.



**Figure II.22: Graphe de contour du diagramme d'ambiguïté pour un signal à onde continues modulée en fréquence.**

On voit la symétrie par rapport à l'origine qui est l'une des principales propriétés d'une fonction d'ambiguïté.



**Figure II.23: Evolution temporelle de la réponse du récepteur radar dans le cas d'une impulsion continue modulée en fréquence.**

La coupe portée de la fonction d'ambiguïté de l'impulsion continue modulée en fréquence est un triangle (l'auto-corrélation d'un rectangle est un triangle) avec la largeur d'impulsion est l'inverse de la bande passante et la coupe portée se prolonge le long de l'axe du temps entre  $-10 \mu\text{-sec}$  et  $+10 \mu\text{-sec}$ , des cibles proches devraient être sans ambiguïté si elles ont au moins  $1 \mu\text{-sec}$  d'écart.

***Chapitre III : Antenne et  
réseaux d'antenne pour  
système Radar***

## III.1.Introduction :

Le dernier point de sortie d'un système de transmission sans fils et le premier point de réception d'un système de réception est l'antenne. Une antenne est un dispositif qui permet de transformer l'énergie électrique en énergie électromagnétique en émission et vis versa en réception afin d'assurer la transmission de l'information. Et le point où l'énergie électromagnétique quitte le radar et sort dans l'espace libre vers les cibles qui veulent détecter et c'est une partie très importante dans le système radar.

Quel que soit la fréquence de fonctionnement de l'antenne, quel que soit sa structure physique, le rayonnement des antennes est caractérisé par des propriétés communes. Le but de ce chapitre est de présenter ces propriétés, et aussi découvrir : comment une antenne rayonne-t-elle ? Dans quelle(s) direction(s) ? Avec quelle efficacité se fait le transfert d'énergie.

## III.2.Définition :

L'antenne isotrope est généralement présentée comme un concept idéal physiquement irréalisable. Ce concept est néanmoins très utilisé car il sert de référence théorique an de caractériser les propriétés de directivité des antennes réelles. Ainsi par exemple la directivité maximum d'une antenne est la puissance émise dans la direction de son maximum ramenée à la puissance qui serait rayonnée par une antenne isotrope alimentée de la même manière.

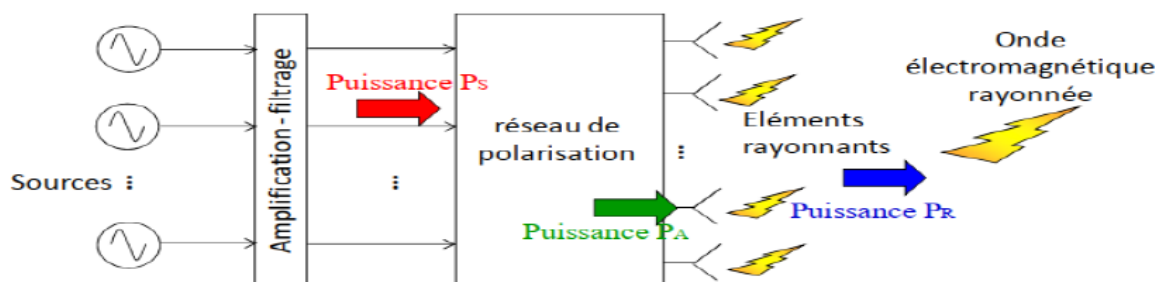


Figure III.1 : Structure générale d'une antenne.

## III.3- Le rôle des antennes [18]:

### III.3.1.Antenne d'émission :

Afin d'assurer la propagation dans l'air, il est nécessaire qu'un dispositif génère une onde rayonnée.

Le rôle de l'antenne d'émission est de transformer la puissance électromagnétique guidée, issue d'un générateur en puissance rayonnée .Dans ce sens, c'est un transducteur.



### III.3.2. Antenne de réception :

De façon inverse, la puissance rayonnée peut être captée par une antenne de réception. Dans ce sens, l'antenne apparaît comme un capteur et un transformateur de puissance rayonnée en puissance électromagnétique guidée. Elle joue le même rôle qu'un télescope qui capte la lumière issue des étoiles et la transforme.

### III.3.3. Réciprocité :

Dans la plupart des cas, une antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec la même propriété rayonnante. On dit que son fonctionnement est réciproque.

Ceci est une conséquence de théorème de réciprocité. Dans quelques cas exceptionnels pour les quels les antennes comportent des matériaux non linéaires ou bien ainsi tropes, elles ne sont pas réciproques.

### III.4. Les paramètres générales d'une antenne :

Les caractéristiques d'une antenne sont déterminées par rapport à une source de référence, une source ponctuelle qui rayonne sa puissance d'alimentation d'une façon identique dans toutes les directions constituant la source de référence idéale [19]. La puissance rayonnée par unité d'angle solide dans une direction définie par les deux angles  $(\theta, \phi)$  s'écrit:

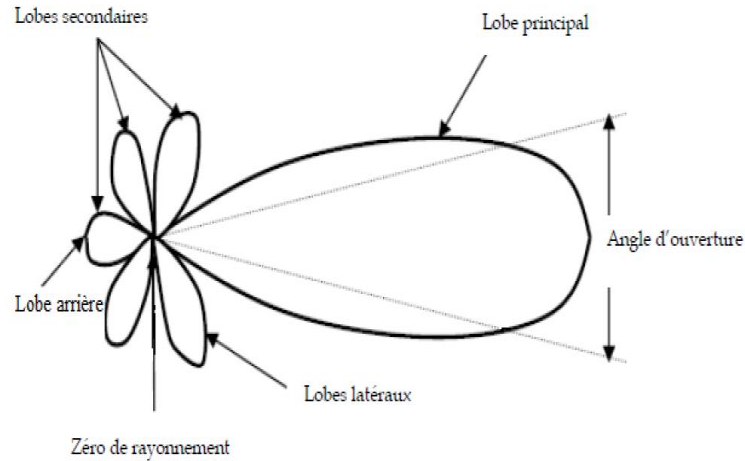
$$p_0(\theta, \phi) = \frac{p_a}{4\pi}$$

(III.1)

#### a- Diagramme de rayonnement :

Diagramme de rayonnement est une représentation graphique de la fonction caractéristique de l'antenne en 2-D ou 3-D de la puissance, du gain ou du champ électrique rayonné à grande distance qui est en fonction de  $\theta$  (angle de Site : plan vertical) et  $\phi$  (angle d'Azimut : plan horizontal). On le représente dans deux plans perpendiculaires qui sont : le plan E et le plan H. Ceux sont respectivement les plans pour lesquels les champs électrique et magnétique atteignent leurs valeurs maximales [20].

En réalité, l'énergie rayonnée par une antenne est répartie inégalement dans l'espace, certaines directions sont privilégiées : ce sont les lobes de rayonnement comme montre la figure(III.2).



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

- ✓ **Un lobe principal** : contient le maximum d'énergie et la direction du maximum de rayonnement.
- ✓ **Un angle d'ouverture** : L'angle d'ouverture d'une antenne est l'angle de direction pour lequel la puissance rayonnée est la moitié de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable
- ✓ **Des lobes secondaires** : Tous les autres lobes sont appelés lobes secondaires. Ils Représentent le rayonnement de l'antenne dans les directions indésirables.
- ✓ **Un lobe arrière (rayonnement arrière)** : C'est le lobe secondaire présent dans la direction opposée à 180 degrés du lobe principal.

Dans la plupart des systèmes antennaires, les lobes secondaires sont indésirables. Une bonne conception d'antenne doit permettre de minimiser les lobes secondaires [21-22].

### **b-La directivité :**

La directivité d'une antenne est le rapport de la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction( $\theta, \phi$ ) à la puissance que rayonnerait la source isotrope de référence par unité d'angle solide pour une même puissance totale rayonnée [19].

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{p_0(\theta, \phi)}{\eta p_a}$$

(III.2)

La directivité indique dans quelles directions la densité de puissance est meilleure ou moins bonne que celle de l'antenne isotrope.

### **c) L'impédance d'entrée :**

Pour évaluer l'impédance d'une antenne, on assume une antenne en 'émission.

## Chapitre III Antenne et réseaux d'antennes pour système Radar

L'antenne est alors considérée comme une charge à l'entrée de laquelle existent un courant  $I_{in}$  et une tension  $V_{in}$ . Le rapport de ces deux quantités fournit l'impédance  $Z_{in}$  (ou mieux encore,  $Z_a$ ) [23] :

$$Z_a \frac{V - i n}{L_{in}} = R_a + jX_a$$

(III.3)

Comme toute impédance, celle de l'antenne comprend une partie réelle  $R_a$  (active) et une partie imaginaire  $X_a$  (réactive) telle que

- ✓ la partie réactive (réactance) : est due aux champs d'induction au voisinage de l'antenne, elle est capacitive pour les antennes 'électriquement.
- ✓ la partie active est reliée aux champs (ou puissance) rayonnés et a puissance perdue par effet de joules, elle est constituée de deux composantes, une résistance de rayonnement  $R_r$  et une résistance de perte  $R_l$ .

La puissance associée à la résistance  $R_r$  est la responsable du rayonnement de l'antenne, tandis que la puissance dissipée par la résistance de perte  $R_l$  est perdue en chaleur dans l'antenne [23-24].

### d) Le VSWR : (adaptation) :

Pour qu'une antenne fonctionne efficacement, le transfert maximum de puissance doit être entre l'émetteur et l'antenne, Pour qu'une antenne fonctionne efficacement comme illustre la figure (III.3). Ce transfert ne s'effectue pas que s'il y'a adaptation entre l'impédance de l'antenne ( $Z_{in}$ ) et celle de l'émetteur ( $Z_s$ ). Selon le théorème de transfert de puissance maximale, cette dernière peut être transfère que si l'impédance de l'émetteur est un conjugué complexe de l'impédance de l'antenne et vice-versa.

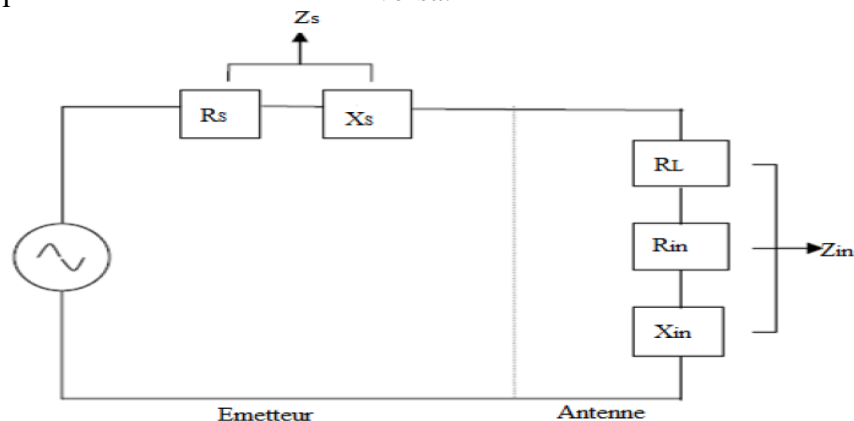


Figure III.3 : Circuit équivalent d'antenne.

Ainsi, la condition pour la correspondance est la suivante :

$$Z_{in} = Z_s^*$$

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$$

$$Z_s = R_s + jX_s$$

(III.4)

Si cette condition n'est pas satisfaite, et une partie de la puissance est réfléchie, cela conduit à la création d'ondes stationnaires, qui peut être caractérisé par un paramètre appelé le rapport d'ondes stationnaires de tension (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR). Le VSWR est donné par Makarov [22] :

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

$$T = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_{in} - Z_s}{Z_{in} + Z_s}$$

(III.5)

Où :

T : est appelé le coefficient de réflexion.

V<sub>r</sub> : est l'amplitude d'onde réfléchie.

V<sub>i</sub> : est l'amplitude d'onde incidente.

Le VSWR est essentiellement une mesure de la différence d'impédance entre l'émetteur et l'antenne. Plus le VSWR est grand plus la différence d'impédance est grande [25].

Le VSWR minimale correspond à une adaptation parfaite. Une conception pratique de l'antenne doit avoir une impédance d'entrée égale à 50 Ω ou 75 Ω, la plupart des équipements radio sont construit pour cette impédance [26-27].

### e) Le coefficient de réflexion :

Le coefficient de réflexion RL (Return Loss) est un paramètre qui indique la quantité d'énergie perdu à la charge, et qui n'est pas réfléchi. Comme il est expliqué dans le paragraphe précédent, les ondes réfléchies entraînent la formation d'ondes stationnaires, lorsque l'impédance de l'émetteur et de l'antenne ne sont pas égaux. Il est fiable pour indiquer la correspondance entre l'émetteur et l'antenne.

Le coefficient de réflexion est donné par [22] que :

$$RL = -20 \log_{10} T_j$$

(III.6)

Une correspondance parfaite entre l'émetteur et l'antenne,  $\Gamma = 0$  et  $RL = 1$  signifie qu'il n'aura aucune énergie réfléchie, tandis qu'une  $\Gamma = 0$  a une  $RL = 0$  dB, ce qui implique que toute la puissance incidente est réfléchie. Pour les cas pratiques, un VSWR de 2 est acceptable, qui correspond à un RL de -9,54 dB.

### f) Le rendement :

Le rendement est le rapport entre l'énergie rayonnée par une antenne et celle que lui fournit l'alimentation. Elle est exprimée par :

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_p}$$

(III.7)

Où :

$R_r$  : Résistance liée à son rayonnement.

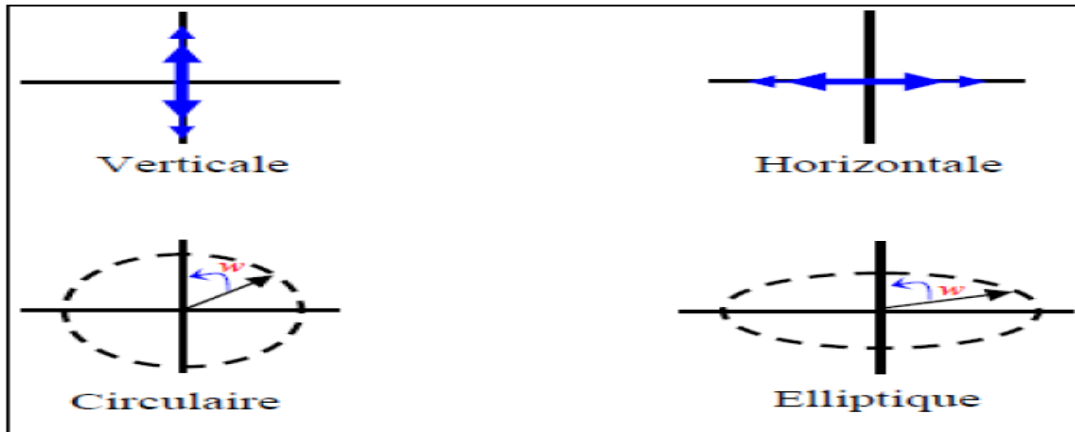
$R_p$  : Résistance liée aux pertes de l'antenne.

### g) La polarisation :

Selon la constitution de l'antenne. La polarisation d'une onde est une donnée fondamentale pour l'étude des antennes. La polarisation est définie comme étant l'orientation du champ électrique d'une onde électromagnétique. L'antenne ne recevra qu'une certaine forme de polarisation. La polarisation du champ électromagnétique rayonné par une antenne est donné par la direction du champ électrique E.

Si E garde une direction constante dans le temps, on dit que l'on a une polarisation rectiligne (voir la Figure(III.4)).

Si la direction varie avec le temps de telle sorte que si, en un point donné, on schématise les positions successives de E, l'extrémité du vecteur représentatif d'écrit un cercle ou une ellipse. On dit alors que le champ rayonné est à polarisation circulaire ou elliptique. [24-27]



**Figure III.4 : Polarisation du champ électromagnétique.**

### h) Le gain :

Le gain d'une antenne dans une direction est défini par le rapport de la densité de puissance rayonnée dans cette direction à la densité de puissance  $S_{ri}$  qui serait rayonnée par une antenne isotrope sans pertes, les deux antennes étant alimentées par la même puissance et placées à la même position [28].

$$G(\theta) = \frac{S_r(\theta, \phi)}{S_{ri}}$$

(III.8)

### i) La bande passante (BP) :

La bande passante ou La largeur de bande, d'une antenne définit le domaine de fréquences dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises. Elle peut être considérée comme la plage de fréquences qui se situent de part et d'autres d'une fréquence centrale et ou les caractéristiques de l'antenne (Impédance d'entrée, diagramme de rayonnement, angle d'ouverture, polarisation, niveau du lobe mineur, gain, direction du faisceau) sont acceptables par rapport à celles obtenues avec la fréquence centrale (fréquence de référence).

La valeur des limites sur les critères de fonctionnement de l'antenne définit un domaine de fréquences situées entre une valeur minimale  $f_{min}$  et une valeur maximale  $f_{max}$ . La bande passante [21-29] est donnée par :

$$BP_{LB} = \frac{f_{max}}{f_{min}}$$

$$BP_{LB}(\%) = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_c} * 100$$

(III.9)

Où :

$f_{\max}$  : la fréquence maximale.

$f_{\min}$  : la fréquence minimale.

$f_c$  : la fréquence centrale.

### j) Puissance rayonnée par une antenne :

Une antenne sert à convertir une puissance électrique en une puissance rayonnée, c'est-à-dire transportée par une onde électromagnétique, qui peut se propager dans toutes les directions de l'espace comme indiqué dans la figure (III.5). Les directions dans lesquelles cette puissance va dépendre des caractéristiques. [30]

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_A}{\Omega \cdot R^2} \text{ (w/m}^2\text{)}$$

(III.10)

$P_A$ : puissance électrique

$\Omega$  : angle solide où la puissance est rayonnée

$R$  : distance entre la surface élémentaire et la source de la puissance

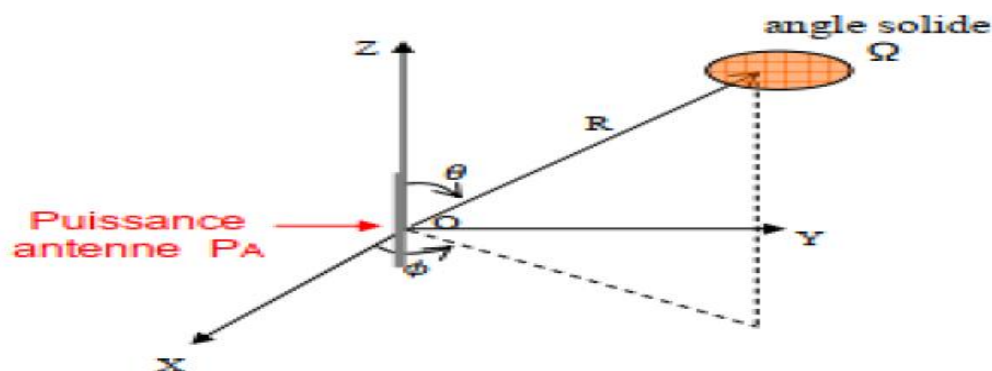


Figure III.5 : Puissance rayonnée par une antenne dans une direction de l'espace.

### III.5.Simulations d'une antenne sous Matlab :

Les systèmes de radar sont construits avec différents objets système, pour créer un système radar, tel qu'une antenne, un collecteur, un radiateur, un récepteur, un mouvement de capteur et la forme d'onde. Si aucune information sur un système existant n'est connue, l'exigence de détection est déterminée par les performances souhaitables, telles que la probabilité de

## Chapitre III Antenne et réseaux d'antennes pour système Radar

détection et la fausse alerte, la portée maximale sans ambiguïté, le RCS minimal détectable et le nombre d'impulsions à intégrer. Ces exemples sont simulés dans la version R2018a.

On fixe la graine de la génération de bruit dans le récepteur afin de pouvoir reproduire les mêmes résultats. Dans notre cas, cet exemple modélise un système de radar mon-statique, le port de l'émetteur est réglé sur port du sorti afin d'indiquer son état. Ce signal d'état peut ensuite être utilisé pour activer le récepteur.

### III.5.1. Radiateur et collecteur :

Dans un système radar, le signal se propage sous la forme d'ondes électromagnétiques. Par conséquent, le signal doit être rayonné et recueilli par l'antenne utilisée dans le système radar. C'est là que le radiateur et le collecteur entrent en jeu.

Dans un système de radar mon-statique, le radiateur et le collecteur partagent la même antenne, donc nous allons d'abord commencer par définir cette antenne. Pour simplifier la conception, nous choisissons une antenne isotrope. Supposons que l'antenne est stationnaire.

### III.5.2 Antenne isotrope :

On construit une antenne isotrope qui fonctionne sur une gamme de fréquences allant de 1 GHz à 15 GHz et la fréquence de fonctionnement est de 10 GHz pour tous les exemples qui suivent : la figure (III.6) montre un tracé la réponse de l'antenne en élévation et en azimut 0 degré en modèle polaire.

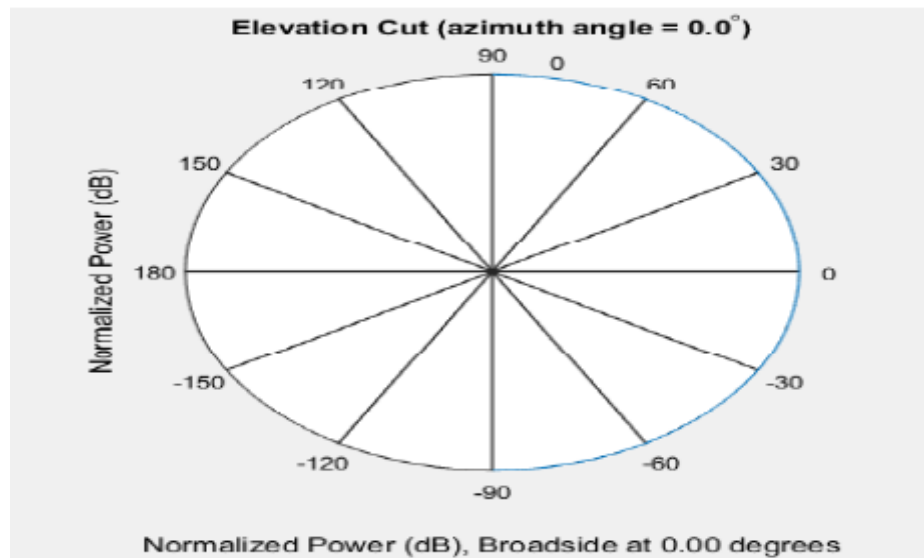


Figure III.6 : Puissance rayonnée par une antenne dans une direction de l'espace.

#### III.5.2.1 Polarisation d'antenne isotrope :

Polarisation de notre antenne :

Résultat :

ans = 0. Pour visualiser la polarisation d'une antenne, on va créer un élément d'antenne et on teste la.



## Chapitre III Antenne et réseaux d'antennes pour système Radar

---

La valeur 0 montre que l'élément d'antenne ne supporte pas la polarisation.

A partir de la mesure de la puissance rayonnée, on peut déterminer la valeur du champ électrique. En espace libre et en champ lointain est nul, donc on déduit que les champs E et H sont perpendiculaires entre eux.

On sélectionne les angles d'intérêt qui doivent être des angles d'élévation constants à zéro degré. Les sept angles d'azimut sont centrés autour de la visée (zéro degré d'azimut et zéro degré d'élévation) et la fréquence sur 10 GHz.

Calculons la directivité le long de la coupe d'élévation constante :

Angle	Directivité
-30	1.0 e-03
-20	0.1102
-10	0.1102
0	0.1102
10	0.1102
20	0.1102
30	0.1102

**Tableau III.1 : calcul de la directivité le long de la coupe d'élévation constante.**

On remarque que les résultats obtenus sont proches à 0 dB.

Elle devrait donc être entre 0 dB et 1 dB pour une antenne isotrope car elle est utilisée comme référence.

### III.5.2.2. Directivité d'un élément d'antenne isotrope :

Calculons la directivité le long de la coupe d'azimut constant figure( III.8), en changeant toutes les angles d'azimut de zéro degré. Tous les angles d'élévation sont centrés autour de la ligne de visée.

Angle	Directivité
-20	0
-10	0
0	0
10	0
20	0

**Tableau III.2 : Calcule la directivité le long de la coupe d'azimut constante.**

Remarquons que Pour une antenne isotrope, la directivité est indépendante de la direction (figure III.7). Le manuel de MATLAB indique que la directivité est le rapport entre l'intensité dans une direction donnée et l'intensité d'une antenne isotrope de même puissance.

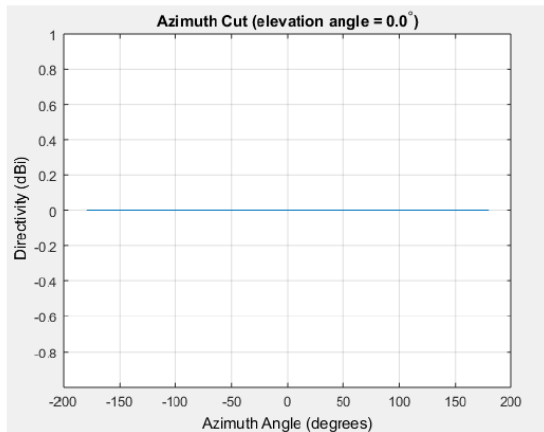


Figure III.7: coupe en azimut de la directivité d'antenne.

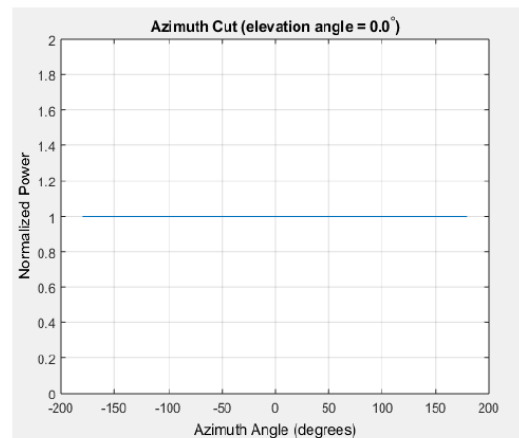


Figure III.8: coupe en azimut de Puissance d'antenne.

On va tracer le diagramme de magnitude en 3D de l'antenne à 10GHz de -30 à 30 degrés en azimut et en élévation par incréments de 0,1 degré.

La figure(III.9) montre le diagramme de rayonnement d'une antenne isotrope émettant uniquement en une direction.

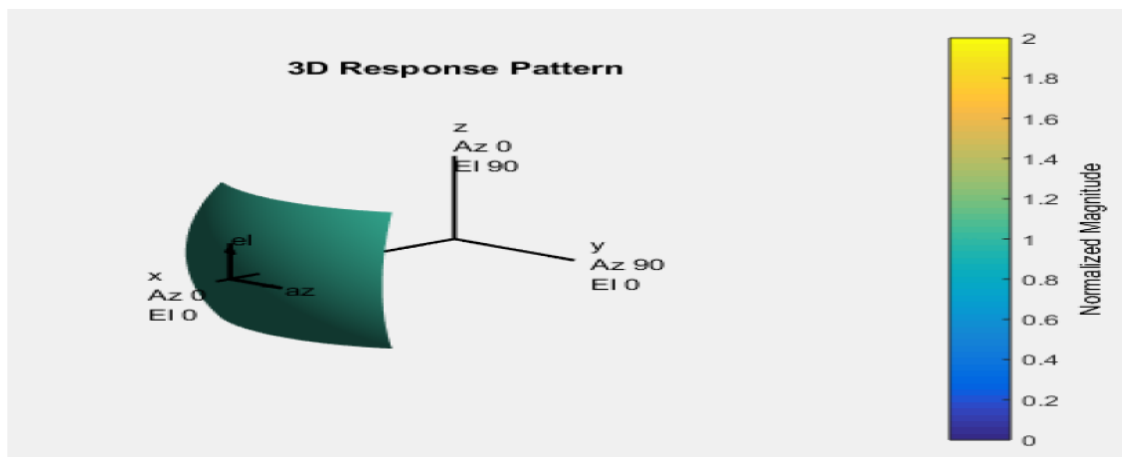


Figure III.9: Modèle de réponse en 3D.

### III.5.2.3. Directivité azimutale restreinte d'un élément d'antenne isotrope :

La figure (III.10) montre un traçons d'une coupe azimutale de la directivité d'un élément d'antenne isotrope à 0 puis à 30 degrés d'élévation.

Et la figure(III.11) est une plage réduite d'angles d'azimut [-20 :20].

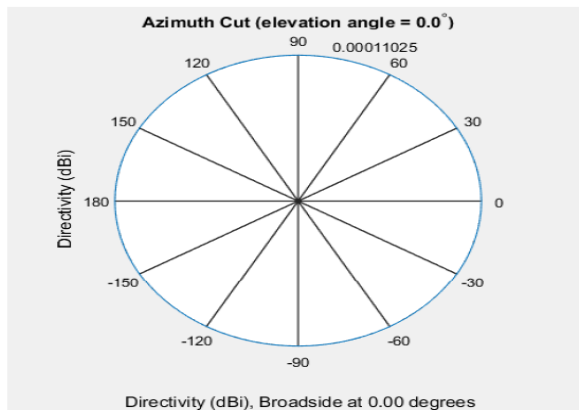


Figure III.10: coupe en azimut.

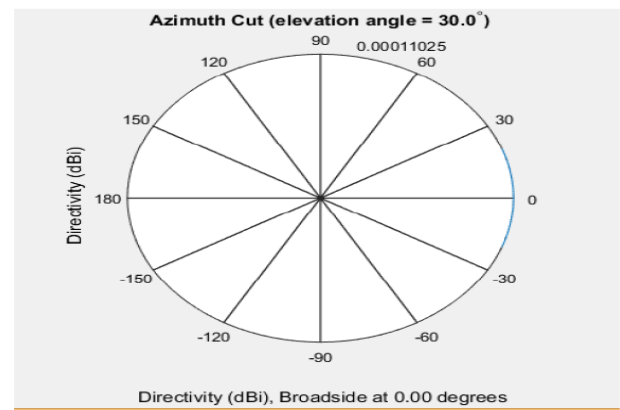


Figure III.11 : coupe en azimut avec  
Plage réduit.

### III.5.2.4 Plate-forme par étapes :

Le système de plateformes par étapes modélise le mouvement de translation d'une ou plusieurs plateformes dans l'espace. Une plateforme peut être une cible telle qu'un véhicule ou un avion, ou un sonar ou un émetteur et récepteur radar. Le modèle suppose que la plateforme subit un mouvement de translation à vitesse constante ou à accélération constante au cours de chaque étape de simulation. Les positions et les vitesses sont toujours définies dans le système de coordonnées global.

Pour modéliser une plate-forme en mouvement il faut :

1. Définisse et configurer notre plate-forme.
2. Appeler à plusieurs reprises la méthode des étapes pour déplacer la plate-forme le long d'un chemin déterminé par les propriétés de la plate-forme.

#### III.5.2.4.1 Simulation de mouvement d'une plate-forme :

On va créer une plate-forme à l'origine ayant une vitesse de (100 100,0) mètres par seconde. Nous allons Simuler le mouvement de la plate-forme pour deux pas de temps, en supposant que le temps écoulé pour chaque pas est d'une seconde. La position de la plate-forme est mise à jour après chaque étape comme suite :

Au premier appel à l'étape, la position est à sa valeur position initiale à 0.

Au deuxième appel à l'étape, la position change à 100.

Donc pour chaque appel la nouvelle position sera la position précédente+100.A chaque appel la position change. Utilisons la fonction de télémétrie pour déterminer la portée et l'angle entre l'antenne et la cible.

### **III.5.3. Radiateur à phases :**

Le système de radiateur à commande de phase object™ met en œuvre un radiateur de signal à bande étroite. Un radiateur convertit les signaux en champs d'ondes rayonnés transmis par des réseaux et des éléments de capteurs individuels tels que des antennes, des éléments de microphone et des transducteurs de sonar. La sortie du radiateur représente les champs à une distance de référence d'un mètre du centre de phase de l'élément ou du réseau.

-modéliser les signaux électromagnétiques rayonnés comme des champs polarisés ou non polarisés selon que l'élément ou le réseau supporte la polarisation et la valeur de la propriété de polarisation. En utilisant la polarisation, Nous pouvons transmettre un signal comme un champ électromagnétique polarisé, ou transmettre deux signaux indépendants en utilisant des polarisations doubles.

-modéliser les champs acoustiques rayonnés en utilisant des éléments non polarisés du réseau de microphones et de transducteurs de sonar et en réglant la polarisation sur "Aucune". Nous devons également régler la vitesse de propagation sur une valeur appropriée au milieu.

### **III.5.4. Collecteur progressif (Phased.collector) :**

Le système Phased.collector Object™ met en œuvre un collecteur de signaux à bande étroite. Un collecteur convertit les champs d'ondes à bande étroite incidents arrivant de directions spécifiques en signaux à traiter ultérieurement. Les champs d'ondes sont incidents sur les éléments d'antenne et de microphone, les réseaux de capteurs ou les sous-réseaux

L'objet collecte les signaux de l'une des deux manières contrôlées.

Nous pouvons utiliser cet objet pour :

- modéliser les signaux arrivants sous forme de champs polarisés ou non polarisés selon que l'élément ou le réseau supporte la polarisation et la valeur de la propriété de polarisation.

- modéliser les champs acoustiques entrants en utilisant des éléments non polarisés du réseau.

Nous devons également régler la vitesse de propagation sur une valeur appropriée au milieu.

### **III.6. Réseaux d'antennes :**

Un réseau d'antennes est un ensemble d'antennes séparées et alimentées de façon synchrone. C'est-à-dire que le déphasage du courant entre deux paires d'antennes est fixe, un réseau peut comporter des éléments non alimentés directement par une source (éléments parasites) mais qui sont alimentés par le champ produit par le reste des éléments (c'est le cas des antennes Yagi Uda). Le champ électromagnétique produit par un réseau d'antennes est la somme vectorielle des champs produits par chacun des éléments. En choisissant convenablement l'espacement entre les éléments et la phase du courant qui circule dans

## **Chapitre III Antenne et réseaux d'antennes pour système Radar**

---

chacun, on peut modifier la directivité du réseau grâce à l'interférence constructive dans certaines directions et à l'interférence [31].

### **III.6.1. 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 [32].

On désire 2 types de balayage :

#### **o Balayage Mécanique :**

Dans le balayage mécanique du faisceau d'une antenne, rien ne change sur l'antenne pendant le balayage. L'antenne possède une position du faisceau principal fixe et on déplace la position de l'antenne mécaniquement à l'aide d'un système d'entraînement automatisé pour déplacer la position du faisceau comme on le désire

#### **o Balayage Électronique :**

Le balayage électronique du faisceau principal d'une antenne consiste à changer la direction de ce dernier sans avoir à bouger la position de l'antenne. Il existe plusieurs techniques pour effectuer le balayage électronique du faisceau principal d'une antenne.

Les grandeurs électriques (signaux) injectées ou collectées (voir figure(III.12)) 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.

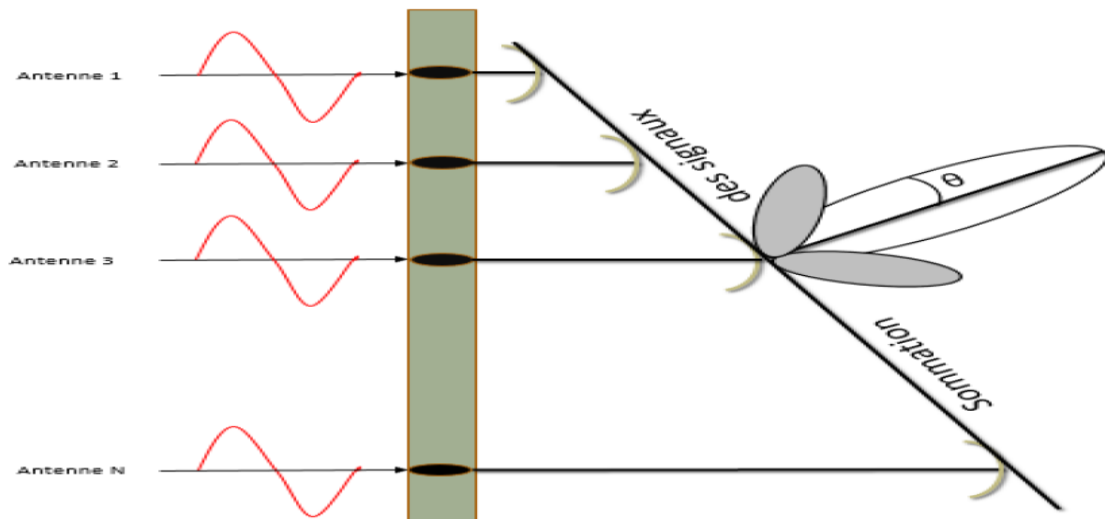


Figure III.12 : schéma électrique représentant la formation de faisceau d'un réseau d'antenne.

### III.6.2 Alimentation d'un réseau d'antennes :

L'alimentation d'un réseau d'antennes s'effectue à travers un réseau d'alimentation qui assure la répartition d'énergie sur différentes antennes élémentaires. Selon le besoin, le réseau d'excitation peut avoir des architectures différentes. Nous montrons sur la figure deux types d'alimentations d'un réseau d'antennes :

- **Alimentation série** : les éléments rayonnants sont excités en série à travers une ligne de transmission. Entre deux éléments rayonnants consécutifs il y a un déphaseur qui permet d'imposer la loi de phase appropriée
- **Alimentation parallèle** : le circuit d'alimentation possède une entrée et plusieurs sorties égales aux nombres des éléments rayonnants. La synthèse du réseau permet de déterminer les coefficients de pondération et les déphasages des signaux à affecter à chaque élément [33].

### III.6.3. Réseau d'antennes linéaire ULA :

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 à  $M$  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 (III.13)) [34].

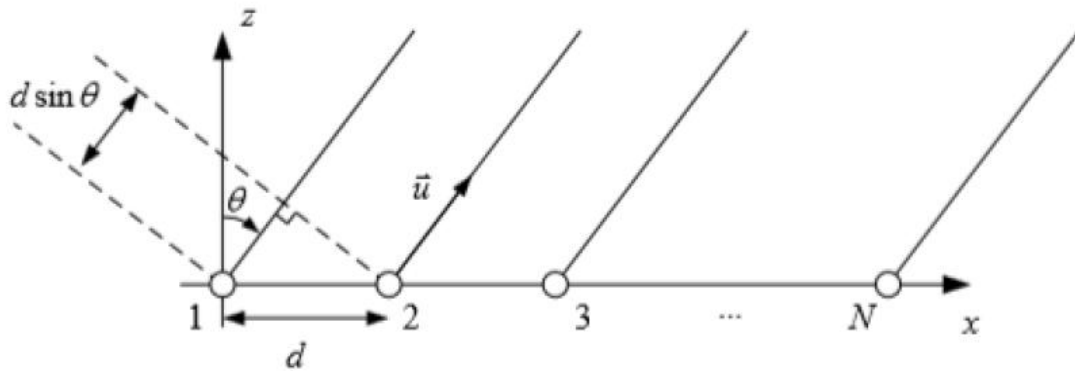


Figure III.13 : Géométrie d'un réseau linéaire uniforme.

### III.6.4. Réseaux d'antennes rectangulaires URA :

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. [34]

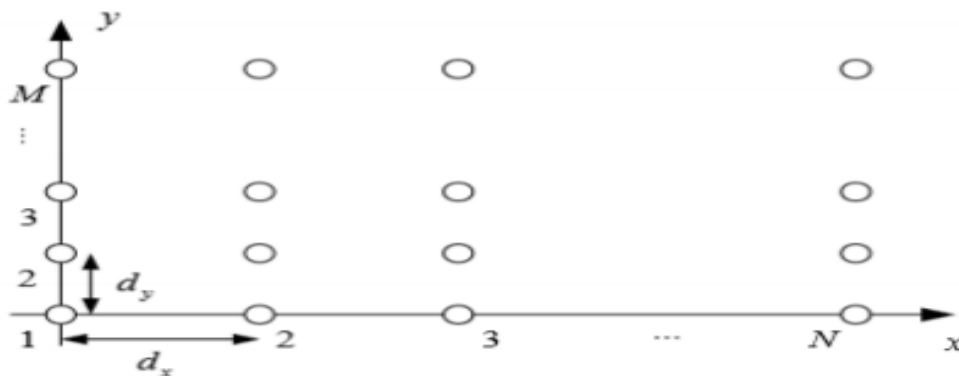


Figure III.14: Géométrie d'un réseau d'antenne planaire à forme rectangulaire.

### III.6.5. 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 «  $d$  ».

On modifie le nombre d'éléments et l'espacement et on observe la géométrie du réseau. Les éléments sont positionnés sur l'axe des  $x$  et sont numérotés de gauche à droite comme montre la figure(III.15).

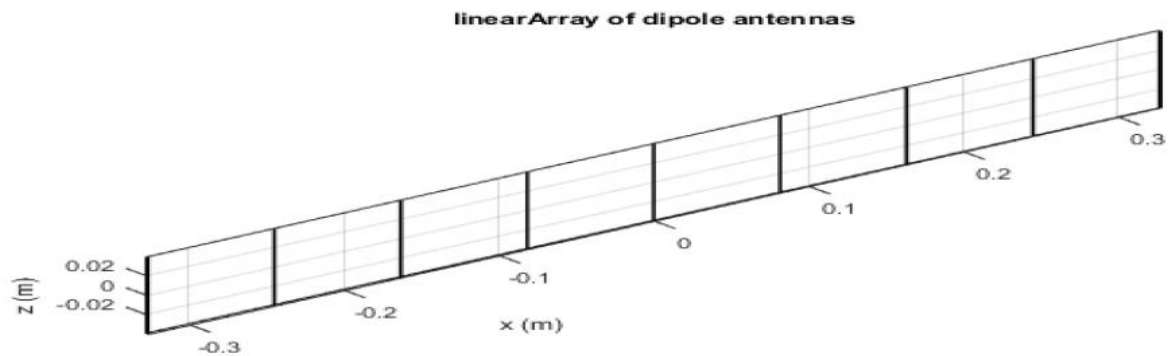


Figure III.15 : réseau linéaire d'un dipôle d'antenne.

### III.7. Simulations des réseaux d'antennes sous Matlab :

#### III.7.1. Réseaux d'antennes linéaires :

En utilisant un réseau d'antennes il est possible de modifier la position du faisceau principal. Effectivement, si le déphasage entre les éléments d'un réseau d'antennes varie linéairement d'un élément à l'autre, alors il en suivra un déplacement du faisceau principal [35-36].

Ce type de réseau est très souvent appelé réseau d'antenne à commande de phase (« phased Array ») [37-43].

#### III.7.2. Réponse azimutale d'un réseau d'antennes linéaire ULA :

La figure(III.16) représente La géométrie sous Matlab d'un réseau d'antennes ULA composé de 10 espacés de  $0.5\lambda$ .

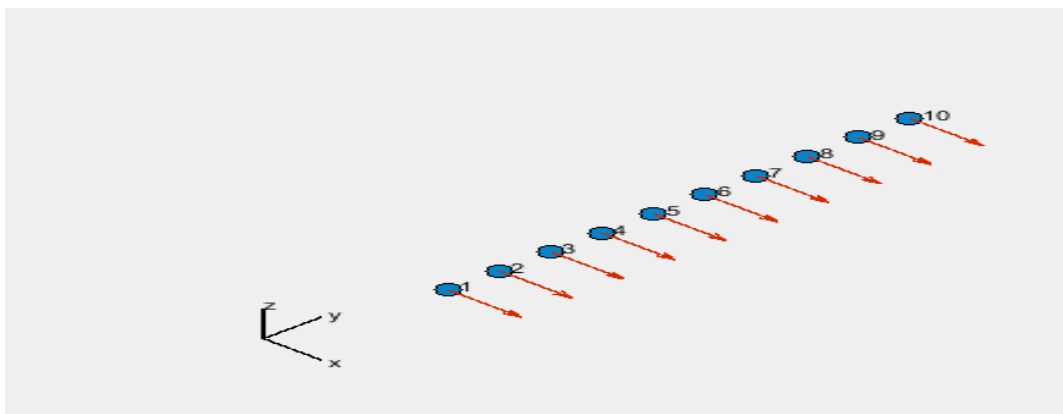


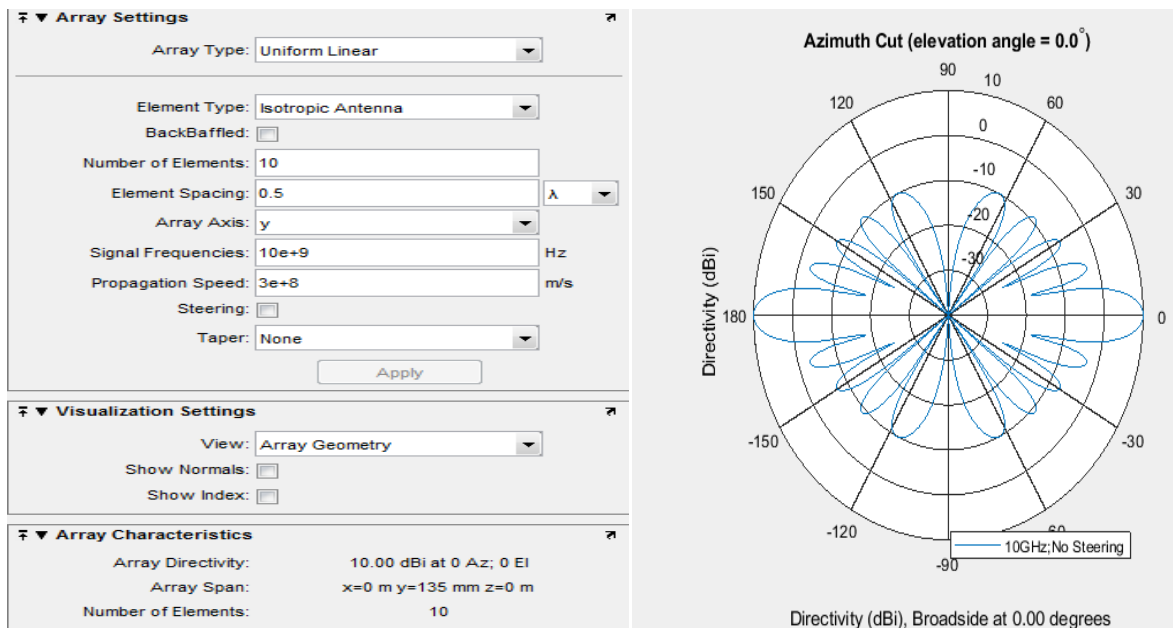
Figure III.16 : Géométrie d'un réseau d'antennes ULA à 10 éléments espacés de  $0.5\lambda$ .

Nous avons visualisé quelques exemples sous Matlab de réponse azimutale d'un réseau linéaire :



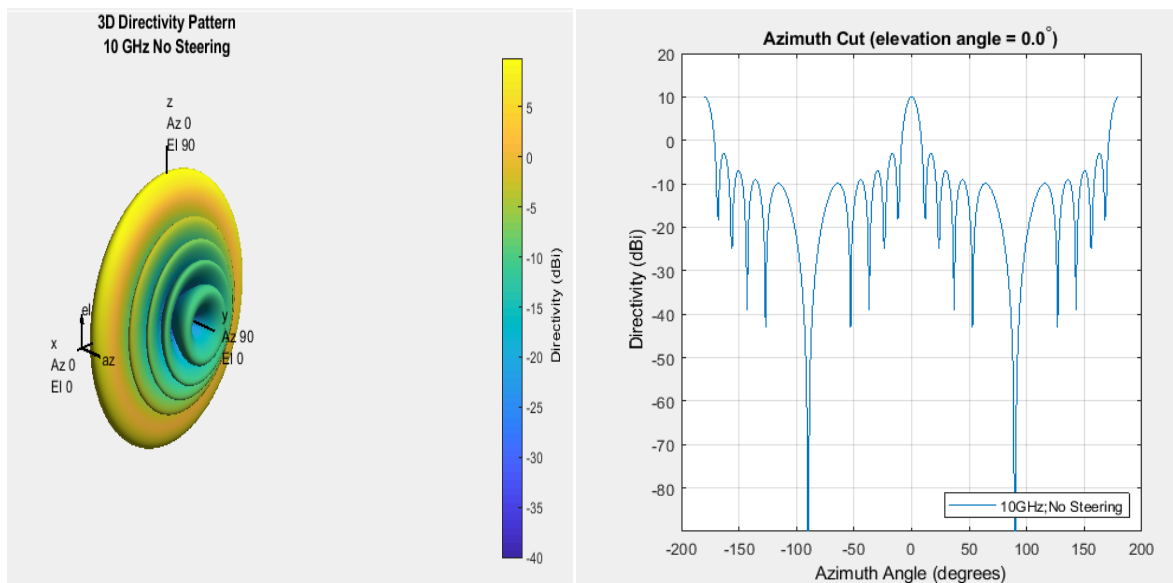
## Chapitre III Antenne et réseaux d'antennes pour système Radar

Exemple 1 : un réseau linéaire de **10 éléments** espacés de  **$d=0.5 \lambda$**  avec une fréquence de **10 GHz**.



(a)

(b)



(c)

(d)

Figure III.17 : un réseau linéaire de 10 éléments espacés de  $0.5 \lambda$ .

(a) : Les caractéristiques.

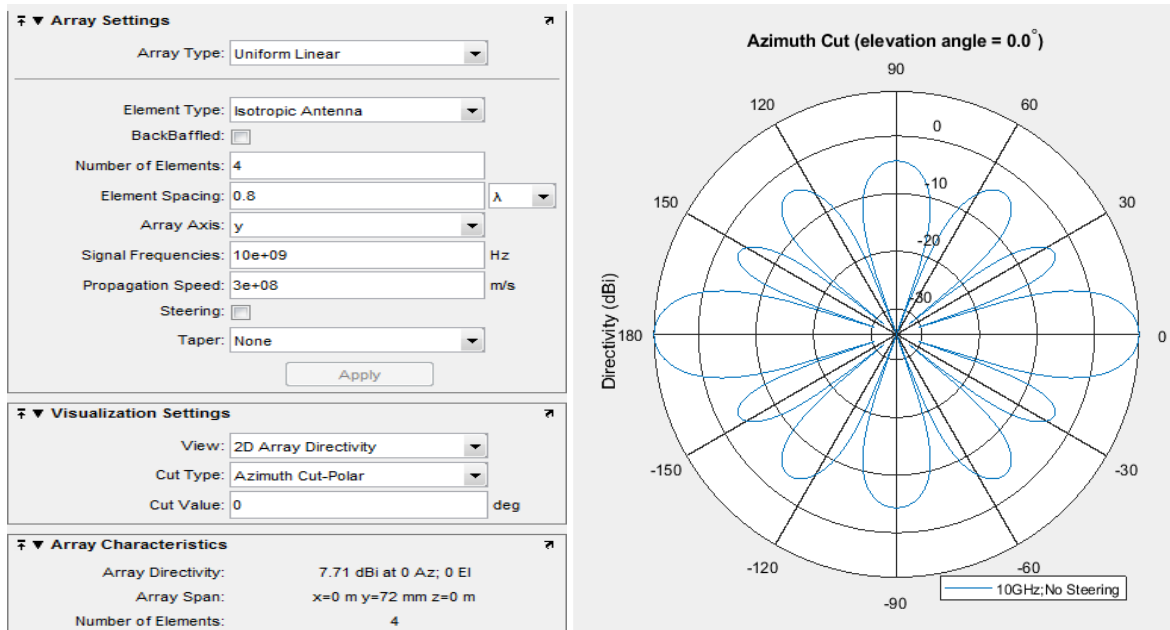
(b) : Réponse en polaire.

(c) : Réponse en 3D.

(d) : Réponse en cartésienne.

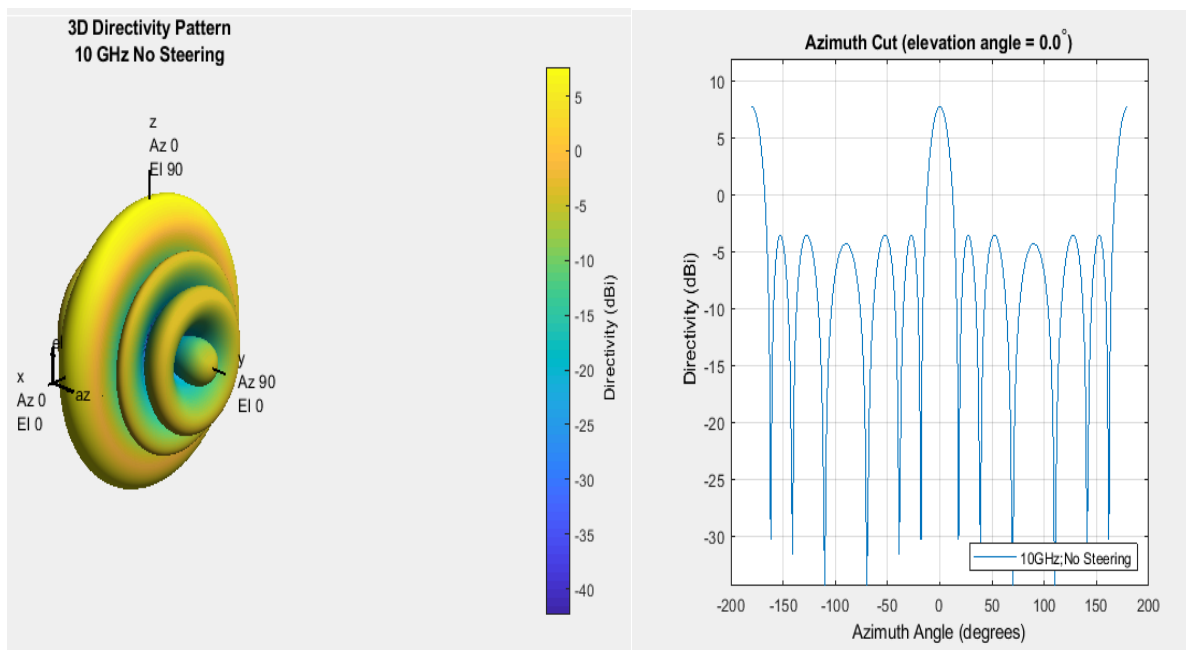
# Chapitre III Antenne et réseaux d'antennes pour système Radar

Exemple 2 : un réseau linéaire de 4 éléments espacés de  $dx = 0.8 \lambda$  avec une fréquence de 10GHz.



(a)

(b)



(c)

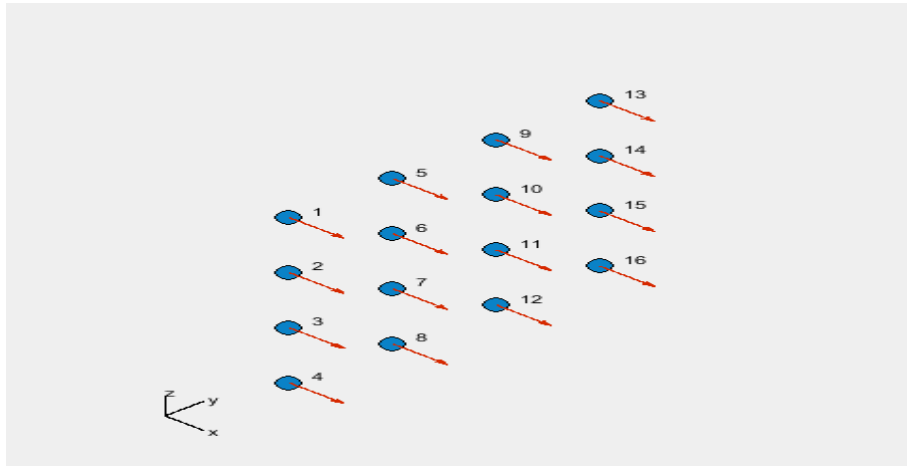
(d)

Figure III.18. : Un réseau linéaire de 4 éléments espacés de  $0.8 \lambda$ .

- (a) : Les caractéristiques.
- (b) : Réponse en polaire.
- (c) : Réponse en 3D.
- (d) : Réponse en cartésienne.

### III.7.3. Réponse azimutale d'un réseau rectangulaire uniforme URA :

La figure(III.19) représente La géométrie sous Matlab d'un réseau d'antennes URA composé d'une taille [4 4].

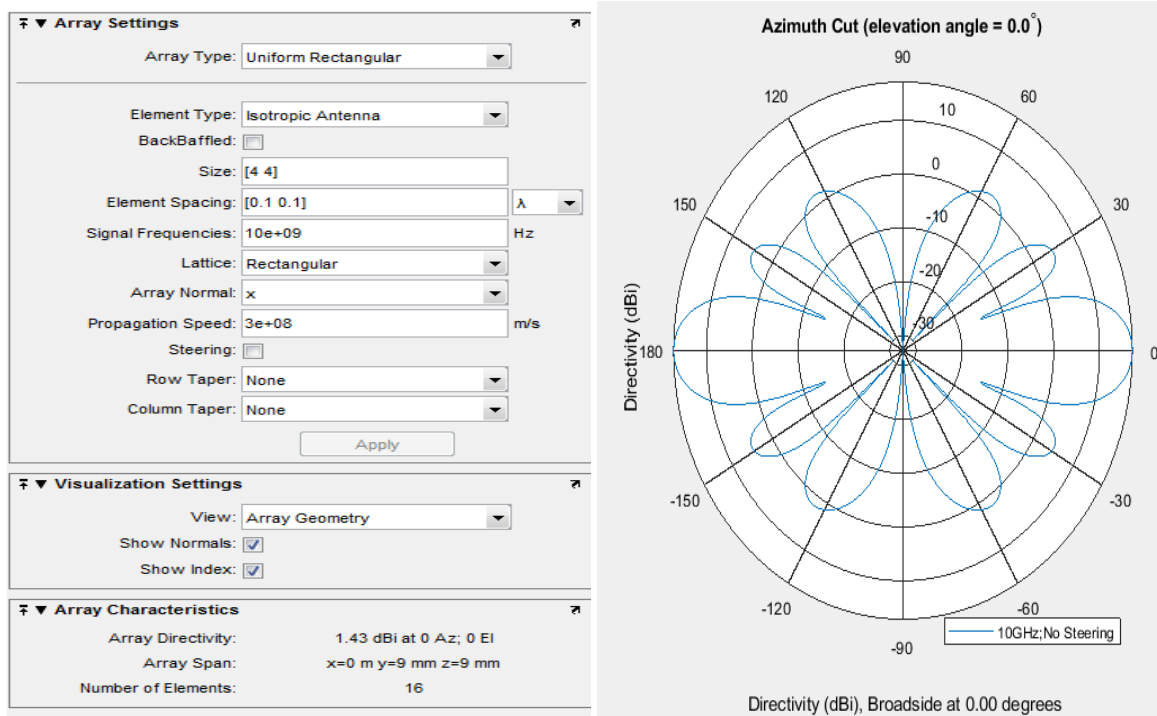


**Figure III.19 : Géométrie d'un réseau d'antennes URA d'une taille [4 4].**

Nous avons visualisé quelques exemples sous Matlab de réponse azimutale d'un réseau rectangulaire uniforme.

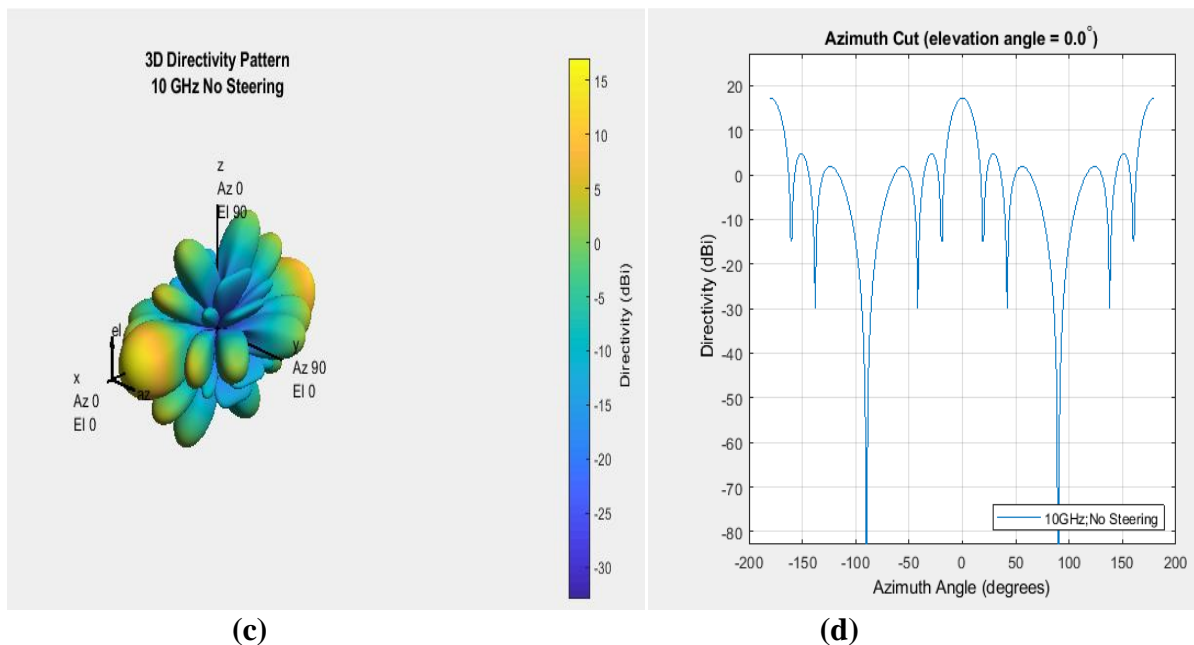
Exemple 1 : On fixe la taille à [4 4] et on varier l'espacement des éléments de ligne et de colonne. La fréquence est égale **10 GHZ**.

## Chapitre III Antenne et réseaux d'antennes pour système Radar



(a)

(b)



(c)

(d)

Figure III.20 : un réseau rectangulaire a une taille fixe et un espacement varier.

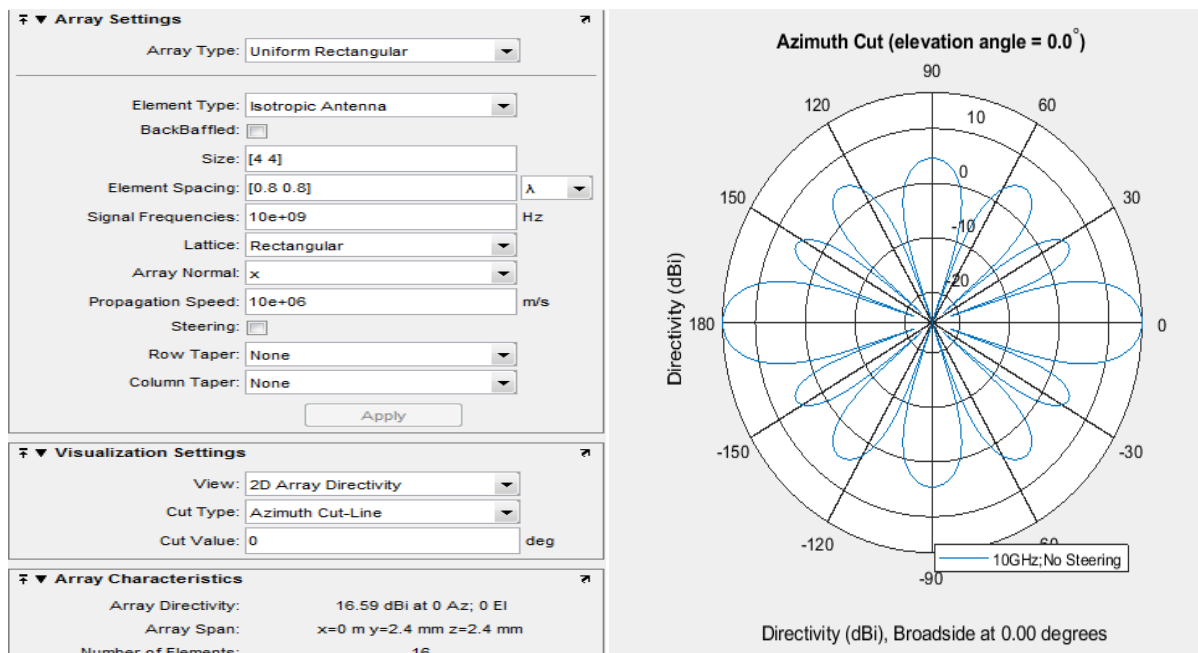
- (a) : les caractérise
- (b) : Réponse en polaire.
- (c) : Réponse en 3D.
- (d) : Réponse en cartésienne.

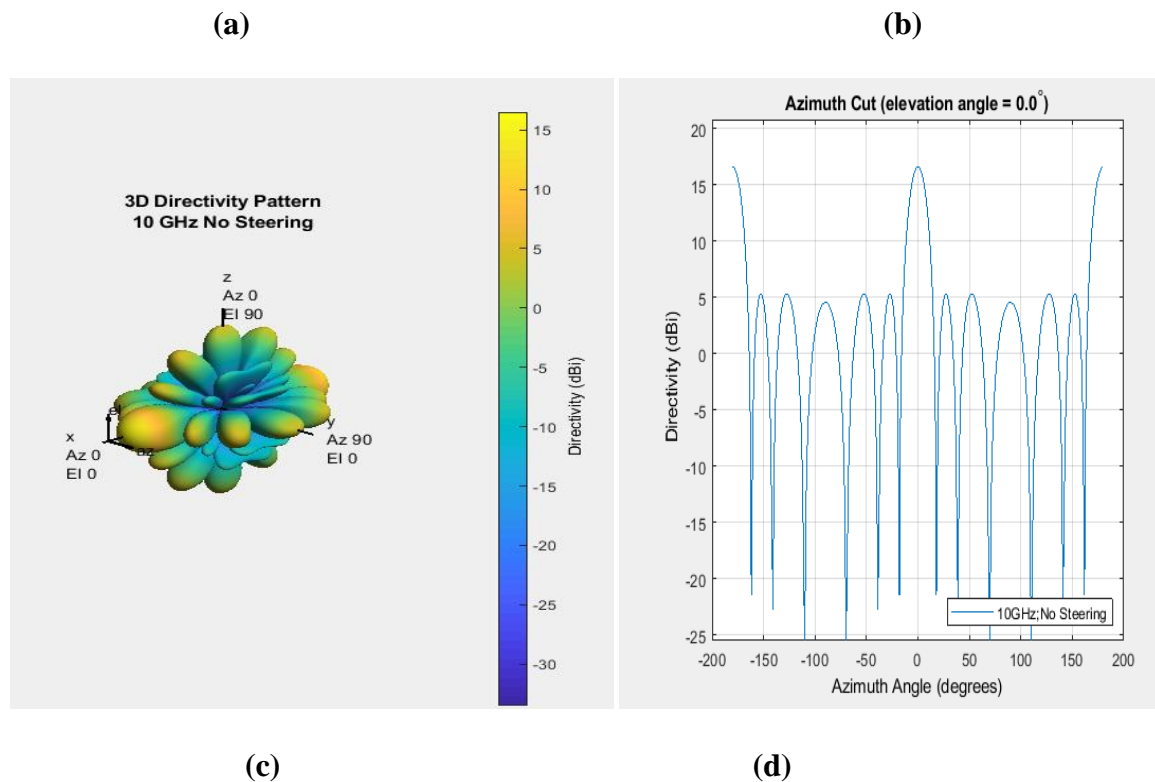
La taille	Espacements des éléments	La directivité de tableau (dB)	La portée de tableau (mm)	
[4 4]	[0.1 0.1]	1.43	Y=9	Z=9
[4 4]	[0.3 0.3]	9.66	Y=27	Z=27
[4 4]	[0.5 0.5]	13.50	Y=45	Z=45
[4 4]	[0.7 0.7]	15.34	Y=63	Z=63
[4 4]	[0.9 0.9]	13.51	Y=81	Z=81
[4 4]	[1.1 1.1]	10.47	Y=99	Z=99
[4 4]	[1.3 1.3]	12.20	Y=117	Z=117

**Tableau III.3 : comparaison entre la directivité et la portée pendant la fixation de la taille.**

Ces résultats ont été obtenus en utilisant le logiciel Matlab. On remarque la portée est augmentée mais l'emplacement est varié.

Exemple 2 : On fixe l'espacement des éléments de ligne et de colonne à [0.5 0.5] et en varier la taille. La fréquence est égale **10 GHZ**.





**Figure III.21 : un réseau rectangulaire a un espacement fixe et une taille varier.**

(a) : Les caractéristiques.

(b) : Réponse en polaire.

(c) : Réponse en 3D.

(d) : Réponse en cartésienne.

La taille	Espacements des éléments	La directivité de tableau (dB)	La portée de tableau (mm)	
[2 2]	[0.5 0.5]	7.08	Y=15	Z=15
[4 4]	[0.5 0.5]	13.50	Y=45	Z=45
[6 6]	[0.5 0.5]	17.16	Y=75	Z=75
[8 8]	[0.5 0.5]	19.74	Y=105	Z=105
[10 10]	[0.5 0.5]	21.72	Y=135	Z=135

**Tableau III.4 : comparaison entre la directivité et la portée pendant la fixation l'espacement des éléments.**

## **Chapitre III Antenne et réseaux d'antennes pour système Radar**

---

Ces résultats ont été obtenus en utilisant le logiciel Matlab. On remarque que la directivité et la portée augmente en même temps.

***Chapitre IV : Architecteur  
d'un Radar Mono Statique***



### IV.1.Introduction :

Dans ce chapitre, nous allons présenter l'architecture de système radar est développée à l'aide de Simulink system composé. Un radar Mono Statique se compose d'un émetteur colocalisé avec un récepteur. L'émetteur génère une impulsion qui atteint la cible et produit un écho reçu par le récepteur. En mesurent l'emplacement temporel des échos, vous pouvez estimer la portée de la cible. La première partie montre comment détecter la portée d'une cible unique en utilisant l'équivalent d'une antenne à élément unique. La deuxième partie montrera comment construire un radar mono statique avec un réseau linéaire uniforme (ULA) à 4 éléments qui détecte la portée de 4 cibles.

### IV.2.Déclaration des principaux paramètres :

- Nombre d'impulsions à intégrer : 10.
- Distance maximale de propagation unidirectionnelle(m)  $10^3$ .
- Plage de fréquence de fonctionnement(HZ) :  $[0, 10^20]$ .
- Gain (dB) :20.

### IV.3.Les spécifications de conception :

L'objectif de ce système est de détecter des cibles non fluctuantes (la position de la cible est stable). Un radar à impulsions mono-statique est un type de radar dans lequel l'émetteur et le récepteur sont situés au même endroit. Il utilise la même antenne pour émettre et recevoir les signaux d'écho.

Il y a deux types de la détection à distance :

- ✓ **La détection cohérente** : qui nécessite des informations sur les phases de l'impulsion transmise [44]. Donc, il est difficile d'être de manière traditionnelle moins chère.
- ✓ **La détection non cohérente** : ne nécessite pas beaucoup les techniques de calcul utilisées pour la détection cohérente [45].

### IV.4. Architecteur de Radar Mono Statique :

La figure(IV.1) montre un architecte qui simule un simple radar mono statique de bout en bout. L'utilisation du bloc émetteur sans le bloc réseau d'émission à bande étroite équivaut à la modélisation d'un seul élément d'antenne isotrope. Les impulsions rectangulaires sont amplifiées par le bloc émetteur puis propagées vers et depuis une cible en espace libre. Le bruit et l'amplification sont ensuite appliqués dans le bloc de préampli du récepteur au signal de retour, suivis d'un filtre adapté. Les pertes de portée sont compensées et les impulsions sont intégrées de manière non cohérente.

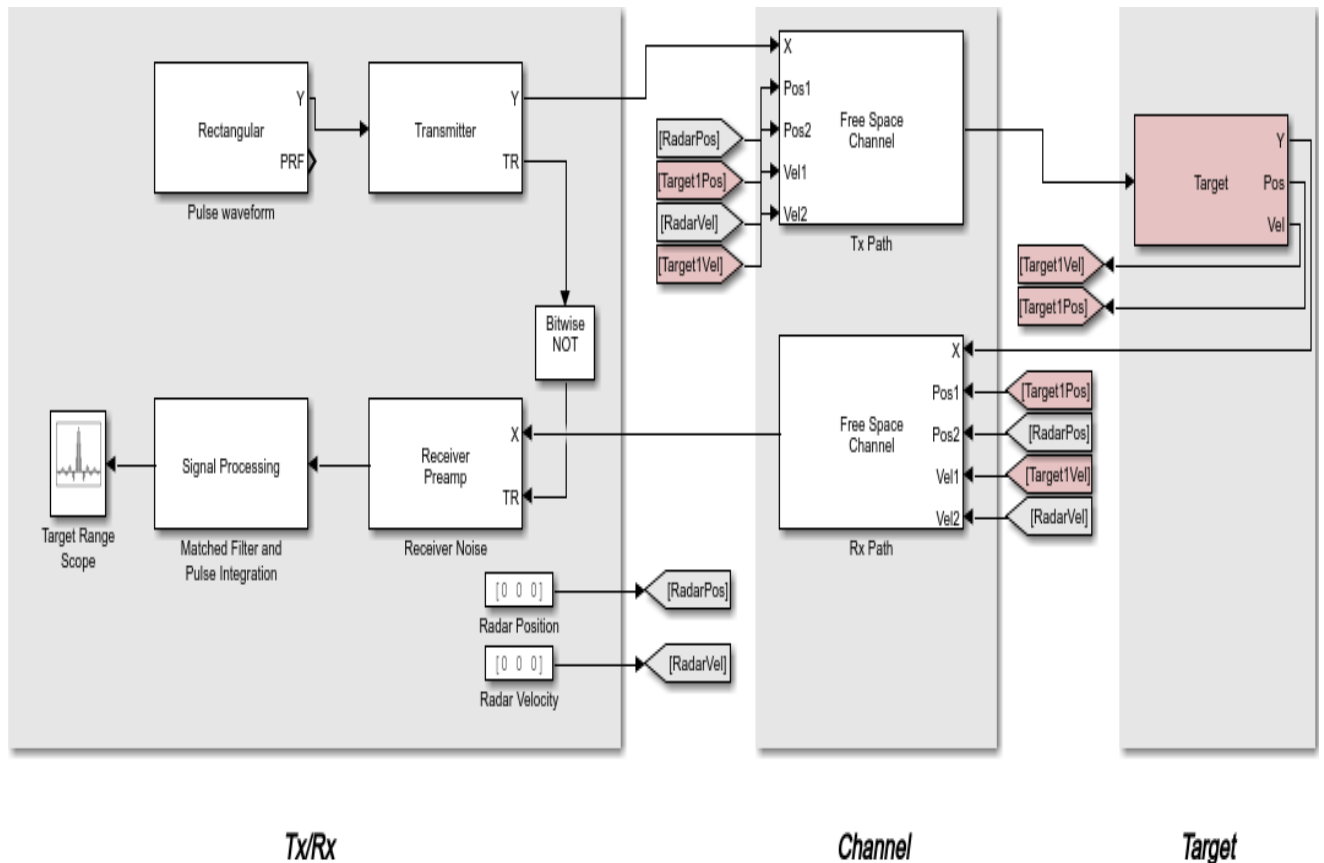


Figure IV.1 : Architecteur de radar mono statique à une cible.

## IV.5. Configuration du radar mono-statique :

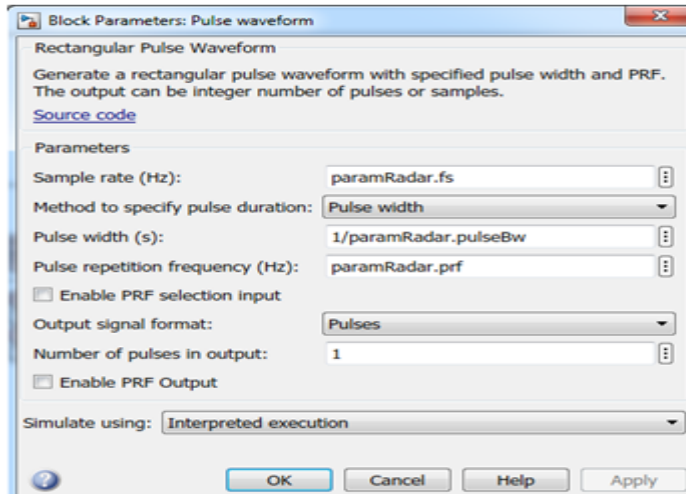
### IV.5.1. L'étape de configuration des paramètres du radar :

Le modèle se compose d'un émetteur-récepteur, d'un canal et d'une cible. Les blocs qui correspondent à chaque section du modèle sont :

#### IV.5.1.1. Émetteur-récepteur (TX/RX) :

##### 1. Émetteur :

**a. Générateur d'impulsion (Rectangulaire) :** c'est un bloc de forme d'onde rectangulaire génère une forme d'onde d'impulsion rectangulaire avec une largeur d'impulsion spécifiée. Le bloc génère un nombre entier de plus ou d'échantillons.



(a)



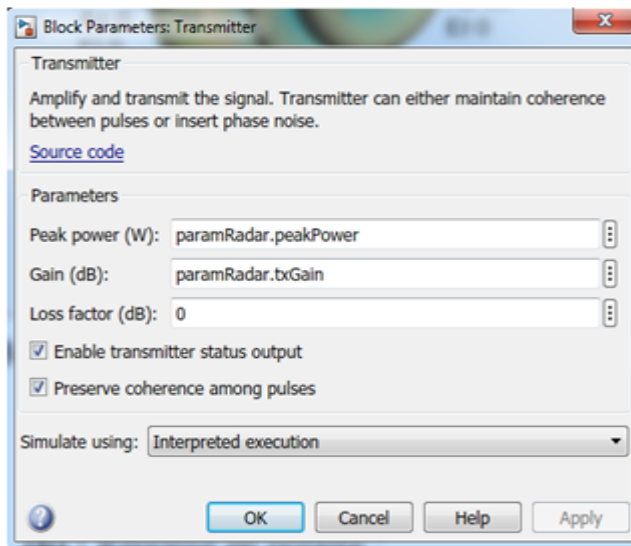
(b)

**Figure IV.2: Interface d'une forme d'onde d'impulsion rectangulaire.**

(a) : Paramètre de bloc Générateur d'impulsion.

(b) : Bloc Générateur d'impulsion.

**b. Émetteur(Transmitter):** Amplifie les impulsions et envoie un état de transmission/réception au bloc récepteur Préampli pour indiquer s'il est en train de transmettre.



(a)



(b)

**Figure IV.3: Interface d'amplification et de transmission de signal.**

(a) : paramètre de bloc Émetteur.

(b) : Bloc Émetteur.

2. Récepteur :

a. Récepteur Préampli (Receiver Preamp) : Reçoit les impulsions de l'espace libre lorsque l'émetteur est éteint. Ce bloc ajoute également du bruit au signal.

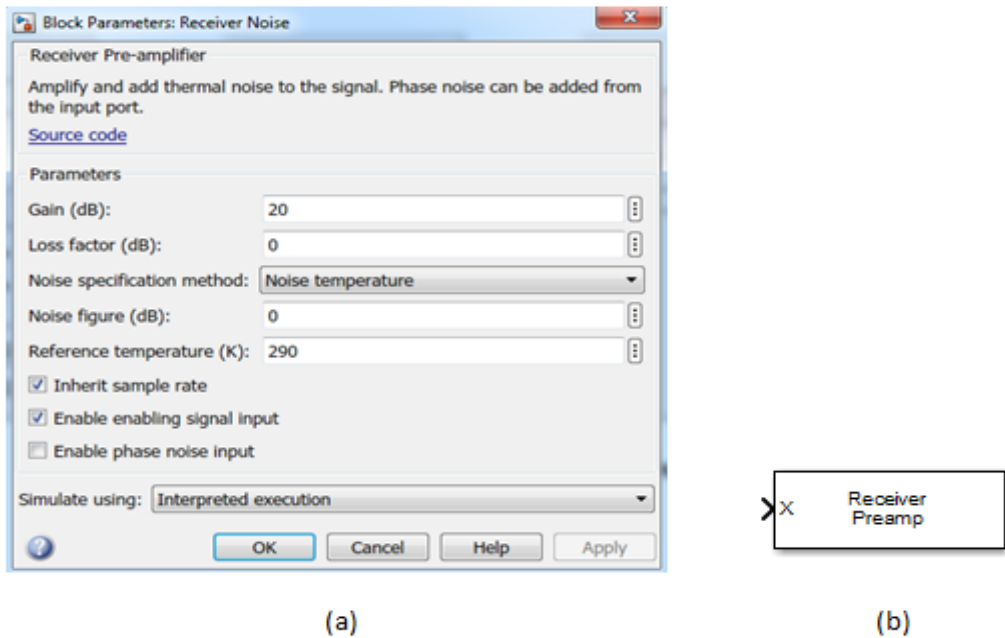


Figure IV.4: Interface d'amplification du bruit thermique.

(a): Paramètre de bloc Récepteur Préampli.

(b): Bloc Récepteur Préampli.

3. Traitement de signal :

Le sous-système effectue le filtrage des correspondances et l'intégration des impulsions.

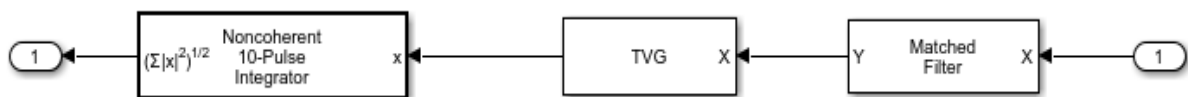
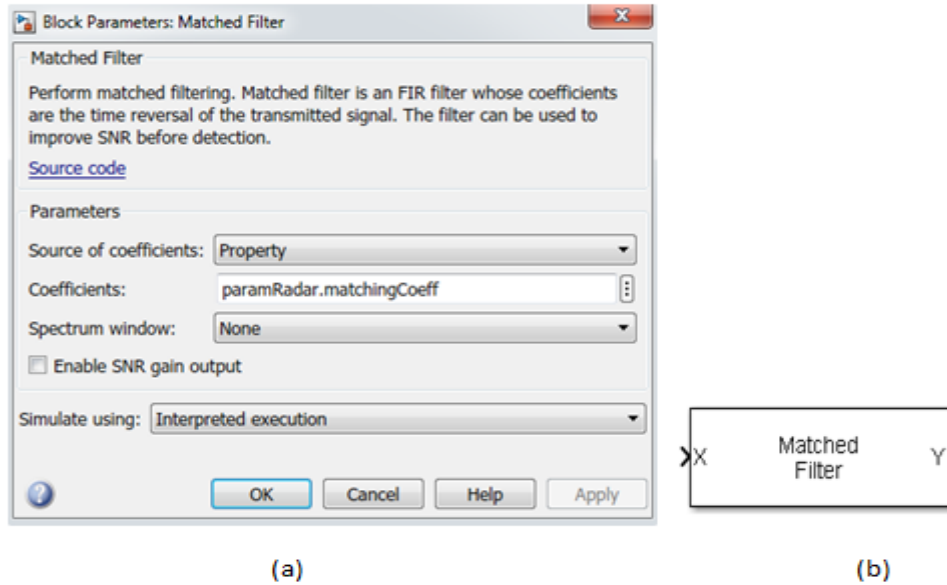


Figure IV.5 : Sous-système de traitement du signal.

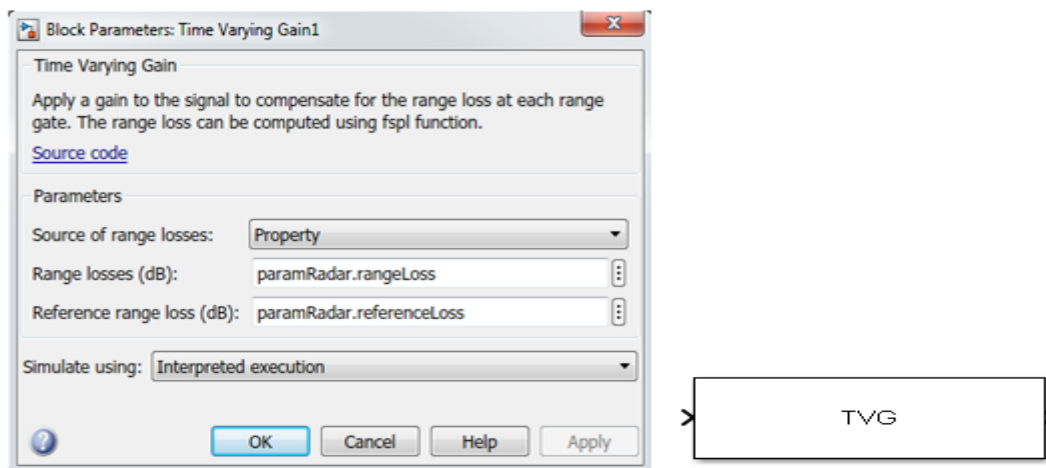
a. Filtre adapté (Matched Filter) : c'est une opération de filtrage FIR avec des coefficients égaux aux échantillons inversés dans le temps du signal transmis. Le filtre peut améliorer le SNR avant détection.



**Figure IV.6: Interface d'un filtre adapté.**

- (a): paramètre de bloc filtre adapté .
- (b): Bloc filtre adapté.

- b. **TVG** : Gain variant dans le temps pour compenser la perte de plage. Le gain variant dans le temps (TGV) est parfois appelé contrôle automatique de gain (AGC).



**Figure IV.7: Interface appliquer un gain au signal.**

- (a): paramètre de bloc TGV.
- (b): Bloc TGV.

- c. **Intégrateur d'impulsion (Pulse Integrator):** Intègre plusieurs impulsions de manière non cohérente. Vous pouvez spécifier le nombre d'impulsions à intégrer et le nombre d'impulsion superposées dans les l'intégration succesives.

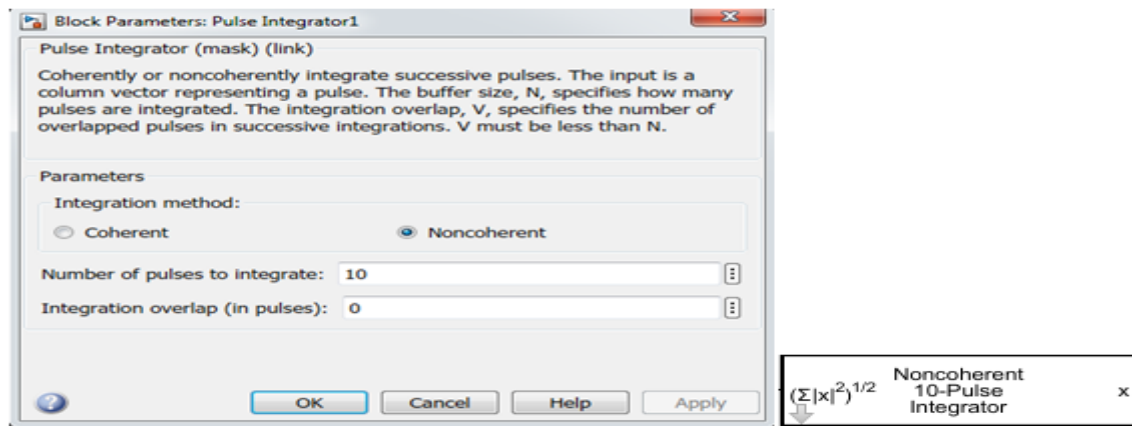


Figure IV.8: Interface d'intégration de manière cohérente de l'impulsion successive.

- (a): paramètre de bloc Intégrateur d'impulsion.
- (b): Bloc Intégrateur d'impulsion.

IV.5.1.2.Canal (Channel):

- a. **Canal d'espace libre (Freespace cannel) :** Applique des délais de propagation, des pertes et des décalages Doppler aux impulsions. Un bloc est utilisé pour les impulsions émises et un autre pour les impulsions réfléchies. Ils nécessitent les positions et les vitesses du radar et de la cible.

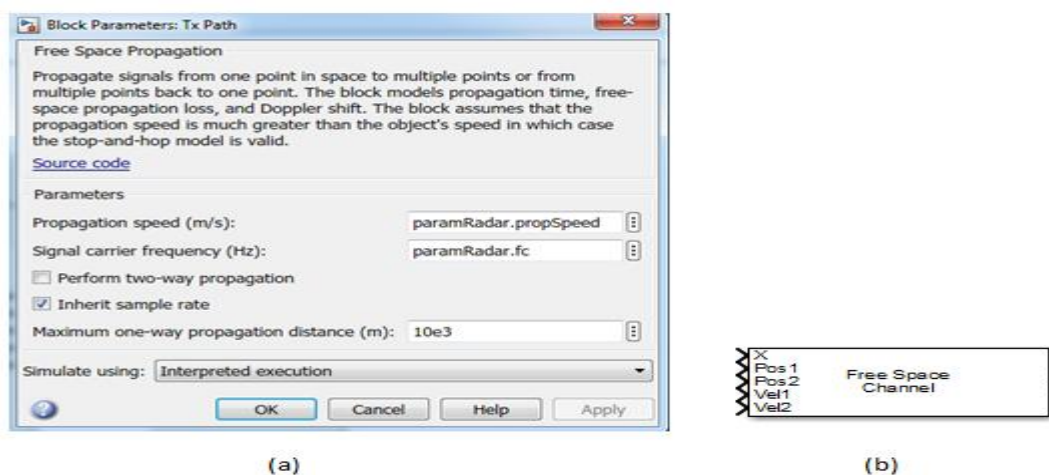


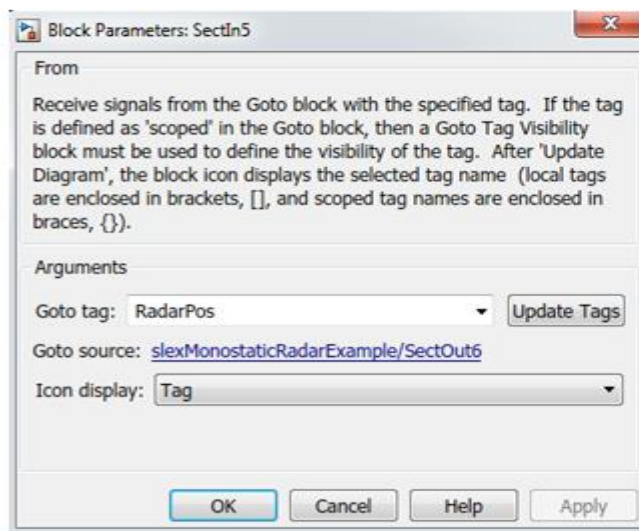
Figure IV.9 : Interface de propagation des signaux à partir d'un point dans l'espace.

- (a): paramètre de bloc Canal d'espace libre.
- (b): Bloc Canal d'espace libre.

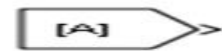
### IV.5.1.3.Cible (Target) :

La cible est un sous-système reflète les impulsions selon le RCS spécifié. Ce sous-système comprend un Platform bloc qui modélise la vitesse et la position de la cible qui sont fournis aux Canal d'espace libre à l'aide des blocs (Goto et From).

- ✚ **From** : accepte un signal d'un bloc Goto correspondant, puis le passe en sortie. Le type de données de la sortie est le même que celui de l'entrée d'un bloc à l'autre sans les connecter réellement.



(a)



(b)

**Figure IV.10: Interface des signaux à partir de bloc From.**

(a) : paramètre de bloc Form.

(b) : Bloc Form.

- ✚ **Goto** : transmet son entrée à ses blocs From correspondants. L'entrée peut être un signal ou un vecteur à valeur réelle ou complexe de tout type de donnée.

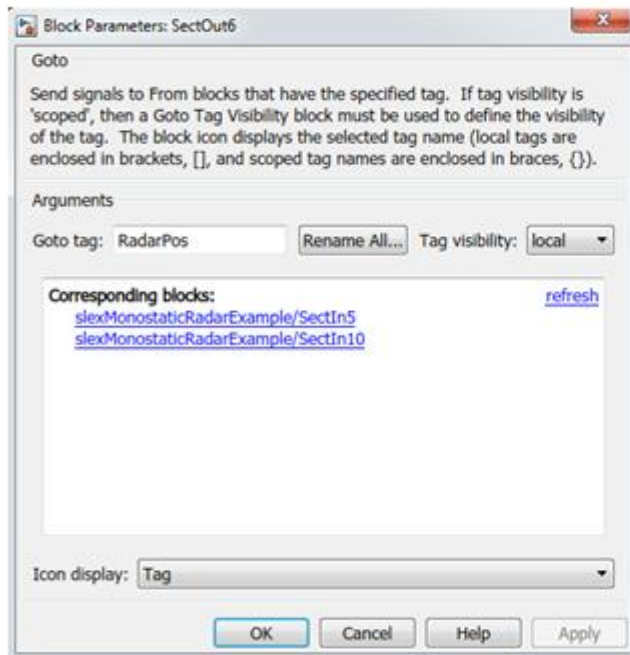


Figure IV.11 : Interface des signaux Goto.

(a) : paramètre de bloc Goto.

(b) : Bloc Goto.

## IV.6. Radar mono statique avec plusieurs cibles :

### IV.6.1. Architecteur de radar mono statique :

La figure(IV.12) montre un architecte qui estime la portée de quatre cibles fixes à l'aide d'un radar mono statique.

L'émetteur-récepteur radar utilise un réseau d'antennes linéaires uniformes (ULA) à 4 éléments pour une directivité et un gain améliorés.



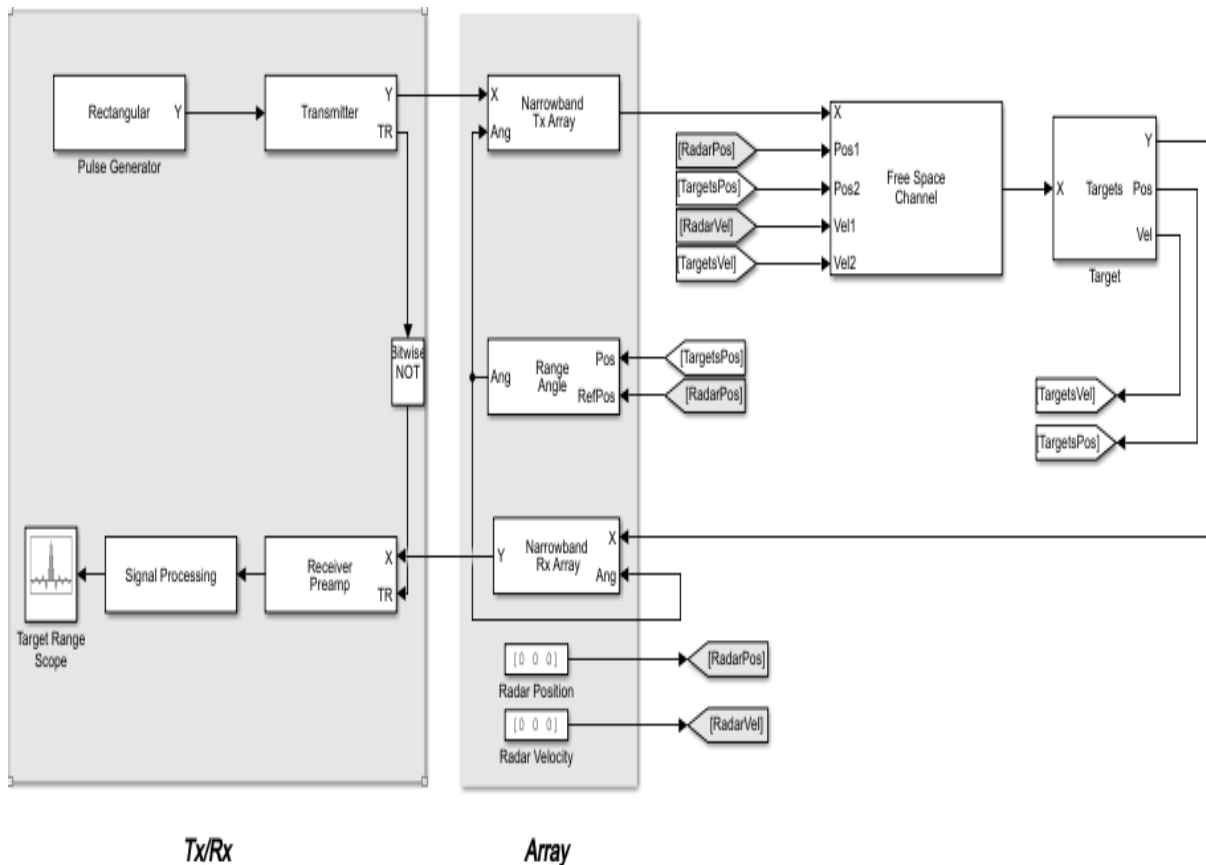


Figure IV.12 : Architecteur de radar mono statique à 4 cibles.

### IV.6.2. Génération d'un réseau d'antenne linéaire :

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 notre cas, nous choisissons un réseau d'antennes linéaires uniformes (ULA) à 4 éléments.

- ✚ **Matrice à liaison étroite « RT/RX » (Narrowband Array « RT/RX ») :** Modéliser un réseau d'antennes pour recevoir des signaux à bande étroite. La matrice est configurée à l'aide de l'onglet "Sensor Array" du panneau de dialogue du bloc. Le bloc reçoit des impulsions des quatre directions spécifiées à l'aide d'Angport. L'entrée de ce bloc est une matrice de quatre colonnes. Chaque colonne correspond aux impulsions propagées depuis la direction de chaque cible. La sortie du bloc est une matrice de 4 colonnes. Chaque colonne correspond au signal reçu à chaque élément d'antenne.

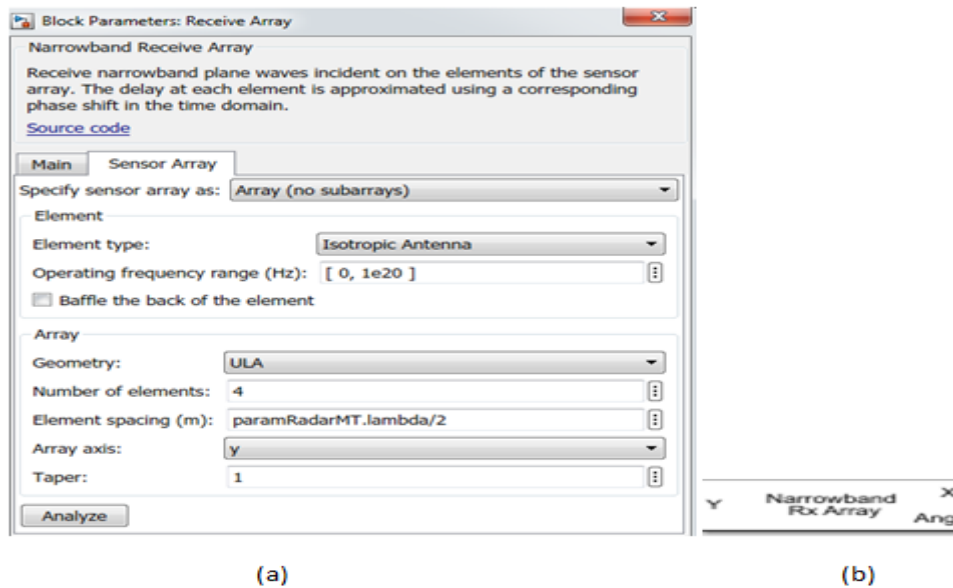


Figure IV.13 : Interface de recevoir des ondes de phase à bande étroite.

(a) : paramètre de bloc Matrice à liaison étroite.

(b) : Bloc Matrice à liaison étroite.

✚ **Angle de portée (Range Angle):** Calcule les angles entre le radar et les cibles. Les angles sont utilisés par la matrice à liaison étroite Tx et les matrices à liaisons étroites Rx blocs afin de déterminer dans quelles directions pour modéliser la transmission ou la réception des impulsions.

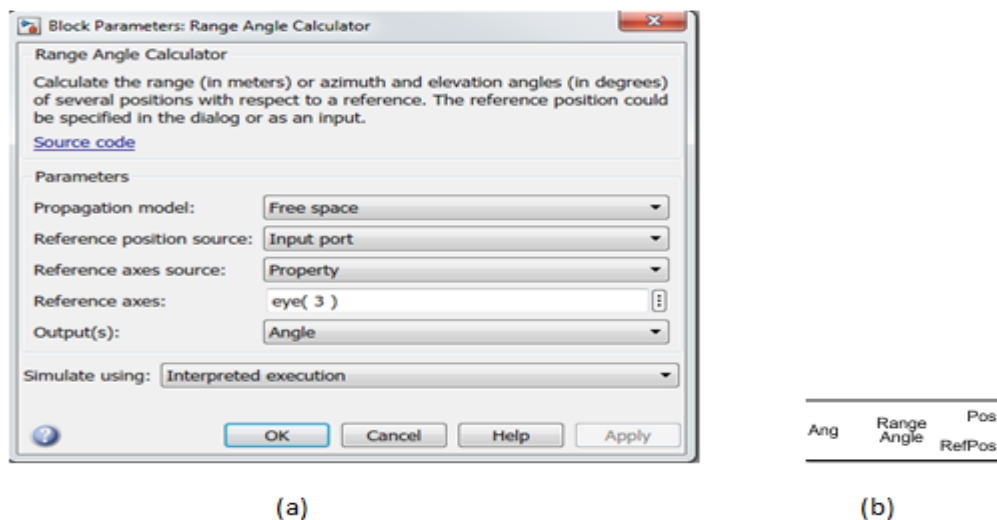


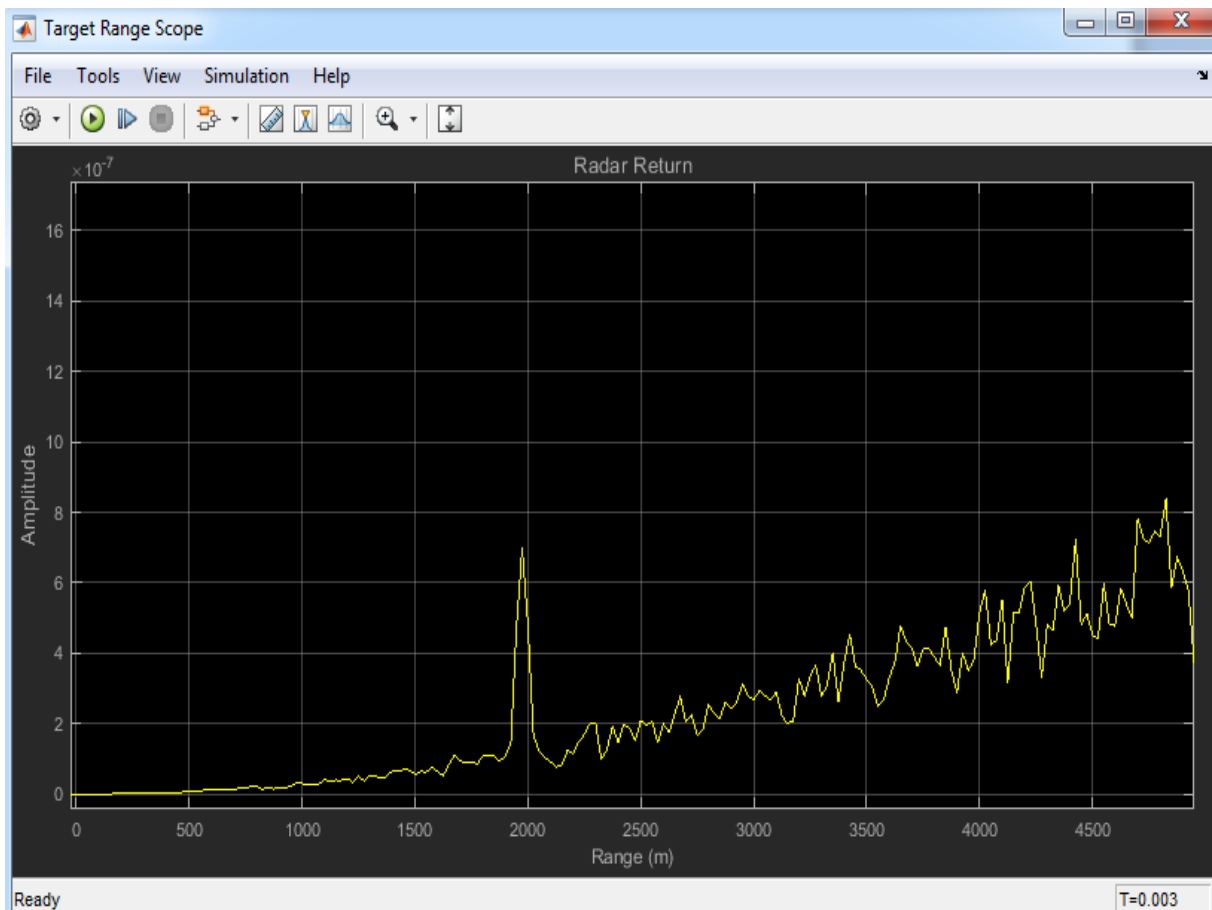
Figure IV.14 : Interface de calcule la portée.

(a) : paramètre de bloc angle de portée.

(b) : Bloc Angle de portée.

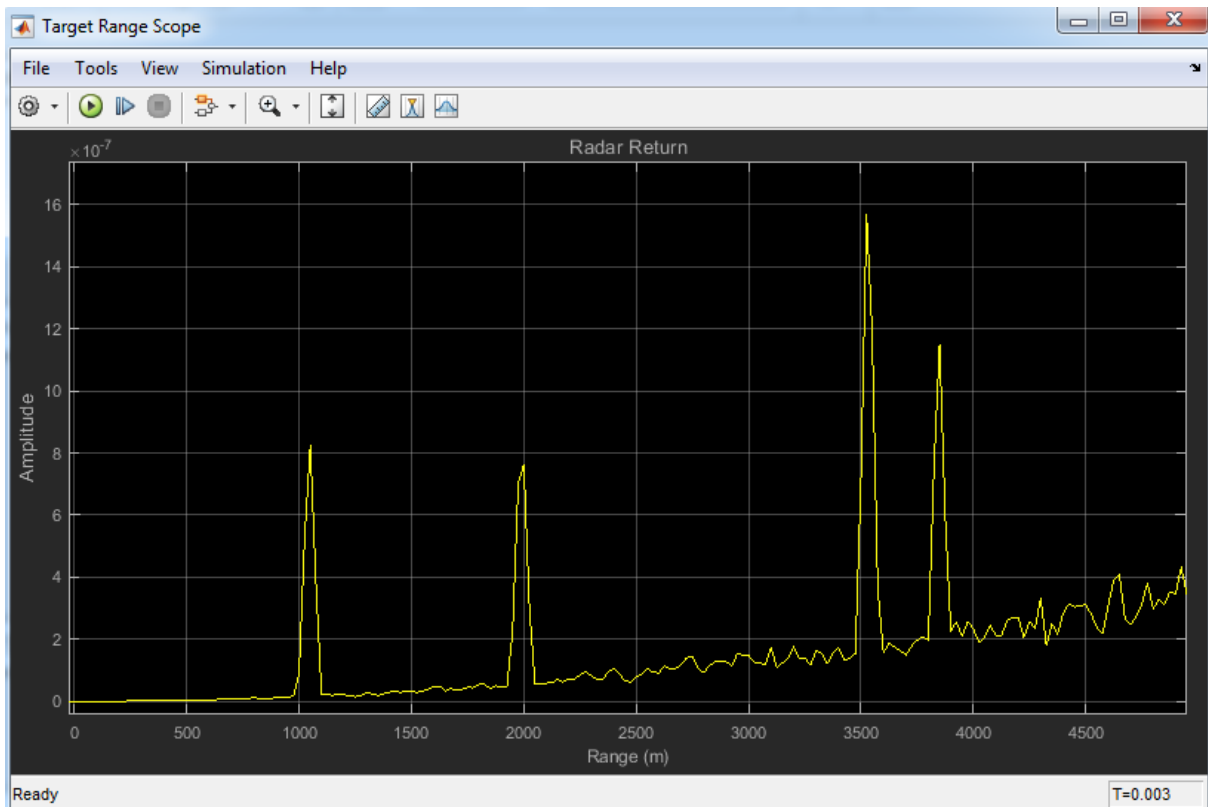
### IV.7.Résultats et affichage :

La figure ci-dessous montre la portée de la cible. Nous pouvons alors déterminer la plage cible est calculée à partir du délai aller-retour de l'impulsion réfléchie. Le retard est mesuré à partir du pic de la sortie du filtre adapté.



**Figure IV.15: Résultat simulink de radar avec une cible.**

D'après la figure (IV.15) on peut voir que la cible est à environ 2000 mètres du radar. Cette portée se situe dans la résolution de portée de 50 mètres du radar par rapport à la portée réelle.



**Figure IV.16: Résultat simulink de radar à 4 cibles.**

Nous pouvons voir que les cibles sont à environ 1100, 2000, 3550 et 3850 mètres du radar. Ces résultats se situent dans la résolution de portée de 50 mètres du radar par rapport à la portée réelle.

### *Conclusion Générale*

Les radars dans leur conception ont vu leur évolution intégrer le logiciel pour les fonctions de test et d'opération. Leur intégration a connu un grand succès dans la surveillance, l'armement, et les systèmes de contrôle de trafic aérien.

Ce travail de recherche est présenté pour l'objectif de proposer une étude et une simulation d'un système radar avec des meilleures performances. A cet effet, nous avons mis les points sur différents blocs et fonctions de la chaîne de transmission des radars, et sur différentes formes d'ondes radars qui amènent à aboutir les meilleures performances.

Tout d'abord, on a consacré à des généralités sur le radar à travers lesquelles on trouve le principe de ce système et ses différents types. L'utilisation de ces types est variable selon le domaine d'applications et les bandes des fréquences attribuées ainsi que l'équation radar.

Ensuite, nous avons parlé de la composition du système radar tout en décrivant le rôle de chaque élément composant. Dans ce cadre, nous avons offert une présentation générale sur la fonction d'ambiguïté (définition, propriétés...) et les différentes formes d'onde utilisées à l'émission du radar. Le chapitre contient, en même temps, des formalismes mathématiques.

De plus, 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 uniforme) et le réseau URA (réseau d'antenne rectangulaire). Ou, nous avons simulé en Matlab ces différents types de réseaux d'antennes et représenté leurs diagrammes de rayonnements en coordonnées cartésiennes, polaires et en 3D pour faciliter la compréhension de cette problématique.

Enfin, nous avons présenté l'architecture de système radar mono statique. Dans lequel on a représenté et exposé les différents blocs constituant la chaîne du radar. Un radar utilisant un train d'impulsion a la capacité de détecter plusieurs cibles. En mesurant l'emplacement temporel des échos et estimer la portée de la cible.

# *Références bibliographique*

### *Références bibliographiques :*

- [1] M. I. Skolnik, "Radar Handbook", Third Edition, McGraw-Hill Companies, 2008.
- [2] G. R. Curry, "Radar System Performance Modeling", Second Edition, Artech House, 2005.
- [3] D. K. Barton, S. A. Leonov, "Radar Technology Encyclopedia", Artech House, 1998.
- [4] B. Atrouz, « Les Systems radar », Mémoire de Fin d'Étude, Ecole militaire polytechnique ,2016.
- [5] Jean-Claude Souyris, CNES, « Service Altimétrie et Radarm », Janvier 2011
- [6] Merrill I. Skolnik, « introduction to radar système », Second Edition, 1980.
- [7] CHIOUKH, lydia Nouveau radar harmonique à diversité de fréquence pour la détection des signes, Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal, 2015
- [8] Mr S. Meguelati, « Cours Radar », Université De Blida, 5ème Année Ingénieur, Département Aéronautique (Option : Installation), Année : 2009/2010.
- [9] B. R. Mahafza, A. Elsherbeni, « MATLAB simulations for radar systems design », CRC press, 2003.
- [10] B. Chen, J. Wu, « Synthetic Impulse and Aperture Radar (SIAR): A Novel Multifrequency MIMO Radar», 2014.
- [11] Laurent Déjean, « Détection de petites cibles marines en milieu côtier par radar naéroporté », Thèse doctorat de Telecom Bretagne, 10 novembre 2009.
- [12] Merrill I. Skolnik, « introduction to radar système », Second Edition 1980, p. 413.
- [13] CHABBI Souâd, détection adaptative cfar à censure automatique basée sur les statistiques d'ordre en milieux non Gaussiens, Promotion 2008.
- [14] N. Touati, « Optimisation des formes d'ondes d'un radar d'aide à la conduite automobile, robustes vis-à-vis d'environnements électromagnétiques dégradés », thèse électronique, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis, **2015**.
- [15] D. K, Barton, S. A, « Leonov, Radar Technology Encyclopedia », Artech House, 1998, page 472.
- [16] Jalal Al-Roomym, Akram Abu- Raidam, « waveform generation », January 2010.
- [17] Vishal Riché, « Etude et realisation d'un systeme d'imagerie SAR exploitant des signaux et congurations de communication numerique », Thèse doctorat electronique, l'université Européenne de Bretagne, 25 avril 2013.

## Références bibliographiques

---

- [18] Odile Picon et coll, « Les antennes Théorie, conception et application, », Dunod, Paris, 2009, ISBN 978-2-10-054245-1
- [19] Yijun Zhou; Chi-Chih Chen; Volakis, IL., "Single-fed Circularly Polarized Antenna Element With Reduced Coupling for GPS Arrays," IEEE Trans. On Antennas and Propagation, vol.56, no.5, pp.1469-1472, May 2008
- [20] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design Handbook", London, Artech House. 2001.
- [21] M. Gujral, J.L.W. Li, T. Yuan, and C. W. Qiu, Bandwidth improvement of Microstrip antenna array using dummy ebg pattern on feedline", National University of Singapore, Progress In Electromagnetics Research, Vol. 127, pp79-92, 2012
- [22] Makarov, S.N, Antenna and EM Modeling with MATLAB, John Wiley and Sons, Inc, 2002.
- [23] Alireza Kazemipour, Contribution à l'étude du couplage entre antennes, application à la compatibilité électromagnétique et à la conception d'antennes et de réseaux d'antennes, Thèse de doctorat de l'école nationale supérieure des télécommunications, Spécialité : Communications et Electronique, juin 2002.
- [24] Yu-Ming Lee, Shuming T. Wang, Hsien-Chiao Teng, and Shen Cherng, A Functional Microstrip Circuit Module For Annular Slot Antenna, Progress In Electromagnetics Research, Vol. 136, pp255-267, 2013
- [25] Jain, Vipul & Heydari, Payam. Automotive Radar Sensors in Silicon Technologies. Springer, 2013, ISBN: 978-1-4419-6774-9 20.
- [26] Daihua Wang, Linli Song, Hanchang Zhou, Zhijie Zhang, A Compact Annular Ring Microstrip Antenna for WSN Applications, pp 8663-8674 Sensors 2012 .
- [27] Vaudon Patrick, Les antennes imprimées, Master Recherche Télécommunications Hautes Fréquences et Optiques, IRCOM- Université de Limoges, 2004.
- [28] Odile Picon et Coll, « Les ANTENNES Théorie, Conception et Application », DUNOD, 2011
- [29] Md. Maruf Ahamed, Kishore Bhowmik, Md. Shahidulla, Md. Shihabul Islam, Md. Abdur Rahman," Rectangular Microstrip Patch Antenna at 2GHZ on Different Dielectric Constant for Pervasive Wireless Communication", International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), Vol.2, No.3, pp. 417 - 424, June 2012.
- [30] Alexandre Boyer, Antennes, institut national des sciences appliquées de Toulouse ,5ème Année Réseau et Télécom, 2011.
- [31] <https://fr.scribd.com/document/353880363/Reseaux-d-antennes-2-pdf>



## Références bibliographiques

---

- [32] 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
- [33] T.A. Milligan Modern Antenna Design, second edition John Wiley & Sons, Inc, 2005
- [34] J.P. Hardange, P. Lacombe, J.C. Marchais, « Radars aéroportés et spatiaux », Edition Masson, 1990
- [35] Warren L., Stutzman, Gary A. Thiele, Antenna Theory and Design, 2nd ed., New-York ;Toronto : John Wiley & Sons, c1998.
- [36] Constantine A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd ed., John Wiley & Sons, 2005
- [37] R.J. Mailloux, Phased Array Antenna Handbook, Artech House, Boston, 1994.
- [39] McDonald, G.; Willson, C. "High power ferrite phase shifters for phased array radars," Active and Passive Components for Phased Array Systems, IEE Colloquium, vol., no., pp.2/1-2/7, 24 Apr 1992
- [40] Zhao, Z.; Wang, X.; Choi, K.; Lugo, C.; Hunt, A. T; «Ferroelectric Phase Shifters at 20 and 30 GHz," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions, vol.55, no.2, pp.430-437, Feb. 2007
- [41] White, J.F.; «Diode Phase Shifters for Array Antennas," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions, vol.22, no.6, pp. 658- 674, Jun 1974
- [42] Garver, R.V., "Broad-Band Diode Phase Shifters," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions, vol.20, no.5, pp. 314- 323, May 1972
- [43] Itoh, Y.; Murata, T. "An L-band SiGe HBT differential variable phase shifter with a combination of analog and digital phase control," Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific, vol., no., pp.1589-1592, 7-10 Dec. 2009.
- [44] Sean Victor Hum, S 2018, Course Note: ECE422 Radio and Microwave Wireless Systems, University of Toronto, 2018. Viii, 21, 22.
- [45] projet, E. 1. Radar à impulsions (récupéré le 16/04/2020). à partir de <https://hackaday.com/2014/02/24/guest-post-try-radar-for-your-next-project/>